

Cuaderno de Laboratorio de electrónica vol 1

Grupo 1: Gasanego Julián, Parzajuk Noelia, Prelat Leila

2 cuatrimestre 2019

Índice

1. Clase 14/08	4
1.1. Guía 1: Seguidor de voltaje	4
1.2. Guía 1: Amplificador no inversor	4
2. Clase 21/08	6
2.1. Guía 1: Amplificador inversor	6
2.1.1. Simulación: LTSpice	6
2.1.2. Ganancia = 1.779	7
2.1.3. Ganancia = 8.56	8
2.1.4. Ganancia = 1034	9
2.1.5. Discusión de las ganancias obtenidas	12
2.2. Guía 1: Amplificador diferencial	13
3. Clase 28/08	15
3.1. Guía 1: Amplificador de transconductancia	15
3.1.1. Análisis	17
3.2. Guía 1: Amplificador logarítmico	20
4. Guía 1: Adicional	22
4.1. Descripción y desarrollo	22
4.1.1. Primera etapa: seguidores	23
4.1.2. Primera etapa amplificadores no inversores	24
4.2. Conclusiones	25

5. Clase 4/9	26
5.1. Guía 2: Filtros pasa bajos y pasa altos	26
5.2. Guía 2: Ganancia real del Opamp	26
5.3. Guía 2: Circuito integrador	27
5.4. Guía 2: Integrador con R_{dc}	30
6. Clase 11/09	32
6.1. Guía 2: Amplificador derivador	32
6.2. Guía 2: Clasificación de filtros de segundo orden	35
6.2.1. Experimento y análisis	36
6.2.2. Simulación	38
7. Clase 18/09	40
7.1. Guía 3: Transistores (BJT)	40
7.2. Experimento 1: hallar β	43
7.2.1. Análisis	43
8. Clase 25/09	45
8.1. Guía 3: Experimento 2 (Amplificadores clase A)	45
8.1.1. Polarización fija	46
8.1.2. Polarización con realimentación al emisor	48
8.2. Guía 3: Exp 3 (Amplificador push-pull simétrico)	48
8.3. G3E4: Transistor como switch de un LED	48
9. Apéndice A: Guías de ejercicios	58
9.1. Guía 1	58
9.2. Guía 2	58
9.3. Guía 3	58
10. Apéndice B: Entrega de ejercicios	58
10.1. Primera entrega	58
10.2. Segunda entrega	58
10.3. Tercera entrega	58
10.4. Quinta entrega	58
10.5. Sexta entrega	58

11. Apéndice C: Presentaciones	59
11.1. Transistores	59
11.2. Temporizador 555	59
11.3. Circuitos Digitales	59
11.4. Arduino y protocolo de comunicacion SPI	59

1. Clase 14/08

1.1. Guía 1: Seguidor de voltaje

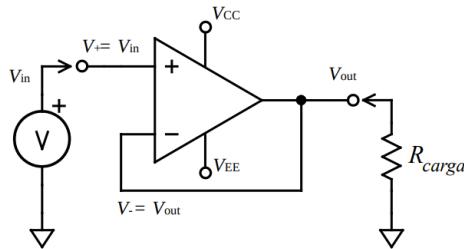


Figura 1: Seguidor de voltaje

Si $V_+ = V_-$ entonces la ganancia es igual a 1 ($V_{out} = V_{in}$). Además este circuito tiene una impedancia muy alta a la entrada ($i_{in} \rightarrow 0$) y muy baja a la salida.

1.2. Guía 1: Amplificador no inversor

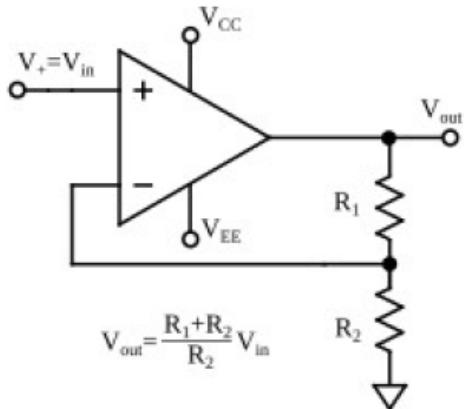


Figura 2: Amplificador no inversor

Se pide una ganancia de 10. Como no se encontraron resistencias que cumplan dicho valor de ganancia, se eligieron $R_1 = 470 \Omega$ y $R_2 = 55 \Omega$ tal que la ganancia fue $G = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 9,54$

Los voltajes V_{CC} y V_{EE} fueron +15V y -15V (conexiones que alimentan al opamp LM741¹). Inicialmente, la señal de entrada V_{in} se conectó a 5V. Debido al valor de la ganancia G , el V_{out} tendría que superar los 15V de alimentación (V_{CC}), lo cual no es posible. Para resolver esto se disminuyó el voltaje del V_{in} con un divisor de tensión formado por las resistencias $R_3 = 497 \Omega$ y

¹Ver manual: <https://bit.ly/2HBKQOK>

$R_4 = 54,4 \Omega$ (Ver Fig. 3), de modo tal que $V_{in} = 0,49V$. El OPAMP utilizado (LM741) soporta una corriente máxima de 25mA. Inicialmente pensamos que superaríamos dicha cantidad al introducir la señal V_{in} indicada previamente, con la ganancia generada por la combinación de resistencias R_1 y R_2 . Por lo tanto, por lo tanto modificamos I determinando que $R_1 = 1,49 k\Omega$ y $R_2 = 0,47 k\Omega$. Esta modificación también era innecesaria dado que en ninguna de los dos valores de R_1 y R_2 superamos los 10mA.

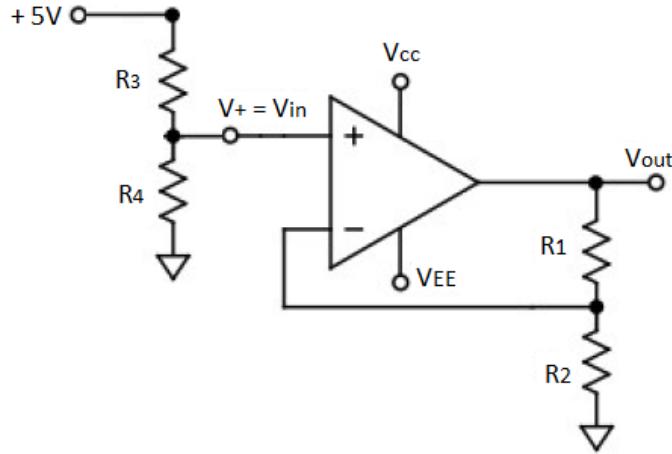


Figura 3: Amplificador no inversor con divisor de voltaje para el V_{in}

Bajo estas condiciones, se conectó el circuito a un generador de funciones y a un osciloscopio para obtener un barrido en frecuencias. Podríamos habernos ahorrado el divisor de tensión e introducir, con el generador de funciones, señales V_{in} que no saturen al opamp, pero las primeras pruebas las llevamos a cabo con una fuente de DC que únicamente nos permitía introducir tensiones de $\pm 5V$ y $\pm 15V$. Decidimos dejar el divisor porque nos gustaba y no modificaba la experiencia del barrido de frecuencias. La tensión del generador de funciones no superó los 5Vpp. Spoiler: el circuito amplificador no inversor² funciona como un filtro pasa bajos, ya que para las frecuencias altas el V_{out} es menor que el V_{in} , lo cual puede observarse en la figura 4.

²Ver <http://materias.df.uba.ar/leb2019c2/files/2019/08/LM741.pdf> pag. 5.

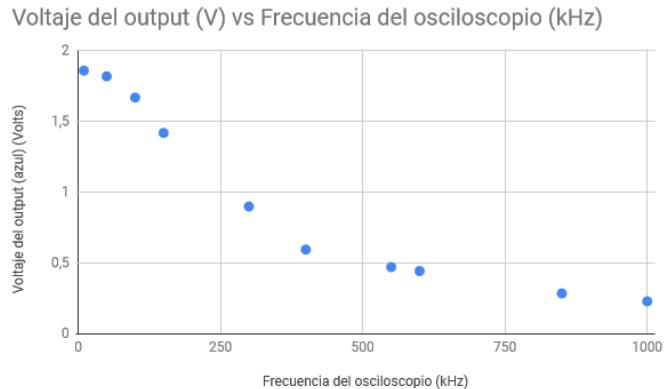


Figura 4: Resultados obtenidos del circuito de la figura 3

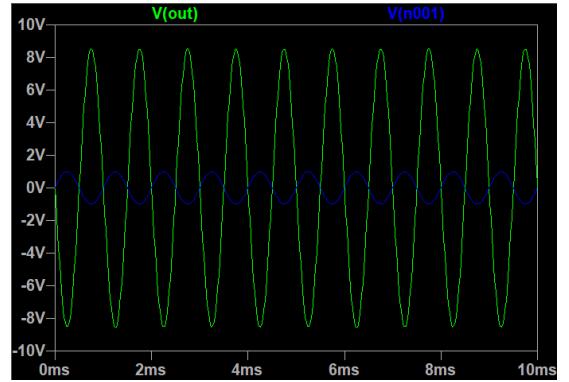
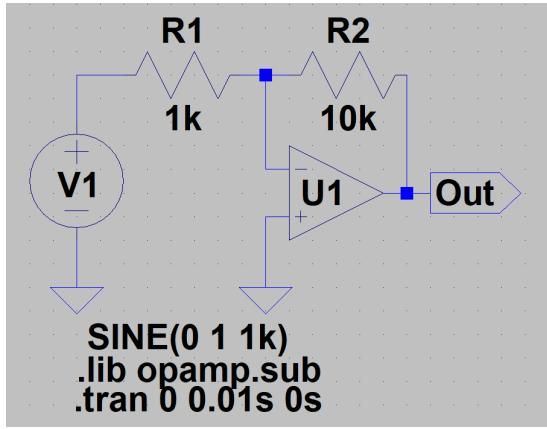
Fuente de datos de la figura 4: <https://bit.ly/2PvK8bB>

2. Clase 21/08

2.1. Guía 1: Amplificador inversor

2.1.1. Simulación: LTSpice

Como propuesta para aprender el software LTSpice, simulamos el circuito de la figura 5a con las siguientes condiciones: $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, de modo tal que la ganancia sea $G:-10$. (*Recomendación del profesor:* quedarse en el orden de los $\text{k}\Omega$ y la centena de los $\text{k}\Omega$ para evitar problemas dados por el Teorema de fluctuación-disipación y asegurarse de que la mayor parte de la corriente caiga sobre el circuito). El opamp utilizado en la simulación fue uno genérico. La fuente de tensión, conectada en un extremo a tierra, proveía una señal de 1Vpp, en torno a un offset de 0V, con una frecuencia de 1KHz.



- (a) Esquemático y comandos ingresados para simular al opamp genérico del software, para alimentar a la fuente y para generar el tipo de análisis

Figura 5: Screenshots de la simulación con el software LTSpice, del amplificador inversor. La ganancia es 10, lo cual se corresponde con la amplitud 10Vpp que se observa en el V(out) de la figura b.

En el laboratorio, la frecuencia utilizada fue de 1MHz, para la cual se realizaron tres mediciones con valores distintos de ganancias esperadas $-G = \frac{R_1}{R_2}$. Para cada caso, se calculó a partir de la tensión salida los valores de la ganancia experimental:

2.1.2. Ganancia = 1.779

$$R_1 = 47,5 \text{ k}\Omega \text{ (tol. 5 \%}), R_2 = 26,7 \text{ k}\Omega \text{ (tol. 5 \%)} \implies H_0 = 1,779 \pm 0,13.$$

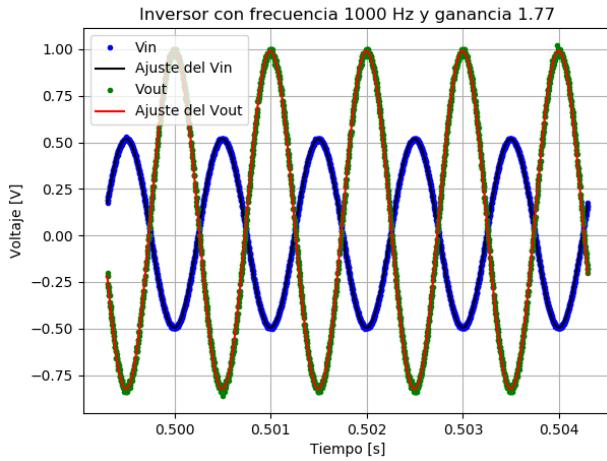


Figura 6: Señales V_{in} y V_{out} con $R_1=47,5\text{k}\Omega$ y $R_2=26,7\text{k}\Omega$.

Con los ajustes que se muestran en la figura se obtuvieron la ganancia H con su error y la transferencia $H_{dc} = 20 \cdot \log_{10}(|H|)$ (en decibeles) con su error correspondiente:

$$H=1,79094$$

$$\sigma_H=0,00044$$

$$H_{dc}=5,0616$$

$$\sigma_{Hdc}=0,0012$$

$$\text{Desfasaje}=3,1461$$

$$\sigma_{desfasaje}=0,0003$$

Los errores de H y H_{dc} se obtuvieron con programación de los errores de las amplitudes de V_{in} y V_{out} obtenidos con el ajuste.

2.1.3. Ganancia = 8.56

$$R_1 = 47,5 \text{ k}\Omega \text{ (tol. 5 \%)} , R_2 = 5,55 \text{ k}\Omega \text{ (tol. 10 \%)} \implies H_0 = 8,6 \pm 1,0.$$

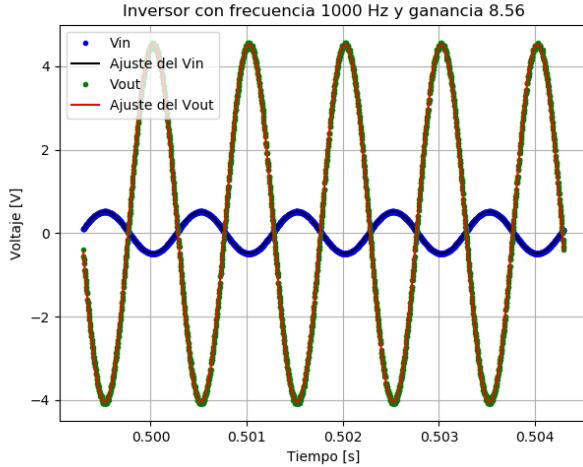


Figura 7: Señales V_{in} y V_{out} con $R_1=(47,5 \pm 2,4) \text{ k}\Omega$ y $R_2=(5,55 \pm 0,55) \text{ k}\Omega$.

Con los ajustes que se muestran en la figura se obtuvieron la ganancia con su error y la transferencia (en decibeles) con su error correspondiente:

$$H=8,5237$$

$$\sigma_H=0,0012$$

$$H_{dc}=18,61261$$

$$\sigma_{Hdc}=0,00028$$

$$\text{Desfasaje}=3,1344$$

$$\sigma_{desfasaje}=6,29056\text{e-}05$$

Los errores de H y H_{dc} se obtuvieron con progración de los errores de las amplitudes de V_{in} y V_{out} obtenidos con el ajuste.

2.1.4. Ganancia = 1034

$$R_1 = 122,8 \text{ k}\Omega \text{ (tol. 5 \%)} , R_2 = 0,1188 \text{ k}\Omega \text{ (tol. 5 \%)} \implies H_0 = 1034 \pm 73.$$

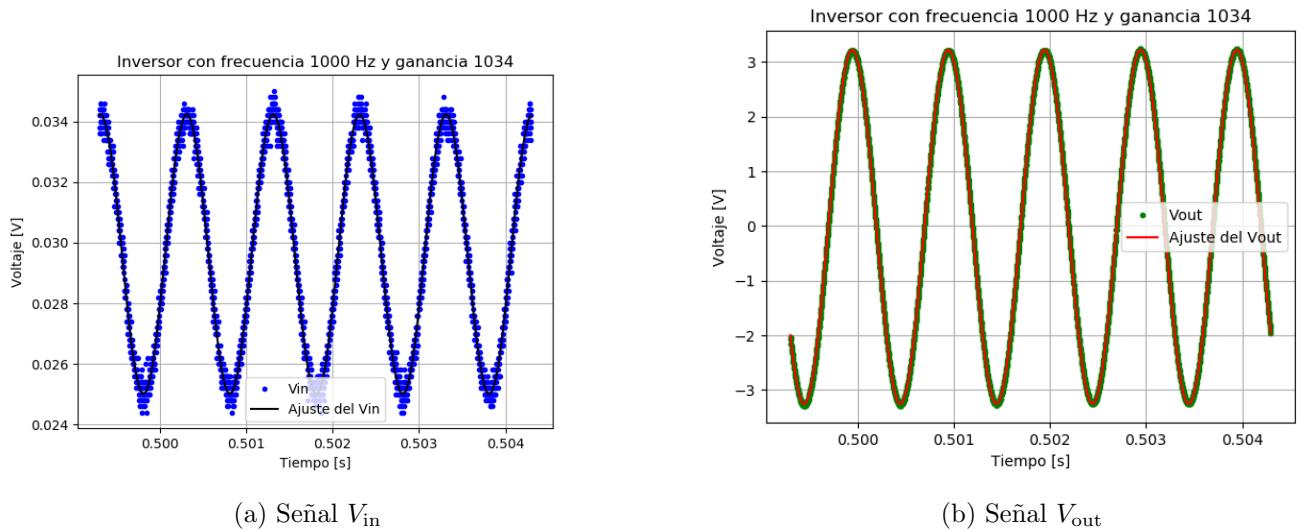


Figura 8: Amplificador inversor con $R_1=122,8\text{k}\Omega$ y $R_2=0,118\text{k}\Omega$.

Con los ajustes que se muestran en la figura se obtuvieron la ganancia con su error y la transferencia (en decibeles) con su error correspondiente:

$$H=702.783$$

$$\sigma_H=0.007$$

$$H_{dc}=56.936$$

$$\sigma_{Hdc}=0.008$$

$$\text{Desfasaje}=2.315$$

$$\sigma_{desfasaje}=0.002$$

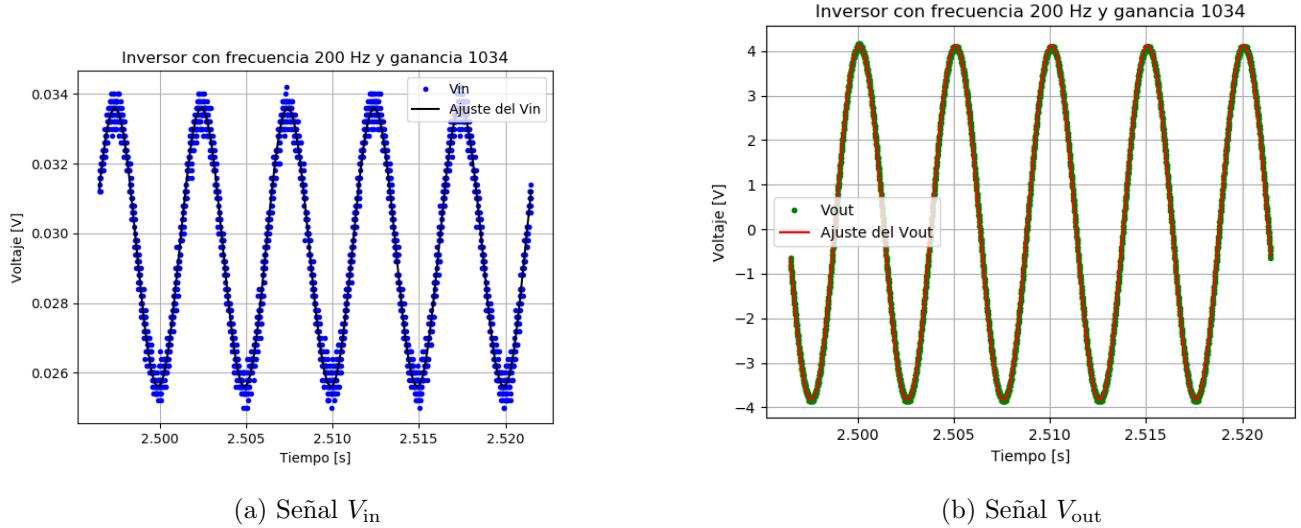


Figura 9: Amplificador inversor con $R_1=122,8\text{k}\Omega$ y $R_2=0,118\text{k}\Omega$.

Con los ajustes que se muestran en la figura se obtuvieron la ganancia con su error y la transferencia (en decibeles) con su error correspondiente:

$$H=996,836$$

$$\sigma_H=0,012$$

$$H_{dc}=59,9725$$

$$\sigma_{Hdc}=0,0099$$

$$\text{Desfasaje}=2,913$$

$$\sigma_{desfasaje}=0,002$$

Los errores de H y H_{dc} se obtuvieron con propagación de los errores de las amplitudes de V_{in} y V_{out} obtenidos con el ajuste.

Error (corregido): Había un problema con la escala temporal de los gráficos. Teníamos una frecuencia de 10^6 y una ganancia 10^3 , lo cual no podía pasar porque estaríamos hablando de un producto ganancia ancho de banda del orden de 10^9 y eso es muy grande ! (estamos hablando de 10 MHz y, según la datasheet de los opamps utilizados, su producto ganancia ancho de banda es del orden de 1 MHz).

Se puede observar que para el mismo circuito con ganancia teórica 1034, la ganancia obtenida cuando la frecuencia es 200 Hz es mayor que la ganancia obtenida cuando la frecuencia es 1 kHz. Esto último se explica por el producto ganancia ancho de banda (que según el datasheet es del orden de $1\text{MHz}=10^6$ Hz). Esto último se explica mejor con el siguiente gráfico:

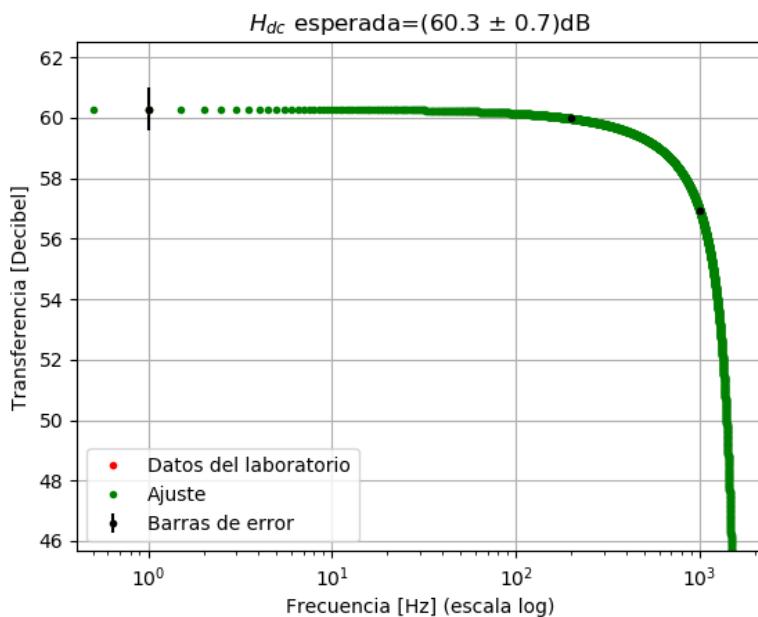


Figura 10: Construcción del diagrama de bode a partir de los datos del laboratorio.

Se puede observar en la figura 10 que el producto ganancia ancho de banda es considerablemente

menor a 1MHz. Además se observa que la ganancia de la frecuencia 1kHz es menor a la ganancia de la frecuencia 200 Hz, lo cual es esperable por el producto ganancia ancho de banda.

2.1.5. Discusión de las ganancias obtenidas

El ejercicio correspondiente al amplificador inversor, propuesto en la guía, pedía que se exploren los resultados obtenidos con distintos órdenes de ganancias. En la tabla 1 pueden verse los distintos resultados en tres valores de ganancias distitos.

Los resultados medidos se corresponden a aquellos realizados en el laboratorio, replicando el esquemático de la figura 5a. en un protoboard. El opamp LM741 fue alimentado con una fuente de $\pm 15V$ y amplificando la señal V_{in} generada por un generador de funciones.

Por un lado, las ganancias esperadas de 1.77 ($R_1=26.7k\ \Omega$ y $R_2= 47.5k\ \Omega$) y 8.56 ($R_1=5.55k\ \Omega$ y $R_2= 47.5k\ \Omega$) se correspondieron con los resultados medidos (calculando el cociente entre la tensión de salida y la de entrada) y con los resultados simulados. Por otro lado, las ganancias esperadas de 1034 ($R_1=122.8k\ \Omega$ y $R_2= 0.118k\ \Omega$), no se correspondieron con los resultados medidos en el laboratorio (ver tabla 1). Dado que estas ganancias eran tan grandes, fue necesario introducir una tensión de 11mVpp (para las otras ganancias esta era de 1Vpp). Realizamos la experiencia para dos frecuencias distintas, 1kHz y 0.2kHz. En ambos casos el resultado medido difirió del esperado. Lo que observamos finalmente, es que el opamp, recibía una tensión de entrada más baja de la que fijabamos en el generador de funciones. Por lo que dos opciones son exploradas: ganancias grandes modifican las tensiones manejadas por el circuito, o la combinación de resistencias elegida no generaba la ganancia esperada.

Ganancia			Tension de entrada		Frecuencia
Esperada	Simulada	Medida	Input	Medida	
1.77	1.76	$1,7909 \pm 0,0004$	1Vpp	$1 \pm 0,02$ Vpp	1kHz
8.56	8.50	$8,524 \pm 0,001$	1Vpp	$0,99 \pm 0,02$ Vpp	1kHz
1034	1038	$702,783 \pm 0,007$	11mVpp	$7,5 \pm 0,003$ mVpp	1kHz
1034	1036	$996,836 \pm 0,012$	11mVpp	$7,2 \pm 0,003$ mVpp	0.2kHz

Tabla 1: Amplicador inversor: Ganancias esperadas (según fórmula $\frac{R_1}{R_2}$), simuladas (con LTSpice), y medidas en el laboratorio. Características de la señal de entrada V_{in}

2.2. Guía 1: Amplificador diferencial

El amplificador diferencial se utiliza, como su nombre lo indica, para medir la diferencia entre dos circuitos. Por ejemplo, si hay un ruido que afecta a dos cables con la misma intensidad (o parecida) se puede utilizar un amplificador diferencial para eliminar dicho ruido. Un mal amplificador diferencial amplifica lo que tienen en común los circuitos.

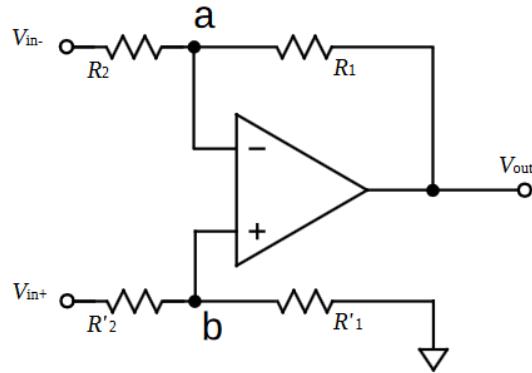


Figura 11: Amplificador diferencial ideal

Se definen dos tipos de ganancias en los amplificadores diferenciales:

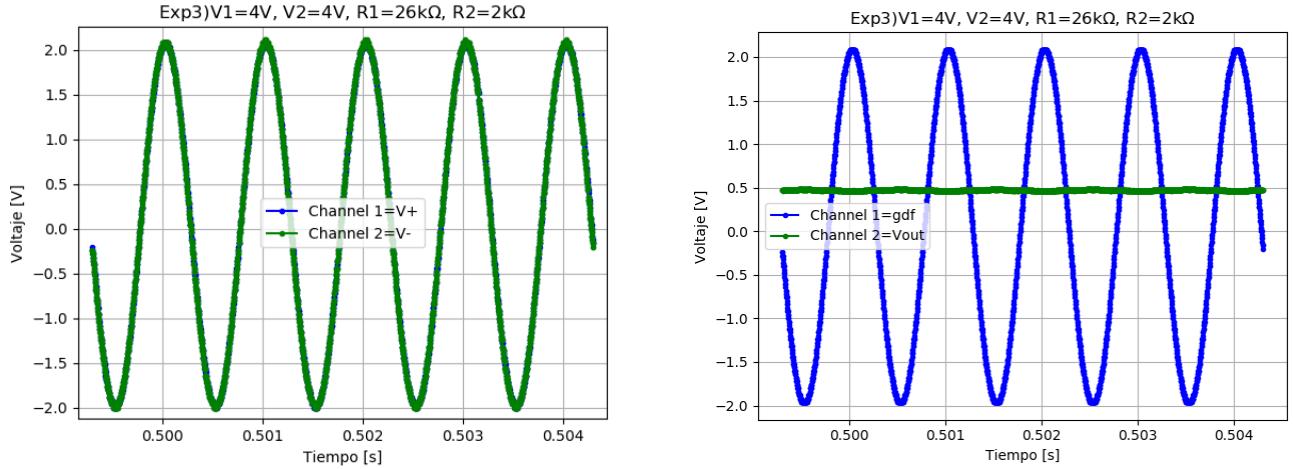
$$G_{diff} = \frac{V_{out}}{V_{in+} - V_{in-}}$$

$$G_{CM} = \frac{2V_{out}}{V_{in+} + V_{in-}}$$

Se tomaron $R_3 = R_1 = 26,8 \text{ k}\Omega$ y $R_4 = R_2 = 2,21 \text{ k}\Omega$, todas con tolerancia del 5 %. Se buscó estudiar el caso en el que $V_{i+} = V_{i-}$, para así obtener una tensión de salida correspondiente únicamente al modo común, pues $V_{out} = G_{diff}(V_{i+} - V_{i-}) + G_{CM} \cdot \frac{V_{in+} + V_{in-}}{2} \xrightarrow{V_{i+} = V_{i-} = V_i} G_{CM}V_i$.

De esta forma, si la tensión a la salida del circuito no es nula, esto va a estar debido a las tolerancias sobre las resistencias.

Para la entrada, en primer lugar se alimentó al circuito con señales sinusoidales de frecuencia 1 kHz (mantendida en todo momento), y tensiones pico a pico de $V_{i+} = V_1 = 4 \text{ Vpp}$ y $V_{i-} = V_2 = 4 \text{ Vpp}$. El grafico de estas dos señales junto con la señal de salida V_{out} se encuentra en las siguientes figuras:

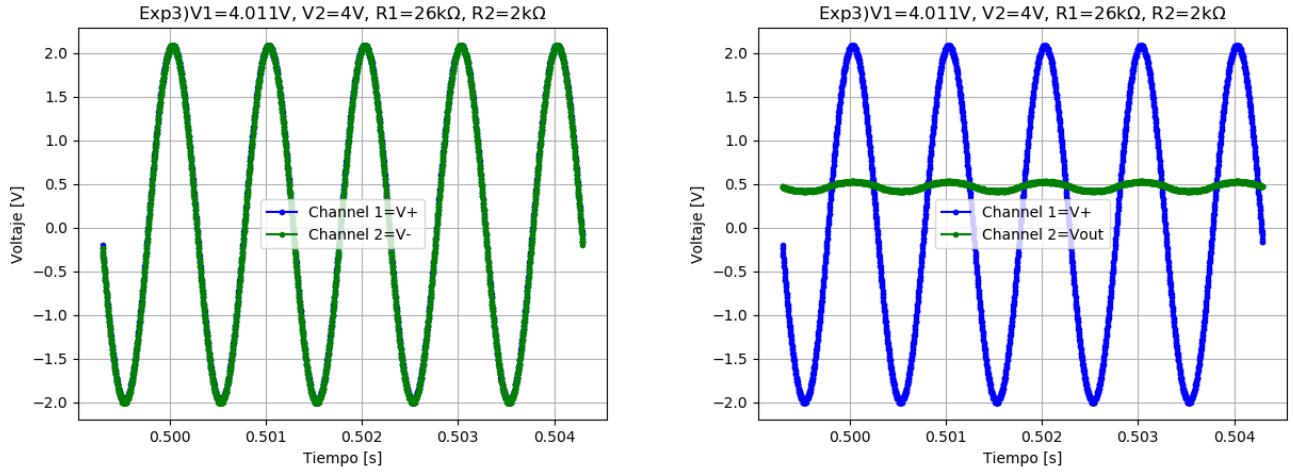


(a) Las señales $V_{in+} = V_1$ y $V_{in-} = V_2$, entradas del amplificador diferencial

(b) En verde, la señal de salida del circuito diferencial. En azul, la señal de entrada $V_{in+} = V_{in-} = V_{in}$ alimentada por el generador de funciones

Figura 12: Se observa la diferencia de dos señales de entrada V_1 y V_2 .

Dado que las amplitudes de entrada que medimos en el osciloscopio eran distintas ($V_1 = 4,08$ V y $V_2 = 4,12$ Vpp), se modificó $V_1 = 4,011$ Vpp tal que en el osciloscopio se tiene $V_1 = V_2 = 4,08$ Vpp, obteniendo así la tensión de salida que se muestra en las siguientes figuras:



(a) Las señales $V_{in+} = V_1$ y $V_{in-} = V_2$, entradas del amplificador diferencial

(b) En verde, la señal de salida del circuito diferencial. En azul, una de las señales de entrada V_{in+}

Figura 13: Se observa la diferencia de dos señales de entrada V_1 y V_2 .

Para el primer caso (fig. 12), se registran en el osciloscopio las tensiones de entrada $V_{in+} = 2,04$ V y $V_{in-} = 2,06$ V, obteniendo una señal a la salida de $V_{out} = -0,0148$ V. De esta forma no logran descartarse ni el modo común, ni el diferencial. Sin embargo, para el segundo caso (fig. 13), se

registran en el osciloscopio las tensiones de entrada $V_{in+} = V_{in-} = 2,04$ V, con lo que se logra descartar a la ganancia diferencial. En este caso no se obtienen 0 V como era esperado, suponiendo que $R_3 = R_1 = 26,8$ k Ω , sino que se midió $V_{out} = 0,059 = G_{CM} \cdot \frac{V_{in+} + V_{in-}}{2}$, obteniendo así la ganancia de modo común $G_{CM} = 0,0289$.

Utilizándola en la ecuación para la tensión de salida $V_{out} = G_{diff}(V_{in+} - V_{in-}) + G_{CM} \cdot \frac{V_{in+} + V_{in-}}{2}$ y con los resultados obtenidos en el primer caso, se obtiene $G_{diff} = 3,702$.

A partir de estos resultados, se pudo calcular el rechazo al modo común , o CMRR:

$$CMRR = 20\log_{10} \left(\frac{G_{CM}}{G_{diff}} \right) = 20\log_{10}(7,8066 \cdot 10^{-3}) = -42,151 \quad (1)$$

3. Clase 28/08

3.1. Guía 1: Amplificador de transconductancia

En este dispositivo se controla la corriente de salida I_{out} mediante el voltaje de entrada V_{in} .

$$I_{out} = \frac{V_{in}}{R}$$

La corriente que circula a través de las LEDs proviene únicamente de la salida del OPAMP.

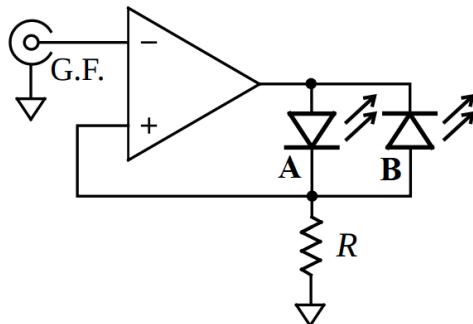


Figura 14: Amplificador de transconductancia controlando LEDs.

Si la corriente por una LED circula en directa, por la otra LED va a circular en inversa. Entonces si se prende una LED, la otra no se prende. $R=1k\Omega$ y $V_{in} = 1V$ da una corriente de 1mA a través de las LEDS. La corriente máxima de salida del OPAMP LM741 es 25mA

Se puede alimentar el generador de funciones con una sinusoidal de $V_{max} = 2V$ y $V_{min} = -2V$. Si la función empieza de 0 V y crece, se espera observar que la intensidad de la luz de la LED A aumente hasta que la señal llegue a los 2V. A medida que disminuye el voltaje, la intensidad de la luz de la LED A también disminuye hasta anularse. Cuando el voltaje empieza a crecer hacia los negativos, la LED B va a ir iluminándose hasta que el voltaje llegue a -2V.

Laboratorio:

Utilizamos $R = 2,21 \text{ k}\Omega$ (tol 5%) y una señal sinusoidal de 2 V de amplitud y 0,5 kHz de frecuencia. Se cambiaron de lugar a los diodos, como muestra la figura 15, quedando el diodo verde (diodo **2**) polarizado en inversa, y el rojo (diodo **1**) en directa, de forma que el diodo 1 (el verde) se enciende cuando V_{in} es positivo y el diodo 2 (el rojo) se enciende cuando el V_{in} es negativo.

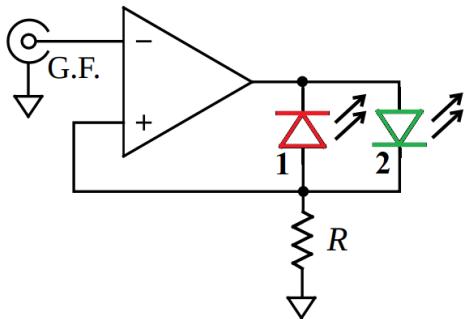


Figura 15: Amplificador de transconductancia con los LED permutados.

Para medir las tensiones de salida sobre cada diodo, medimos la tensión de salida del OpAmp, y con la tensión de entrada de un pulso cuadrado (5000 Hz) entre $-3,5$ y $4,5$ V, obtuvimos que la tensión de caída sobre cada diodo es $V_{D1} = +1,62$ V para el diodo rojo, y $V_{D2} = 1,9$ V para el diodo verde. Que la caida de tensión sobre el diodo verde sea mayor, en amplitud, a la del diodo rojo tiene que ver con su long. de onda (proporcional a la energía): $\lambda_2 > \lambda_1 \implies E_2 > E_1 \implies |V_2| > |V_1|$. También controlamos que la corriente sobre los diodos no sea mayor a los 25 mA $i = \frac{V_{in}}{R} \simeq 1,6 \text{ mA}$.

Luego, medimos la tensión sobre la resistencia y obtuvimos curvas como las azules que se muestran en las figuras 17 y 18

Lo primero que notamos es que hay un tiempo en el que ambos LED estaban apagados. Además, vimos que los tiempos en los que se apaga el verde y se enciende el rojo son muy parecidos, pero mayores a los tiempos en los que se enciende el verde y se apaga el rojo, también parecidos. Es una de las cosas que vamos a querer caracterizar en el análisis.

Finalmente, usamos un fotodiodo para registrar la luz (en forma de corriente) que sale de los LED. Para mirar la curva de corriente en el osc, fue necesario conectar la entrada a este con una T, a la que tambien fue conectada una resistencia $R' = 1,488 \text{ k}\Omega$ (tol 5%), de forma que la tensión caiga sobre esta y no sobre la enorme del osciloscopio ($\simeq 1\text{M}\Omega$). Tomamos la salida de la resistencia R del circuito, y del PMT para una señal de entrada cuadrada, de freq. 11kHz y amplitudes ± 5 V.

La figura anterior es un gif (se necesita descargar el pdf, abrirlo con Adobe Reader y hacer click en la figura para ver el gif). Se puede observar en el gif que cuando el diodo verde se prende, el rojo está apagado y viceversa. Lo que muestra que la corriente va por uno de los dos caminos (ver [15](#)).

3.1.1. Análisis

Se tomaron del osciloscopio las señales de tensión de entrada y de salida de los diodos en función del tiempo (fig. [16](#)); y además la de la intensidad lumínica de ellos capturadas por el PMT (fig. [17](#) y [18](#)) (recordar que el diodo rojo se corresponde a $V < 0$ y el verde a $V > 0$):

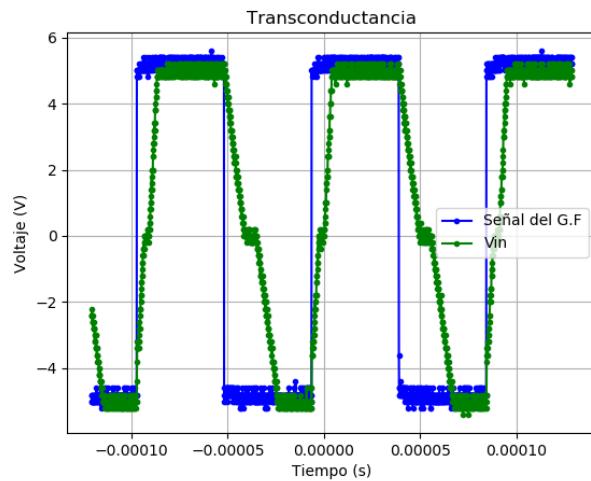


Figura 16: Señal emitida por el generador de funciones para ambos diodos.

De aquí se puede observar por un lado que la tensión de salida de los diodos tiene la misma amplitud que la de entrada. Por otro lado, se ven los "tiempos de retraso" (de encendido y apagado de cada LED), y breves rangos temporales en los que ambos LED se encuentran apagados (y no circula corriente sobre ninguna rama).

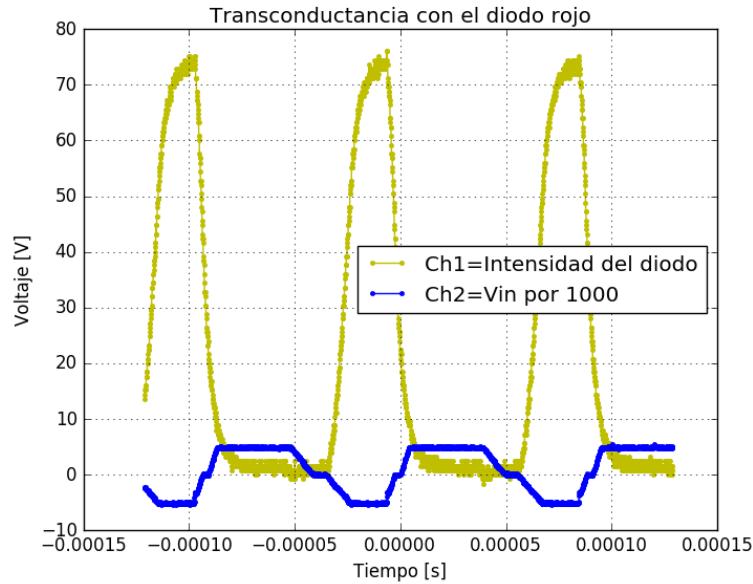


Figura 17: Amplificador de transconductancia para el diodo rojo.

Led rojo			
Subida	$2,1 \cdot 10^{-6}$	$2,9 \cdot 10^{-6}$	$2,6 \cdot 10^{-6}$
Bajada	$6,4 \cdot 10^{-6}$	$5,8 \cdot 10^{-6}$	

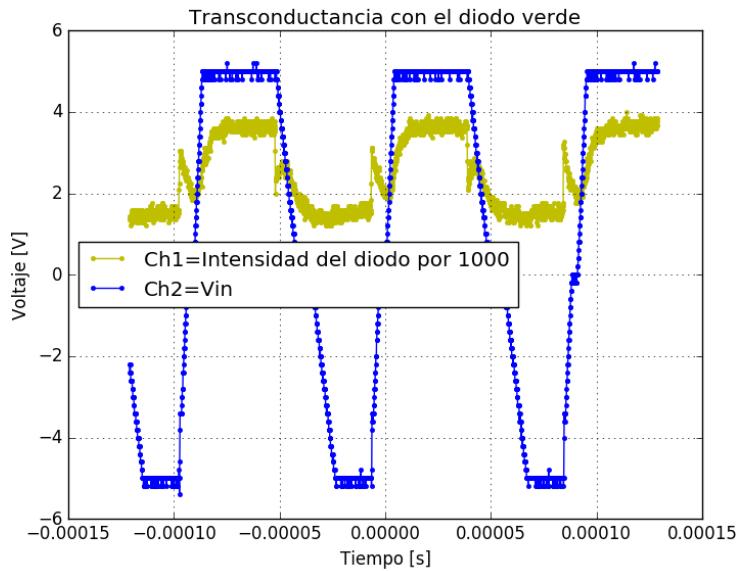


Figura 18: Amplificador de transconductancia para el diodo verde.

Led verde			
Subida	$2,7 \cdot 10^{-6}$	$2,8 \cdot 10^{-6}$	$2,6 \cdot 10^{-6}$
Bajada	$6,1 \cdot 10^{-6}$	$6,1 \cdot 10^{-6}$	

A partir de estas curvas, fueron calculados los tiempos de encendido y apagado de los diodos verde y rojo:

	Diodo verde	Diodo rojo
Tiempo de encendido $\cdot 10^6$ [s]	$2,70 \pm 0,08$	$6,1 \pm 0,3$
Tiempo de apagado $\cdot 10^6$ [s]	$6,10 \pm 0,05$	$2,5 \pm 0,3$

Nos interesa saber que pasa con ese pequeño escalón donde los diodos se apagan, suponemos que se trata del tiempo que tarda el OpAmp en pasar de corrientes positivas a negativas. Para testearlo, sacamos al OpAmp, obteniendo el nuevo circuito que se muestra en la figura 19

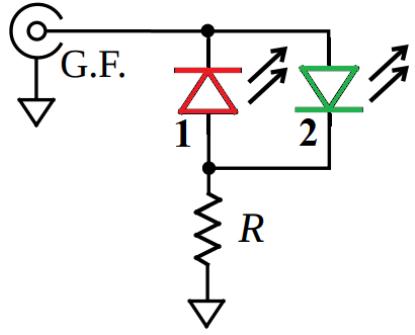


Figura 19: Circuito anterior sin el OpAmp.

Para recuperar la misma amplitud de salida que en el caso anterior, voy a tener que tomar una amplitud de entrada más grande, dado que ya no consto con el amplificador que iguala a las tensiones de entrada y salida. La tensión al ser positiva va a perder 1,9 V por la caída de tensión sobre el diodo verde, mientras que al ser negativa va a ganar 1,62 V por la caída de tensión sobre el diodo rojo, con lo que para tener ± 5 V a la salida, se ingresó al circuito con una señal cuadrada entre $-6,62$ y $6,9$ V, con la misma frecuencia de 11kHz. Se logró observar (fig. 20) que desaparecieron todos los retrasos temporales, la señal de salida es cuadrada y conserva la frecuencia de la incidente.

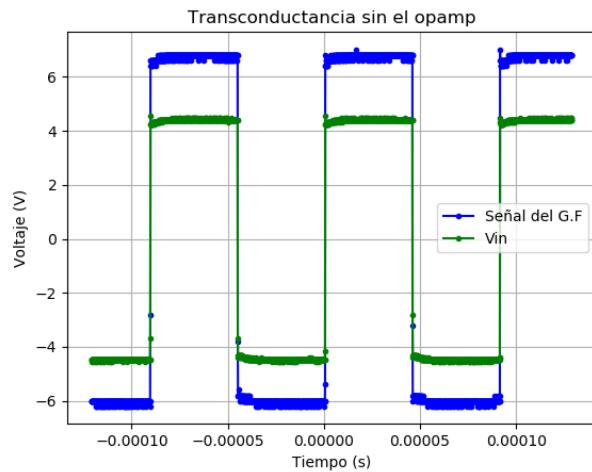


Figura 20: Señales observadas sin el opamp.

3.2. Guía 1: Amplificador logarítmico

Circuito que sirve para monitorear la corriente de fotodiodos. Para obtener una salida con un comportamiento logarítmico se utiliza un semiconductor del tipo PN (diodo) en la red de retroalimentación (la corriente que circula por un diodo semiconductor tiene un comportamiento exponencial).

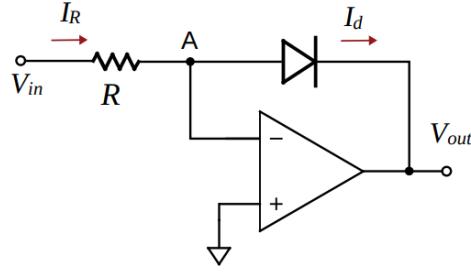


Figura 21: Amplificador logarítmico

Como la corriente que ingresa al V_{in}^- es prácticamente nula, la corriente queda

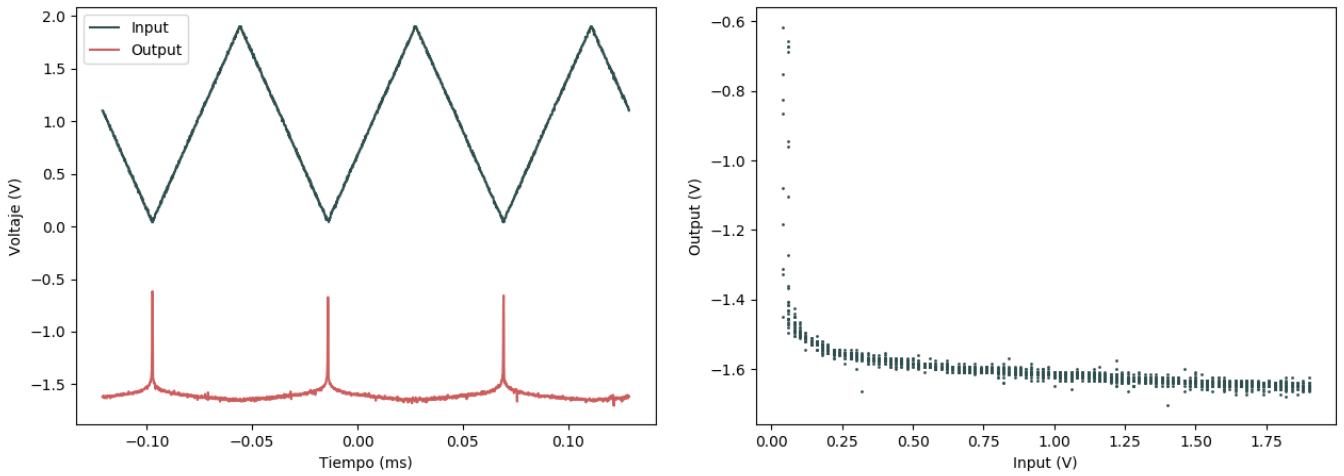
$$I_R \approx I_d \implies \frac{V_{in}}{R} = I_{sat} (e^{V_d/nV_T} - 1) \xrightarrow{V_d=V_{out}} V_{out} = V_T \log \left(\frac{V_{in}}{I_s R} \right) \quad (2)$$

Por lo tanto, se puede despejar la corriente I_s de la ecuación anterior utilizando los datos V_{out} y V_{in} :

$$I_s = \frac{V_{in}}{R} \cdot e^{-V_{out}/V_T}$$

Armamos el circuito usando el opamp LM 741, una $R = 2,21 \text{ k}\Omega$ (tol 5 %) y un diodo LED de color verde (el mismo que en el amplificador de transconductancia). Alimentamos el opamp con la fuente continua de $V \pm 15V$, y generamos la señal de entrada V_{in} con el generador de funciones. Ésta era oscilatoria, de tipo triangular, con una frecuencia de 11kHz, amplitud 2Vpp, y offset 0.93V, de modo tal que la señal nunca se anule, pero tome valores cercanos a 0V.

Medimos la tensión de salida del circuito para poder compararla con la introducida con el generador de funciones. En la figura 22a se observa que para tensiones de entrada bajas, el output medido parece diverger. En la figura 22b vemos el decaimiento logarítmico correspondiente a lo planteado en la ecuación 2. Intentamos ajustar dichos datos para poder calcular la corriente de saturación I_s usando un ajuste con cuadrados mínimos. Los resultados variaban entre 44A y 1e-37A, por lo que no pudimos determinar I_s



(a) Tensión de salida y de entrada

(b) Tensión de salida en función de la tensión de entrada

Figura 22: Mediciones del amplificador logarítmico usando un diodo LED verde

4. Guía 1: Adicional

El *Amplificador de instrumentación con 3 operacionales* es un circuito que surge de combinar un circuito de alta ganancia diferencial y alto rechazo al modo común, con un amplificador diferencial tradicional.

La tensión de salida será:

$$V_{out} = G_{dif}(V_+ - V-) + G_{cm} \frac{(V_+ + V-)}{2}$$

donde G_{cm} y G_{dif} son las ganancias de modo común y diferencial, respectivamente. Dichas ganancias pueden ser determinadas introduciendo modificaciones tales al circuito que permitan anular la componente $V_{dif} = (V_+ - V-)$ o $V_{cm} = (V_+ + V-)/2$

4.1. Descripción y desarrollo

Se simuló el circuito propuesto según la figura 23 utilizando el software Ltspice.

Los valores de resistencias elegidos fueron los mismos que se utilizaron durante los ejercicios correspondientes al *amplificador no inversor* y al *amplificador diferencial* (Ejercicios 1 y 3 de la práctica 1, respectivamente).

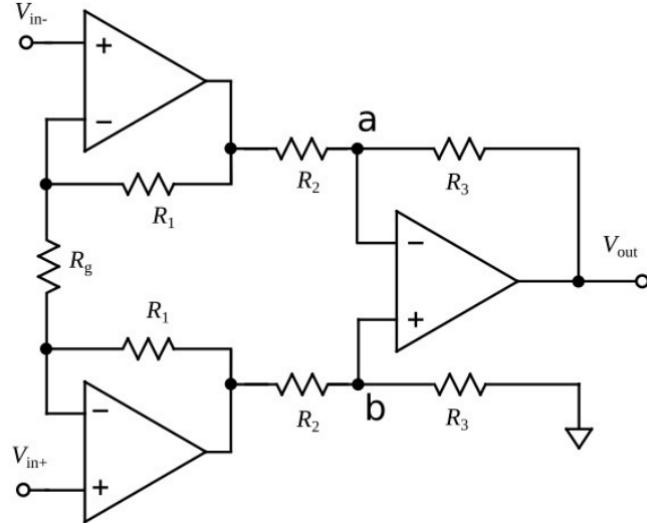


Figura 23: Amplificador de instrumentación

Es decir que $R_g = 1k\Omega$, $R_1 = 10k\Omega$, $R_2 = 2,21k\Omega$ y $R_3 = 26,8k\Omega$. La ganancia diferencial esperada es $G_{dif} = 255,61$.

4.1.1. Primera etapa: seguidores

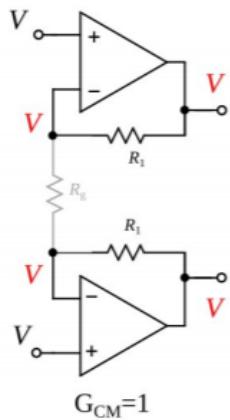


Figura 24: Primera etapa:Circuitos seguidores

Se simuló el circuito correspondiente a la figura 24. La señal introducida al circuito correspondía a dos fuentes $V_{in+} = 7V$ y $V_{in-} = 7V$. En consecuencia $V_{dif} = 0V$. Bajo estas condiciones, la tensión de salida de la primera parte del circuito fue $V_{out1} = 6,99993V$, con lo que la ganancia de modo común para esta parte fue $G_{cm1} = \frac{2V_{out}}{V_{in+} + V_{in-}} = 0,99999 \simeq 1$. Por el otro lado, la tensión en la salida del circuito final fue $V_{out} = 31,47nV$, por lo tanto $G_{cm} = 8,98e - 09$

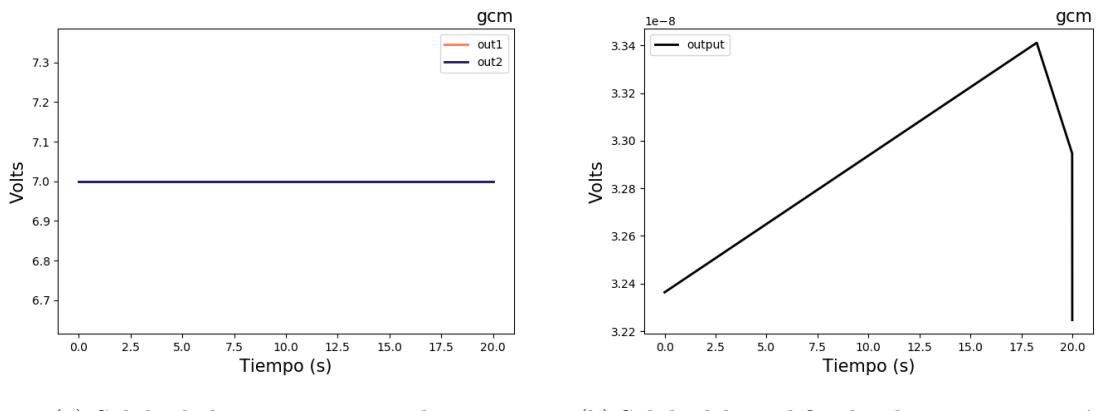


Figura 25: Simulación de los circuitos como seguidores. De acá surge que $G_{\text{out}} = 8.9e-9$

4.1.2. Primera etapa amplificadores no inversores

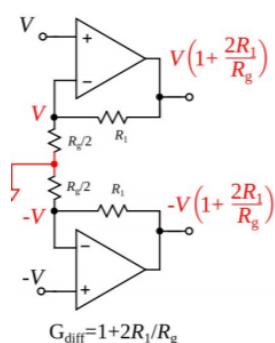
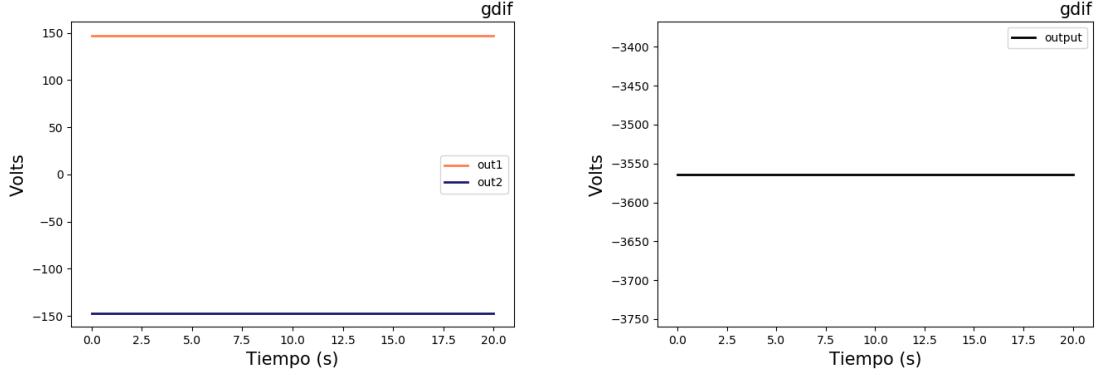


Figura 26: Primera etapa: Amplificadores no inversores

Se simuló el circuito correspondiente a la figura 26. La señal introducida al circuito correspondía a dos fuentes $V_{in+} = 7V$ y $V_{in-} = -7V$ provocando que $V_{cm} = 0V$

Bajo estas condiciones, la tensión de salida de la primera parte del circuito fue $V_{out1} = 146,9691V$, con lo que la ganancia diferencial para esta parte fue $G_{d1} = \frac{V_{out1}}{7V} = 21,00 = 1 + \frac{2R_1}{R_g}$. Por el otro lado, la tensión en la salida del circuito final fue $V_{out} = -3,564kV$, por lo tanto $G_d = 254,57$, muy cercano al valor esperado de 255,61.



(a) Salida de los amplificadores no inversores

(b) Salida del amplificador de instrumentación

Figura 27: Simulación de los circuitos como seguidores. De acá surge que $G_{dif} = 254,57$.

4.2. Conclusiones

Para la primera parte del circuito se lograron recuperar los valores esperados de las ganancias en modo común $G_{cm1} \simeq 1$ y $G_{d1} \simeq 1 + \frac{2R_1}{R_g} = 21$.

Por el otro lado, para el circuito final se obtiene a partir de las ganancias $G_{cm} = 8,98e^{-09}$, $G_{dif} = 254,57$ el valor de $CMRR$:

$$CMRR = 20\log\left(\frac{G_d}{G_{cm}}\right) = 20\log(2,835 \cdot 10^{10}) = 209,0507 \quad (3)$$

5. Clase 4/9

5.1. Guía 2: Filtros pasa bajos y pasa altos

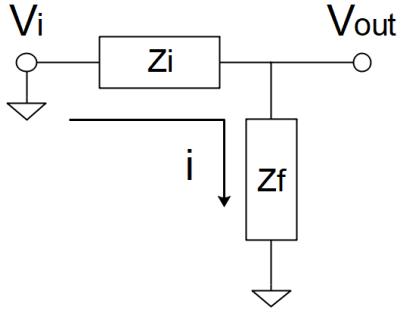


Figura 28: Esquema de un circuito de filtro. Dependiendo de las impedancias puede ser pasaaltos o pasabajos.

Los OpAmp van a responder distinto ante distintas frecuencias, favoreciendo más las frecuencias bajas, siendo así un filtro pasabajos:

Recuerdo que las impedancias reales son las resistencias, y no dependen de la frecuencia; mientras que las imaginarias si dependen (C y L): $Z = R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})$. Para el circuito que se muestra en la figura, $i = \frac{V_i}{Z_i + Z_f}$ y entonces $V_{out} = iZ_f = V_i \frac{Z_f}{Z_i + Z_f}$. Para el caso de un filtro pasabajos, $Z_i = R$ y $Z_f = \frac{1}{j\omega C}$, la ganancia queda

$$G = \frac{V_{out}}{V_i} = [1 + j\omega RC]^{-1} = [1 + j\frac{\omega}{\omega_o}]^{-1}$$

$$\Rightarrow |G| = [1 + j\omega RC]^{-1} = [1 + (\frac{\omega}{\omega_o})^2]^{-1/2} \quad (4)$$

A partir de esta ecuación se puede tomar que para $\omega < \omega_0 \Rightarrow |G| \simeq 1$, mientras que para $\omega > \omega_0 \Rightarrow |G| \simeq \frac{\omega_0}{\omega}$, siendo este un filtro de primer orden, pues, definiendo al decibel como la unidad de $d = 20\log_{10}(|G|)$, por cada orden con el que aumenta la frecuencia, esta cantidad baja en 20dB.

5.2. Guía 2: Ganancia real del Opamp

Para los amplificadores operacionales, suponíamos que la ganancia era infinita. Esto no es así en la realidad. Es finito, y además depende de la frecuencia, de la forma $V_{out} = g(\omega)(V_+ - V_-)$, con $g(\omega)$ la *ganancia de lazo abierto* correspondiente únicamente al OpAmp. Para corriente directa, $g(\omega = 0) = g_{DC} \propto 10^5$, que es lo que considerábamos infinito. De esta forma, para un OpAmp como los del laboratorio:

$$\frac{1}{g} = \frac{1}{g_{DC}} + j \frac{\omega}{2\pi f_{BW}} \quad (5)$$

donde ahora $f_{BW} \simeq 3$ MHz, el *producto ganancia - ancho de banda* (del que hablaremos mas tarde y que se mencionó en 10). A partir de acá sale que

$$|g(\omega)| = g_{DC} \left[1 + \left(\omega \frac{g_{DC}}{2\pi f_{BW}} \right) \right]^{-1/2} = g_{DC} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \right]^{-1/2} \quad (6)$$

con $\omega_0 = \frac{2\pi f_{BW}}{g_{DC}} \simeq 200$ Hz la frecuencia de ancho de banda, a partir de la cual la ganancia de lazo abierto pasa de ser constante a ser $|g| \simeq \omega_0/\omega$.

Para el circuito de la fig 29, obtengo que $\frac{V_o}{V_-} = G(\omega) = 1 + \frac{Z_f}{Z_i}$. Como ya no vale decir que $V_+ = V_-$, entonces $V_o = g(\omega)(V_+ - V_-) = g(\omega)(V_i - V_o/G(\omega))$, con lo que

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{g(\omega)}{1 + g(\omega)/G(\omega)} = \frac{gG}{G + g} = G_f(\omega) \quad (7)$$

Siendo $\frac{1}{G_f} = \frac{1}{G} + \frac{1}{g} = \frac{1}{G} + \frac{1}{g_{DC}} + j \frac{f}{f_{BW}}$, sale que

$$|G_f(f)| = \frac{g_{DC}G(f)}{g_{DC} + G(f)} \left[1 + \left(\frac{fg_{DC}G(f)}{f_{BW}(g_{DC} + G(f))} \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (8)$$

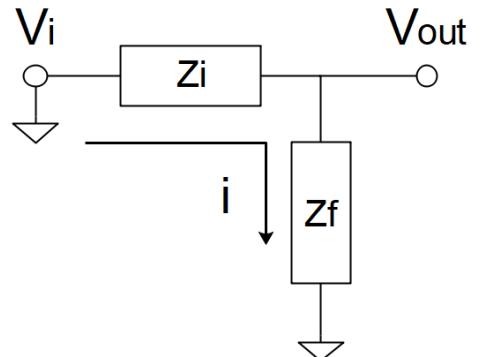


Figura 29: Esquema de un amplificador no inversor, pero con impedancias.

Si las ganancias del circuito que manejamos en el laboratorio son del mismo orden de siempre ($G \propto 10^2$), entonces $G \ll g_{DC} \implies \frac{g_{DC}G(f)}{g_{DC} + G(f)} \rightarrow G(f)$, con loq que $|G_f(f)| \simeq G(f)[1 + (\frac{f}{f_{BW}}G(f))^2]^{-1/2}$, cte para $f < f_{BW}/G(f)$, con lo que se ve acá el significado de f_{BW} como el producto ganancia-ancho de banda, mientras mayor la ganancia del circuito, menor es el ancho de banda (rango de frecuencias tal que la ganancia total es cte).

5.3. Guía 2: Circuito integrador

A continuación se muestra un esquema del circuito utilizado:

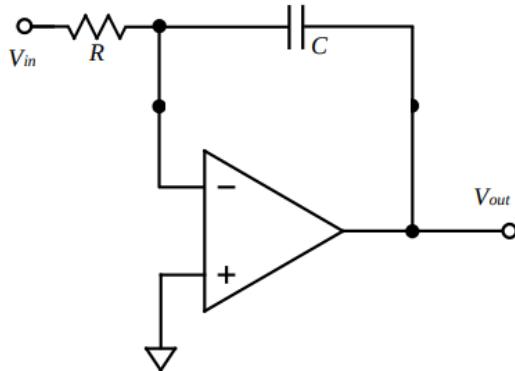


Figura 30: Esquema del circuito integrador armado.

Armamos un circuito integrador con $R = 1,758k\Omega$ y $C = 0,1\mu F$, por lo que la frecuencia de corte teórica es $f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 905,32Hz$. La señal de entrada se correspondió a una señal cuadrada de

500mVpp con una frecuencia de 905Hz, introducida mediante el generador de frecuencias. El amplificador operacional utilizado fue el LM 741, alimentado mediante $\pm 15V$. Inicialmente, observamos una diferencia de voltaje de 11V. Modificando el offset de la tensión de entrada, vimos que esta diferencia de salida disminuía: esto indicó que el circuito era muy sensible a pequeñas diferencias de tensión. Medimos la tensión de salida del circuito, pero no pudimos mantener una señal constante. Observamos que la señal de salida se correspondía con la integral de una cuadrada, como se observa en la siguiente figura:

Esta figura es un gif y para poder ver dicho formato debe descargarse el pdf, abrilo en Adobe Reader y hacer click en la figura. Como puede observarse en el gif, la señal de la salida no se mantiene constante en el tiempo (el offset de la señal de salida va aumentando conforme pasa el tiempo). Lo anterior se debe a que en la integración existe un término proporcional al tiempo sumando. Como consecuencia, al aumentar el tiempo, aumenta el offset y la señal de salida se va moviendo hacia arriba (observar el gif). Entonces, como se mencionó anteriormente, no se logró obtener una señal de salida constante.

Mediante series de Fourier se pudieron extraer algunas frecuencias de las señales de la figura anterior: la frecuencia fundamental de la cuadrada y sus primeros múltiplos impares. A continuación se muestran los resultados obtenidos:

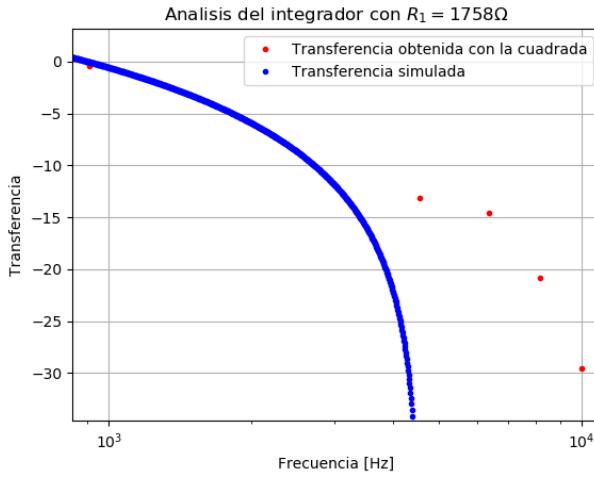
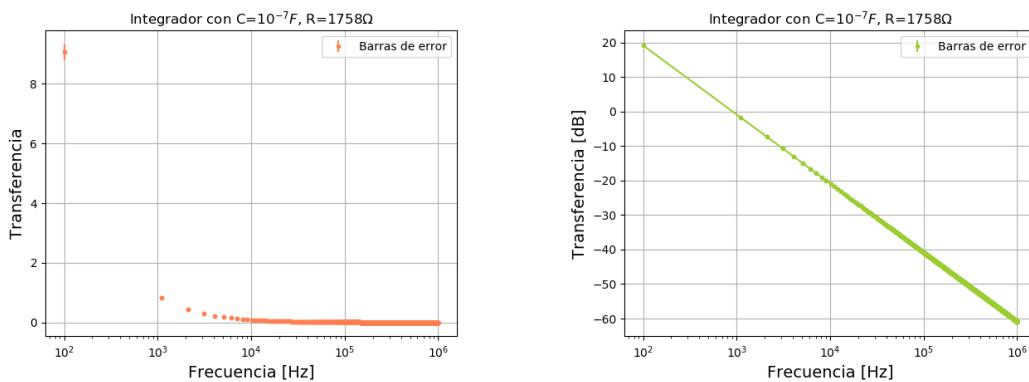


Figura 31: En rojo: las mediciones obtenidas, en azul: mediciones simuladas.

Hay dos puntos rojos que coinciden con la curva azul, sin embargo se puede observar que la curva obtenida decae en frecuencias superiores que la curva azul. Es posible que los datos del OPAMP en la simulación (la frecuencia ganancia-ancho de banda por ejemplo) no sean los mismos que el OPAMP utilizado en el laboratorio.

Se realizó con Python una simulación de Montecarlo considerando la tolerancia de la resistencia R (5 %) y un error del 1 % para el capacitor C , pero considerando al Opamp como ideal. La ganancia teórica de un integrador es $G(f) = \frac{j}{2\pi f RC}$. Con dicha ecuación se pudo hallar la transferencia ($|G(f)|$), la transferencia en decíbeles ($20 \cdot \log_{10}|G(f)|$) y el desfasaje con *cmath.phase* (que devuelve el desfasaje en radianes pero se hizo el pasaje a grados).



(a) Transferencia en función de frecuencia.

(b) Transferencia en decibeles en función de frecuencia.

Figura 32: Transferencias obtenidas.

Es evidente de la ecuación $|G(f)| = \frac{1}{2\pi f RC}$ que la transferencia tiende a cero cuando la frecuencia tiende a infinito, lo cual se observa en la figura 32a. Por otro lado, es fácil ver de la ecuación

de $|G(f)|$ que la transferencia en decibeles es una recta decreciente en función de la frecuencia (que se observa en la figura 32b).

Se le llama integrador a este circuito porque su ganancia es proporcional a $1/j\omega$ e integrar en el espacio de frecuencias es multiplicar por $1/j\omega$. Análogamente, derivar en el espacio de frecuencias es multiplicar por $j\omega$ entonces un circuito derivador será aquél con una ganancia proporcional a $j\omega$.

Es decir, el integrador es el inverso multiplicativo del derivador y, en consecuencia, el diagrama de Bode del integrador es el inverso aditivo del diagrama de Bode del derivador (porque le aplicamos el logaritmo en el diagrama de Bode).

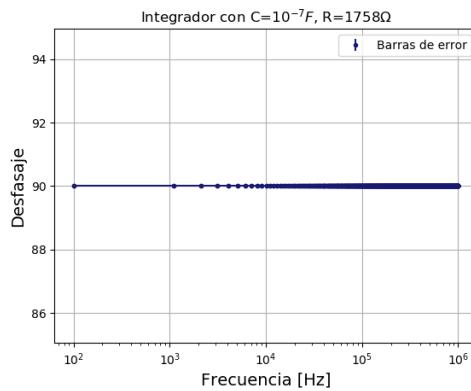


Figura 33: Desfase en función de frecuencia.

Respecto al desfase del integrar: si mandamos una señal seno de entrada, la salida será -coseno (porque al integrar un seno se obtiene -coseno). Por lo tanto, se espera un desfase de noventa grados ya que es el desfase entre un seno y un coseno, lo cual se observa en la figura 33.

5.4. Guía 2: Integrador con R_{dc}

A continuación se muestra un esquema del circuito utilizado:

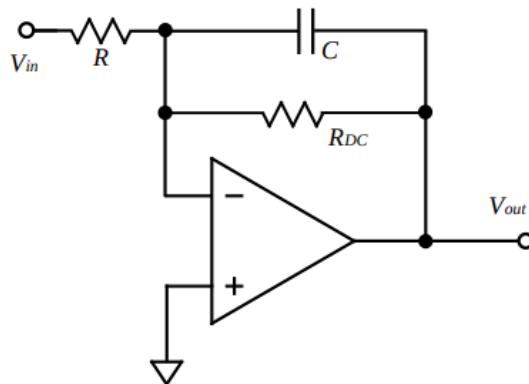


Figura 34: Esquema del circuito armado.

Se eligió un valor de R_{dc} muy grande porque si hay mucha impedancia, la corriente va a preferir circular por el cable del capacitor y entonces el circuito tiene un comportamiento similar al del integrador de la figura 30 (circuito integrador). Es decir, el circuito de la figura 34 cuando $R_{dc} \rightarrow \infty$ es un circuito integrador.

A continuación se muestra el diagrama de Bode obtenido con las mediciones realizadas en el laboratorio y las curvas teóricas:

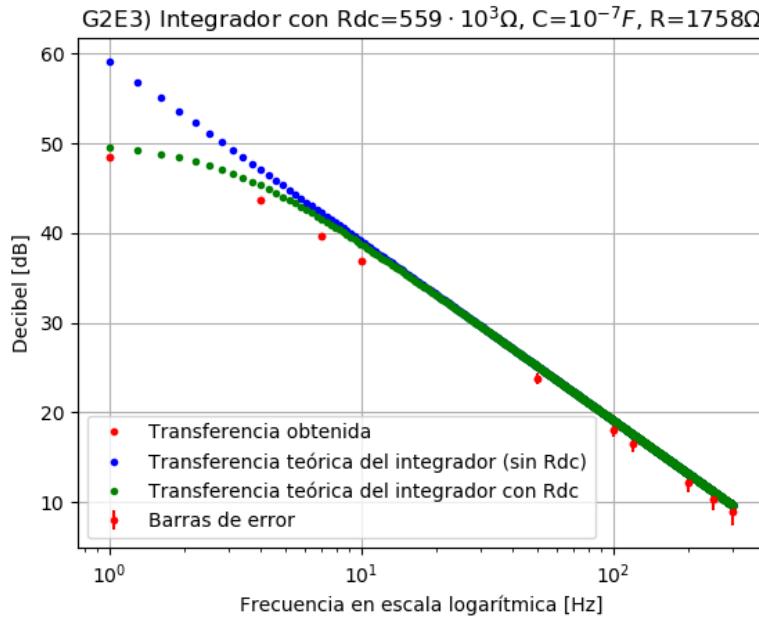


Figura 35: Valores obtenidos en el laboratorio.

A medida que el R_{dc} aumenta, la curva verde coincide más con la curva azul en un mayor rango de frecuencias. Se puede observar en la figura que la curva obtenida se asemeja a la curva teórica verde. A partir de 10² Hz (incluyendo este punto), las mediciones obtenidas (puntos rojos) se solapan con los puntos teóricos (curva verde). Es decir, para frecuencias $\geq 10^2$ Hz lo obtenido experimentalmente coincide con lo teórico. Las curvas teóricas se realizaron considerando al Opamp como ideal.

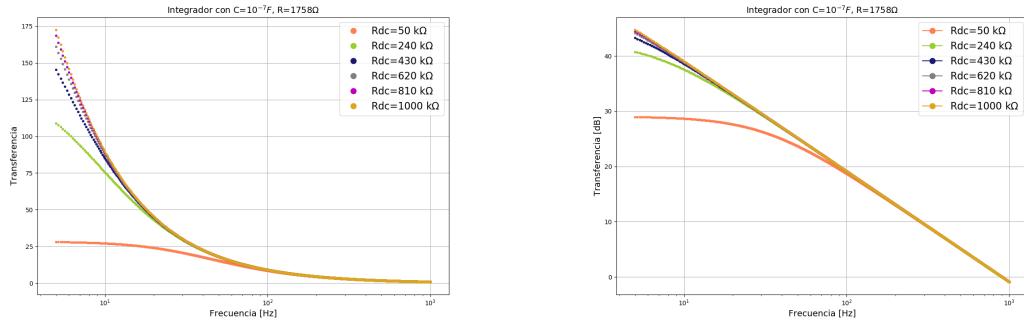
La ecuación de la curva azul (integrador) es:

$$|G(f)| = \frac{1}{2\pi f RC}$$

La ecuación de la curva verde es:

$$|G(f)| = \frac{1}{\sqrt{(2\pi f RC)^2 + (R/R_{dc})^2}}$$

A continuación se muestra un barrido de R_{dc} para mostrar gráficamente cuando $R_{dc} \rightarrow \infty$ se obtiene un integrador:



(a) Transferencia en función de frecuencia.

(b) Transferencia en decibeles en función de frecuencia.

Figura 36: Transferencias obtenidas.

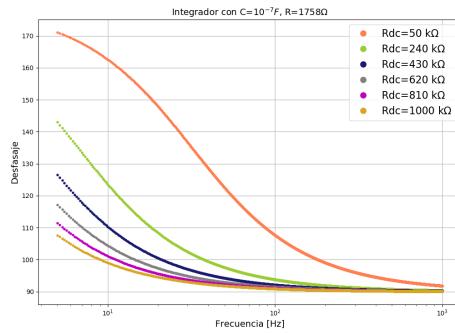


Figura 37: Desfaseaje en función de frecuencia.

6. Clase 11/09

6.1. Guía 2: Amplificador derivador

Se le llamaba integrador al circuito de la figura 30 porque su ganancia es proporcional a $1/j\omega$ e integrar en el espacio de frecuencias es multiplicar por $1/j\omega$. Análogamente, derivar en el espacio de frecuencias es multiplicar por $j\omega$ entonces un circuito derivador será aquél con una ganancia proporcional a $j\omega$. A continuación se muestra el esquema de un circuito derivador:

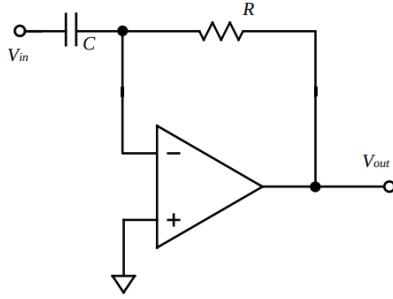


Figura 38: Esquema de un circuito derivador.

La ganancia $G(f)$ de la figura 38 es:

$$G(f) = -j2\pi f CR \quad (9)$$

Como se mencionó, la ganancia $|G(f)|$ del circuito derivador de la figura 38 es proporcional a la frecuencia.

Se realizó con Python una simulación de Montecarlo considerando la tolerancia de la resistencia R (5 %) y un error del 1 % para el capacitor C , pero considerando al Opamp como ideal. La ganancia teórica de un derivador es $G(f) = -j2\pi f CR$. Con dicha ecuación se pudo hallar la transferencia ($|G(f)|$), la transferencia en decibeles ($20 \cdot \log_{10}|G(f)|$) y el desfasaje con *cmath.phase* (que devuelve el desfasaje en radianes pero se hizo el pasaje a grados).

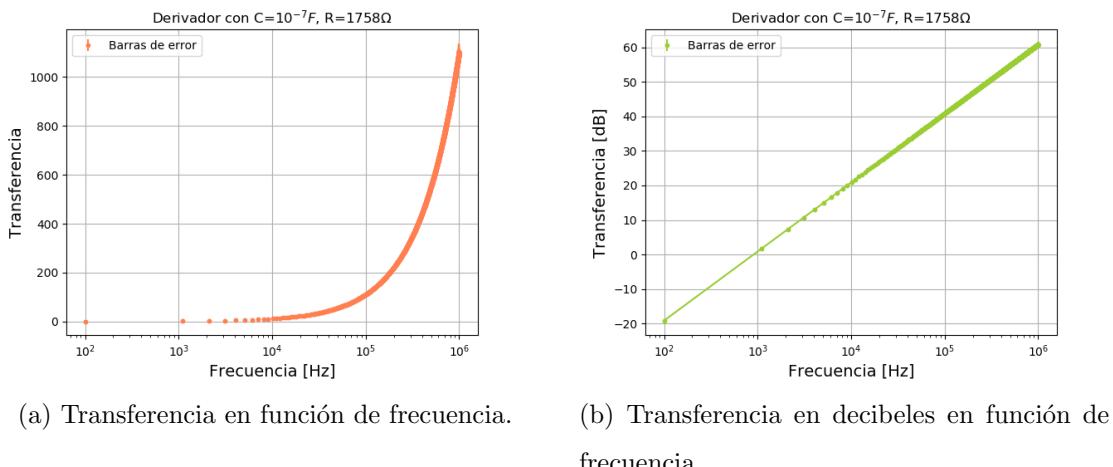


Figura 39: Transferencias obtenidas.

Es evidente de la ecuación $|G(f)| = 2\pi f RC$ que la transferencia tiende a infinito cuando la frecuencia tiende a infinito, lo cual se observa en la figura 39a. Por otro lado, es fácil ver de la ecuación de $|G(f)|$ que la transferencia en decibeles es una recta decreciente en función de la frecuencia (que se observa en la figura 39b).

Se le llama derivador a este circuito porque su ganancia es proporcional a $j\omega$ y derivar en el espacio de frecuencias es multiplicar por $j\omega$.

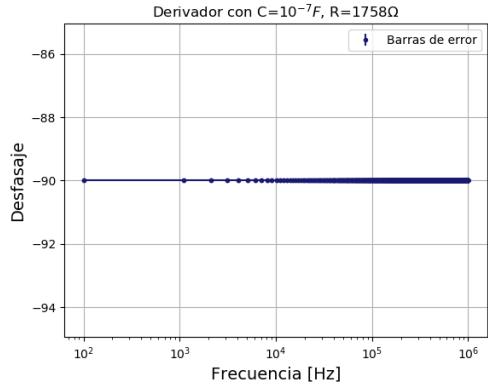
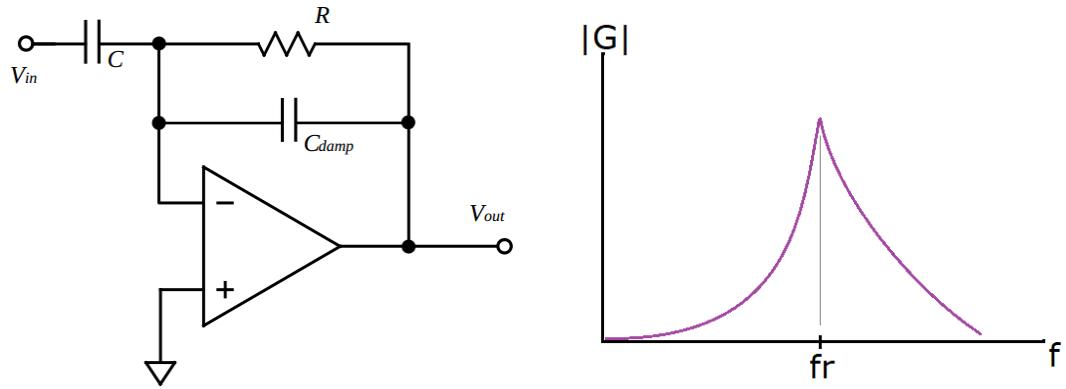


Figura 40: Desfasaje en función de frecuencia.

Respecto al desfase del integrar: si mandamos una señal seno de entrada, la salida será coseno (porque al derivar un seno se obtiene coseno). Por lo tanto, se espera un desfase de -noventa grados, lo cual se observa en la figura 33.

Al circuito de la figura 38 se le agrega un capacitor C_{damp} (ver figura 41a). La primera parte del circuito que se muestra en 41a es un pasa altos, mientras que el la ganancia real del OpAmp es un pasa bajos. Entonces, la ganancia va a tener la punta que se muestra en el boceto de la figura 41b (un pasa altos + un pasa bajos = pasa ancho de banda).



(a) Esquema de un circuito amplificador derivador con C_{damp} .

(b) Curva de resonancia

Figura 41: Amplificador derivador.

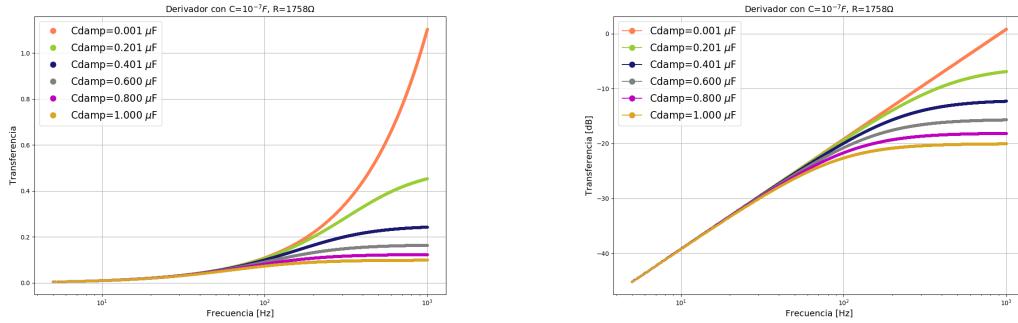
La ecuación de la ganancia $G(f)$ del derivador con C_{damp} es la siguiente:

$$G(f) = -\frac{j2\pi fC}{j2\pi fC_{damp} + 1/R} \quad (10)$$

Se puede observar que si hacemos C_{damp} tender a cero, recuperamos la ecuación 9 del derivador.

Para $f_{res} \approx \sqrt{\frac{1}{2\pi RC}f_{BW}} = \sqrt{f_0 f_{BW}}$, hay resonancia en la ganancia! (como se muestra en el esquema 41b). Estos circuitos son muy útiles dejar pasar un rango de frecuencias.

A continuación se muestran la transferencia y el desfasaje para el circuito de la figura 41a con un barrido de C_{damp} :



(a) Transferencia en función de frecuencia.

(b) Transferencia en decibeles en función de frecuencia.

Figura 42: Transferencias obtenidas.

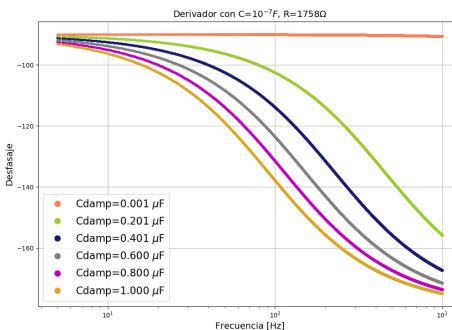


Figura 43: Desfasaje en función de frecuencia.

6.2. Guía 2: Clasificación de filtros de segundo orden

En los circuitos pasabajos RC, la ganancia iba como ω^{-1} , por lo que este era un filtro de primer orden. Para estos nuevos filtros, la ganancia va a ir como ω^{-2} .

Chevyshev: La fase es más monótona respecto a la de los otros filtros (la transformación de fase es más parecida para cada frecuencia, para los demás filtros esto varía con una dependencia más fuerte de la frecuencia, cambiando así la forma del pulso).

Todos estos circuitos tienen la misma pinta:

$$G = \frac{A}{1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2 + j \frac{\omega}{Q\omega_0}} \quad (11)$$

con $A = 1 + \frac{R_A}{R_B}$ y $Q = (3 - A)^{-1}$, este último proporcional a la altura y ancho del pico: $G(f = 0) = A$, $G(f = f_r) = QA$.

6.2.1. Experimento y análisis

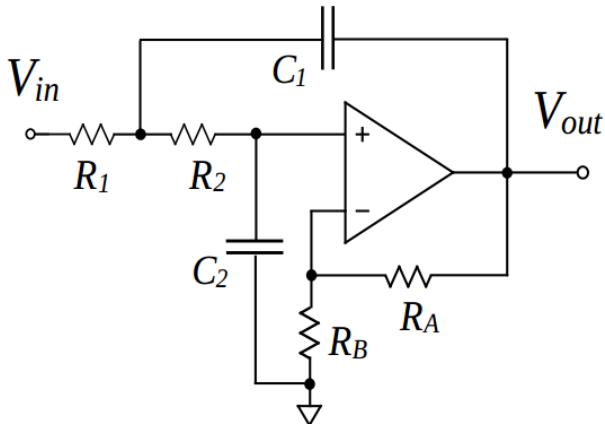


Figura 44: Esquema de un circuito de orden superior. Dependiendo de las impedancias puede ser de distintos tipos.

Vamos a hacer el experimento 6 (Butterworth). Tomamos $C_1 = C_2 = C = 0,1\mu F$ (como dice la guía, tienen que ser iguales), y $R_1 = 9,98\text{ k}\Omega$, $R_2 = 9,97\text{ k}\Omega$ (lo mas parecidas posible), ambas de tolerancia 1 %, de forma tal que $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C}} \simeq 159,55\text{ Hz}$. Por otro lado, se tomaron $R_A = 1,73\text{ k}\Omega$ y $R_B = 2,14\text{ k}\Omega$ (tol 5 %), de forma que $A = 1,8084 \implies Q \simeq 0,839$ (bastante cercano a $Q = 1/\sqrt{2}$).

Dado que estamos alimentando al OpAmp con $\pm 15\text{ V}$, la tensión incidente debe ser menor a $2 * 15\text{ V}$ (por la ganancia en la resonancia), con lo que tomamos $V_i = 3,6V_{pp}$. Variamos la frecuencia alrededor de $f_r = 159,55\text{ Hz}$.

Obs: $Q < 1$, por lo que $QA < A$, con lo cual no se va a observar un pico de resonancia, sino una leve disminución hasta este punto, y luego una disminución más abrupta (ver esquema de la guía).

Para la parte b del experimento, checkeamos en http://materias.df.uba.ar/leb2019c2/files/2019/08/Active_lowpass_filter.pdf los valores para Q necesarios para cada filtro, y nos encontramos que a la formula de antes le falta un parámetro, y que la expresión para Q ahora cambia:

$$G = \frac{A}{1 - (\frac{\omega}{FSF\omega_0})^2 + j \frac{\omega}{Q \cdot FSF\omega_0}} \quad (12)$$

con $Q = \frac{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}{R_1C_2 + R_2C_2 + R_1C_1(1-A)}$ y la nueva frecuencia de resonancia va a quedar como $\omega_r = \frac{1}{FSF}\omega_0 = \frac{1}{FSF} \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$. FSF va a ser proporcional al rango de frecuencias entre que la ganancia es constante hasta que llega al f_R . De esta forma, los filtros quedan definidos a partir del factor de calidad Q y este rango FSF :

$$\begin{cases} \text{Butterworth: } Q \simeq 2^{-1/2} \text{ y } FSF = 1 \\ \text{Tchevyshev (3 dB): } Q = 1,305 \text{ y } FSF = 0,8414 \end{cases} \quad (13)$$

De esta forma, tomando $C_1 = C_2 = C$ se pueden encontrar las expresiones para R_1 y R_2 en función de A , FSF , Q y ω_0 . Definiendo $\alpha^{-1} = FSF\omega_0C$, obtengo

$$R_2 = \frac{\alpha}{2Q} [1 + \sqrt{1 + 4Q(A - 2)}] ; R_1 = 2Q\alpha [1 + \sqrt{1 + 4Q(A - 2)}]^{-1} \quad (14)$$

De esta forma, si $A = 2$ ($R_A = R_B$), entonces $R_2 = \frac{\alpha}{Q}$ y $R_1 = Q\alpha$.

Para cada filtro voy a necesitar para tener una frecuencia de resonancia $f_0 = 200Hz$:

$$\begin{cases} \text{Butterworth: } R_1 = 5,627k\Omega \text{ y } R_2 = 11,254k\Omega \\ \text{Tchevyshev (3 dB): } R_1 = 7,247k\Omega \text{ y } R_2 = 12,342k\Omega \end{cases} \quad (15)$$

Análisis de los datos obtenidos en el laboratorio:

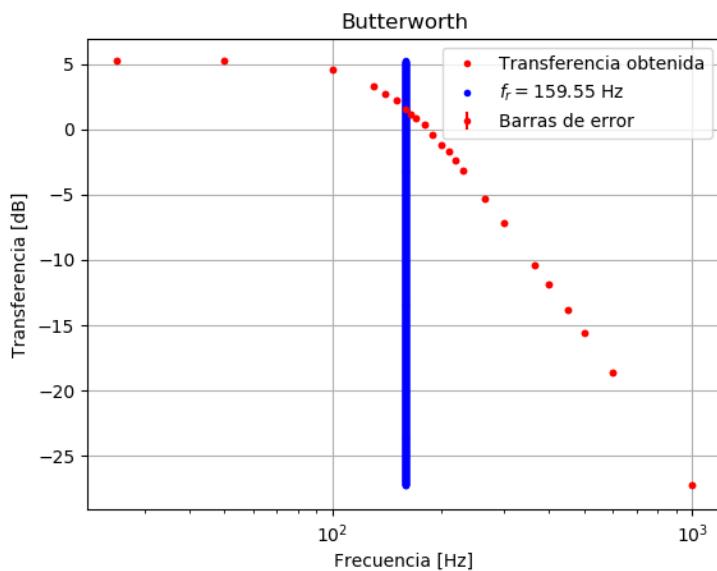


Figura 45: Valores obtenidos en el laboratorio.

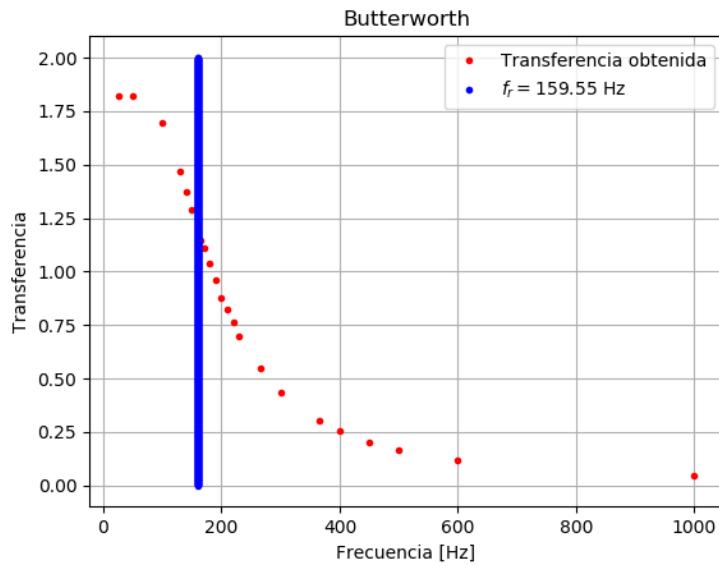


Figura 46: Valores obtenidos en el laboratorio.

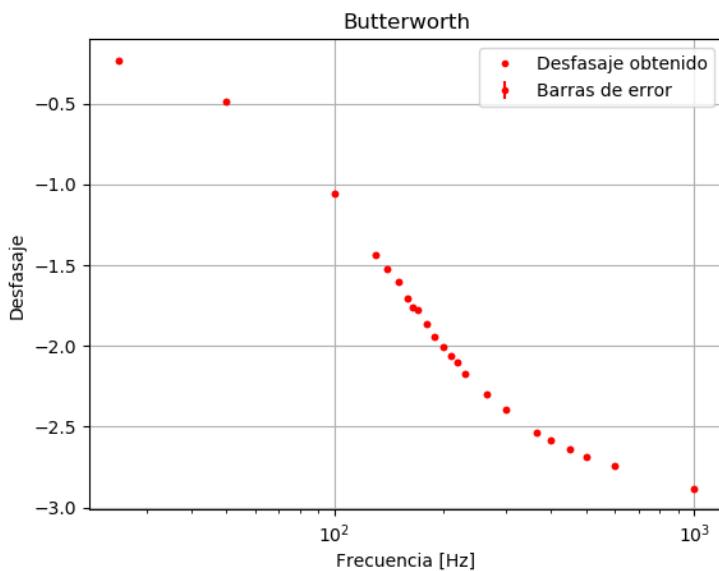


Figura 47: Valores obtenidos en el laboratorio.

6.2.2. Simulación

Realizando una simulación en LT-Spice para el circuito en estos valores de las resistencias, con $C = 0,1\mu \text{ F}$ y $A = 2$, se obtuvieron los siguientes gráficos:

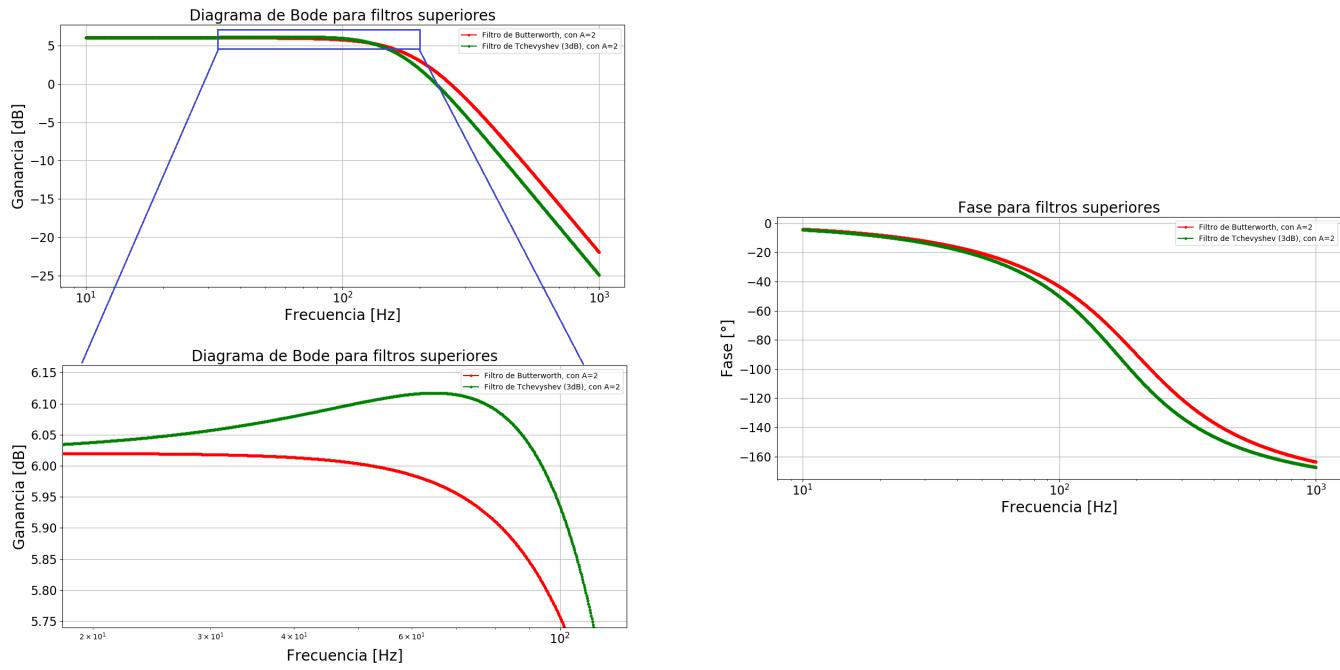
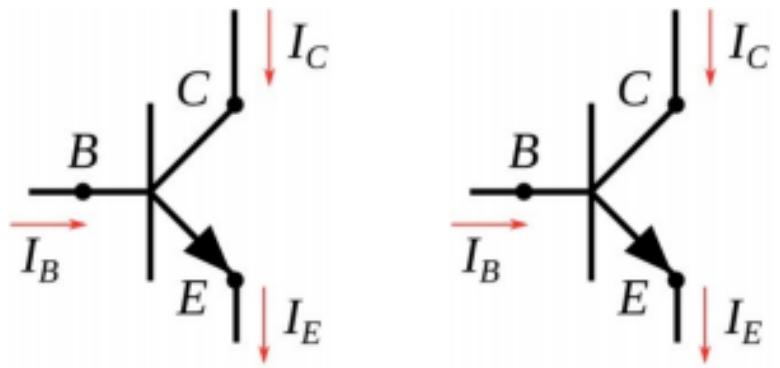


Figura 48: Resultados de la simulación de los circuitos de Butterworth y Tchevyshev. A la izquierda se encuentra el diagrama de Bode para la ganancia, en donde se observa haciendo zoom sobre la parte superior la diferencia en el comportamiento de la ganancia. A la derecha se encuentra el gráfico para el desfasaje.

7. Clase 18/09

7.1. Guía 3: Transistores (BJT)

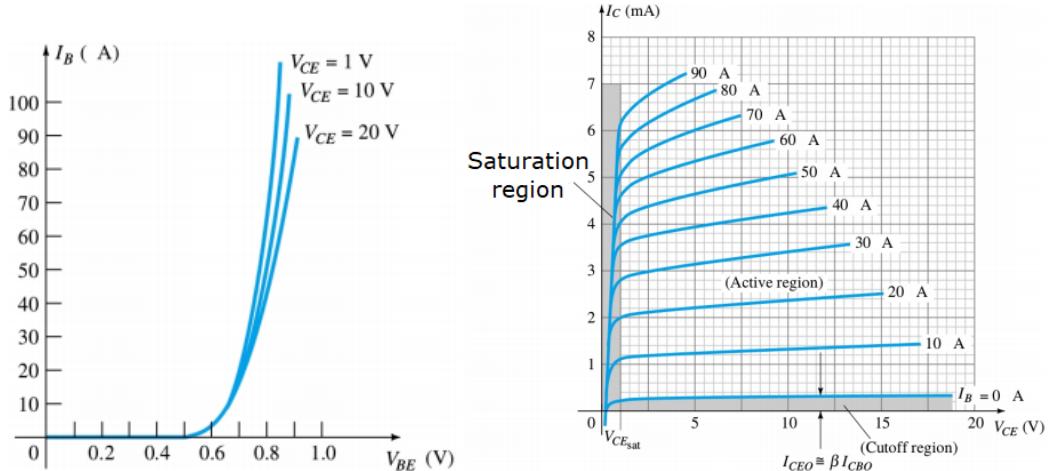
Los transistores que vamos a utilizar en esta práctica son del tipo *BJT* (bipolar junction transistor), y de acá en adelante solo se va a referir hacia ellos como transistores. Estos están conformados por 3 junturas con distinto dopaje y hay de dos tipos (o *sabores*): **NPN** y **PNP** (N por negativo y P por positivo), que se muestran en la figura 49:



(a) NPN. $I_E = I_B + I_C$; $V_B > V_C > V_E$, $V_{BE} \simeq 0,6V$. (b) NPN. $I_C = I_E - I_B$; $V_B, V_C < V_E$, $V_{EB} \simeq 0,6V$.

Figura 49: Tipos de transmisores. Para ambos, $I_C = \beta I_B$ y $V_{XY} = V_X - V_Y$.

Para los transistores NPN, se pueden obtener dos curvas características distintas entre los pares de nodos E y B (entrada) y E y C B (salida):



- (a) Curva característica de entrada (entre E y B).
- (b) Curva característica de salida (entre C y B). La diferencia de tensión de saturación corresponde a cuando las curvas empiezan a “plastarse”, y usualmente es menor a la caída de tensión en un diodo ($\approx 0,3$ V).

Figura 50: Curvas características de entrada y salida..

Punto de trabajo

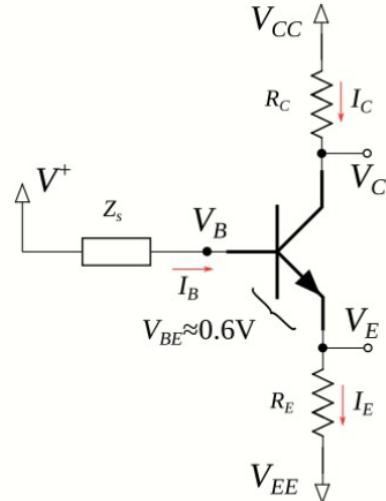


Figura 51: Circuito con un transistor para obtener el punto de trabajo.

Dependiendo de los valores de las impedancias, se puede caer en distintos puntos a lo largo de las curvas de las figuras 50. Con un transistor NPN, tengo que $V_{BE} \approx 0,6V$; $I_c = \beta I_B$ y $I_E = I_C + I_B = (1 + \beta)I_B$ ($\approx I_c$). De esta forma, obtengo las siguientes expresiones:

$$\begin{cases} V_+ - V_{EE} = I_B Z_B + V_{BE} + I_E R_E \\ V_{CC} - V_{EE} = V_{CE} + I_C R_C + I_E R_E \end{cases} \quad (16)$$

De esta forma, se pueden obtener los siguientes valores límite para corrientes y diferencias de tensiones a partir de las impedancias:

Entrada (entre B y E): La máxima corriente sobre B se da si $V_{BE} = 0$, por lo que $I_{B_{max}} = \frac{V^+ - V_{EE}}{Z_B + R_E}$; mientras que la diferencia de tensión máxima se calcula a partir de $I_B = 0$, por lo que $V_{BE_{max}} = V^+ - V_{EE}$.

Salida (entre C y E): La máxima corriente sobre B se da si $V_{CE} = 0$, por lo que $I_{C_{max}} = \frac{V_{CC} - V_{EE}}{R_C + R_E}$; mientras que la diferencia de tensión máxima se calcula a partir de $I_C = 0$, por lo que $V_{CE_{max}} = V_{CC} - V_{EE}$.

Con estos valores, se pueden trazar sobre las curvas características de las figuras 50 las rectas que pasen por las respectivas tensiones y corrientes máximas, como se muestra en la figura 52

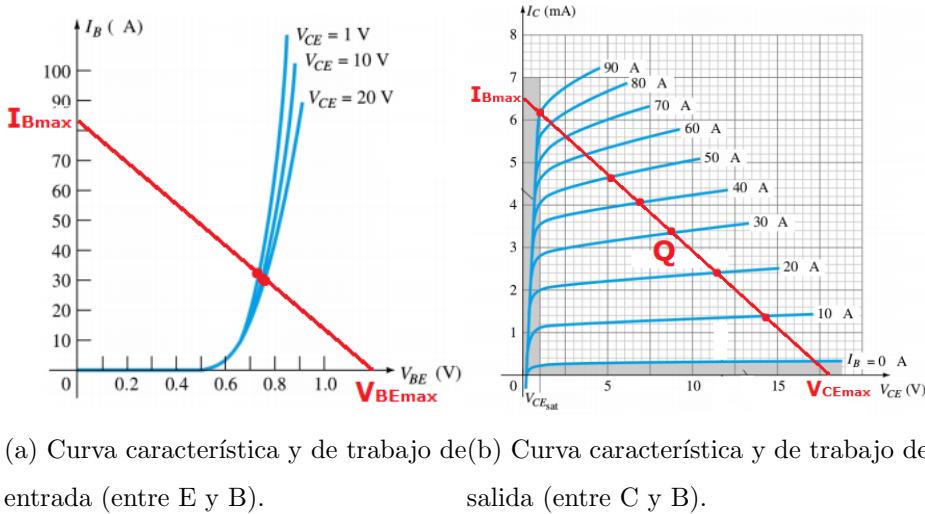


Figura 52: Curvas características de entrada y salida.

Sobre las intersecciones (marcadas como los puntos Q) se definen los puntos de trabajo, que determina las condiciones en las que se va a comportar el transistor dadas las impedancias externas.

Breve explicación sobre los posibles usos de los transistores

- **Llave:** $Z_B = R_B = 0$. Se busca pasar de $I_C = 0$ con $V^+ = 0$ a $I_C = I_{C_{max}}$ con $V^+ = 5$ V.
Cuales son los parámetros de control para llegar a esto?
- **Seguidor por emisor:** $V^+ - V_E = I_B Z_B + V_{BE} \xrightarrow{Z_B=0} V^+ - V_E = V_{BE}$.

- **Amplificador por emisor común** (fig 5 guía): $V_C = V_{CC} - I_C R_C$. Si $Z_B = 0$, entonces $I_E = \frac{V^+ - V_{BE} - V_{EE}}{R_E} = \frac{\beta + 1}{\beta} I_C$, con lo que $\frac{\partial V_C}{\partial V^+} \simeq -\frac{R_C}{R_E}$. Determinar el punto de trabajo para condiciones oportunas (lejos de la zona de corte y de saturación). Donde está la zona de trabajo para $V^+ = 0$?

Superponiendo transistores, se pueden obtener dos clases distintas de amplificadores: Clase A y clase B (ver fig. 6 guía).

Las ventajas de un amplificador de clase A es la linealidad de la señal a la salida, que permanece casi inalterada. La desventaja es que consumen más energía (hay mas disipación térmica). Las ventajas de un amplificador de clase B es la poca energía que consume. La desventaja es que la señal a la salida se deforma (*cruce por cero*).

7.2. Experimento 1: hallar β

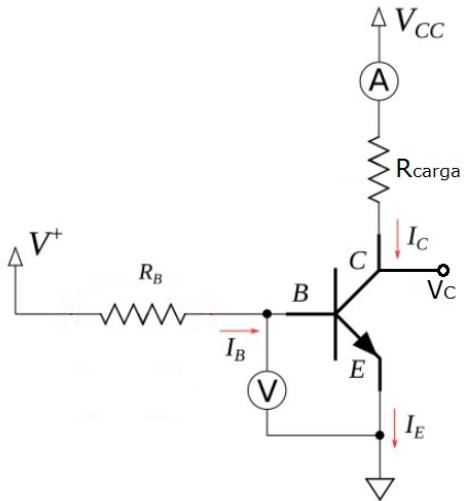


Figura 53: Circuito para utilizar para determinar β .

El objetivo principal del experimento es hallar un método para calcular β usando el circuito de la figura 53, donde $V_{CC} = I_C R_{carga} + V_C$.

Sabemos que $V_{BE} = V_B \simeq 0,6V$ (de todos modos, es algo que se va a querer verificar); $I_B = \frac{V^+ - V_B}{R_B}$, $\begin{cases} I_C = \beta I_B \\ I_E = (1 + \beta) I_B \end{cases}$.

Puesto que vamos a buscar que la zona de trabajo se encuentre apartada de las zonas de exclusión y de saturación, elegimos R_B tal que $I_B \simeq 150\mu A$. Para quedarse dentro de este orden, se tomó $R_B = 81,2k\Omega$ (tolerancia 5 %) y $V^+ \leq 5V$. Además, se tomaron $R_{carga} = 0,998k\Omega$ (tolerancia 1 %), por recomendación de la guía; y $V_{CC} = 15V$ (de la fuente).

A partir de estos parámetros vamos a buscar reconstruir las curvas características y las de trabajo, para lo que va a ser necesario adquirir I_C (con un multímetro) y V_B y V_C (con el osciloscopio); variando $I_B(V^+) = \frac{V^+ - V_B}{R_B}$ y $V_C(R_{carga}) = V_{CC} - I_C R_L = \beta(V^+ - V_B) \frac{R_{carga}}{R_B}$ (primero hay que saber el valor de β y verificar que V_B es cte en cierto régimen!).

7.2.1. Análisis

En primer lugar, se obtuvo la curva de la corriente I_C en función de I_B , que se muestra en la figura 54, sobre la cual fue ajustada la función lineal que determinará el valor de la ganancia β .

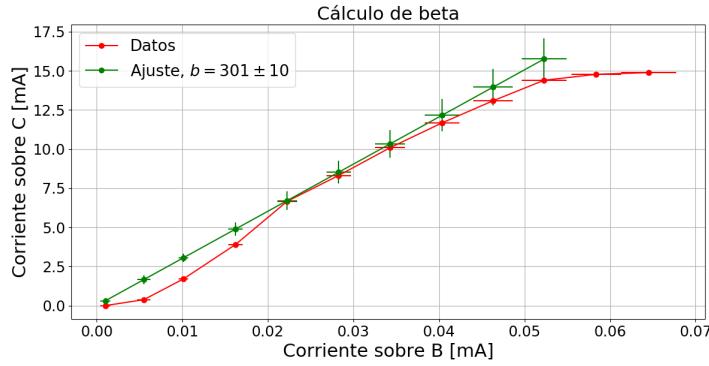
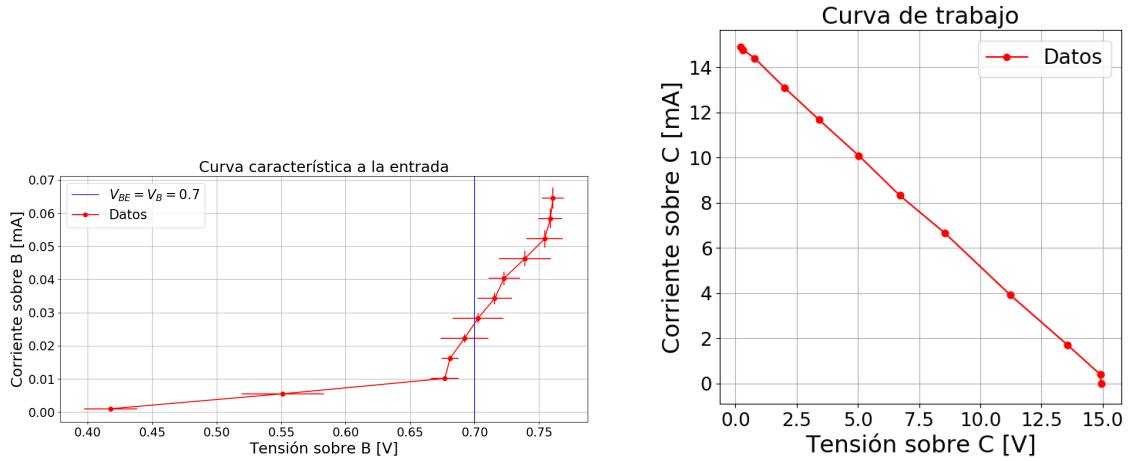


Figura 54: Cálculo de β a partir de las corrientes en la entrada del transistor.

Se verifica que la linealidad se mantiene para cierto rango de I_B , en donde vale $\beta = 301 \pm 10$.

Por el otro lado, se buscó obtener las curvas características para la entrada, y la curva de trabajo, que se muestran en las figuras 55a y 55b



(a) Curva característica en la entrada obtenida a partir de los datos.
(b) Curva de trabajo obtenida a partir de los datos para varios valores de I_B .

Figura 55: Curvas obtenidas a partir de los datos.

Dado que la corriente I_c medida con el amperímetro variaba bastante en el tiempo, se utilizaron las adquisiciones del osciloscopio (con el channel 1 se midió V_{BE} y el con channel 2 se midió V_{CE}) para obtener I_C e I_B con las siguientes fórmulas ($V_E = 0V$, ver figura 53):

$$I_C = (V_{CC} - V_{CE})/R_{carga}$$

$$I_B = (V^+ - V_{BE})/R_B$$

Como $V_E = 0V$: $V_{CE} = V_C$ y $V_{BE} = V_B$

Otro análisis para β :

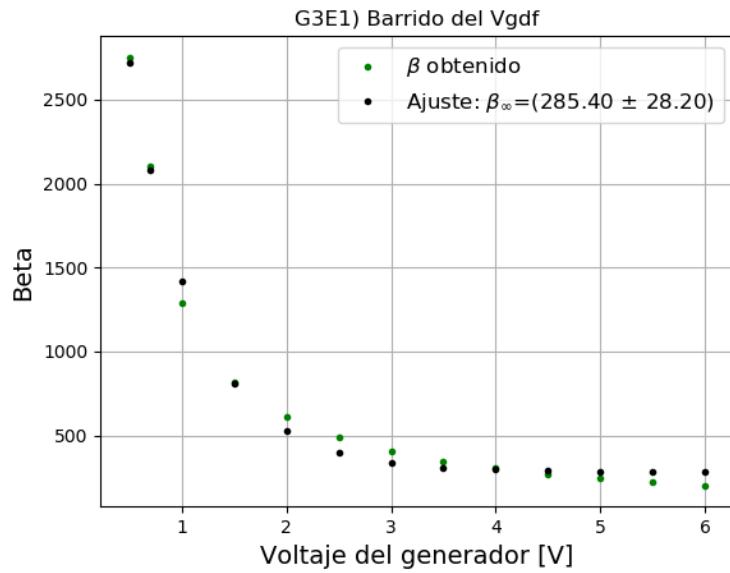


Figura 56: Cálculo de β a partir de lo adquirido con el osciloscopio.

Como se puede observar en la figura, el comportamiento de β es una exponencial decreciente, lo cual puede atribuirse al diodo semiconductor que se encuentra en la parte base-emisor del transistor (la corriente sobre un diodo tiene un comportamiento exponencial). El error del ajuste de β es del 9,8 %.

8. Clase 25/09

8.1. Guía 3: Experimento 2 (Amplificadores clase A)

Los circuitos de la figura 57, funcionan como amplificadores electrónicos o de potencia, usando un transistor en un punto (llamado Q) de su zona activa, es decir que permita el paso de corriente del colector al emisor, y que la caída V_{BE} sea $\sim 0,6V$. Éstos circuitos usan al transistor en su configuración de emisor común, es decir, introducen la señal en la base y recogen la salida en el colector. Éste formato es el que permite mayor ganancia dado que amplifica tanto tensión como corriente, con la desventaja de que el ancho de banda de amplificación es limitado.

Ubicar al transistor en su zona activa, o polarizarlo, implica armar un circuito en torno a él que fije tensiones y corrientes para que se correspondan con esta zona. En este experimento exploramos dos formas de polarización: fija (figura 57.a) y con realimentación en el emisor (figura 57.b). Las resistencias elegidas fueron $R_B = 68,1k\Omega$, $R_C = 221\Omega$ (polarización fija) y $R_E = 268\Omega$ (polarización con realimentación).

La señal que amplificamos tenía una tensión de $V_{in} = 100\text{mVpp}$, con una frecuencia que variamos de 200Hz a 20kHz, oscilando en torno a 0V. Las frecuencias fueron elegidas en función de las frecuencias de corte introducidas por los filtros pasa altos dados por los capacitores $C = 0,1\mu\text{F}$ y los puntos de trabajo elegidos

$$f_{in} = \frac{1}{2\pi C_{in}} \left(\frac{1}{R_B} + \frac{1}{\beta R_E} \right) \quad (17)$$

$$f_{out} = \frac{1}{2\pi(R_C + Z_{load})C_{out}} \quad (18)$$

Las frecuencias introducidas tenían que ser mayores a 23.31Hz en el caso sin realimentar, y mayores a 47.37Hz en el caso realimentado.

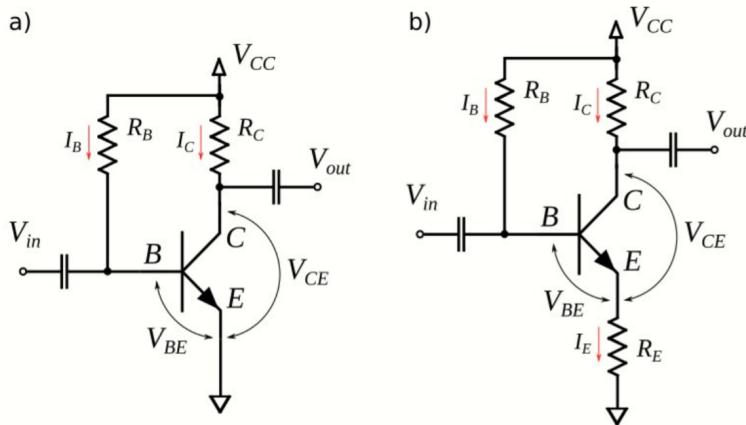


Figura 57: Amplificadores clase A: a) polarización fija b) polarización fija con resistencia de realimentación en el emisor

Medimos la señal de salida en el colector, a través de una resistencia conectada a tierra (Ver Figs. 57).

8.1.1. Polarización fija

El barrido de frecuencias mostró que la señal de entrada dependía de la frecuencia introducida (Ver Figs. 58, 59a y 59b):

- Desfasaje en la señal: al medir en el colector, fluctuaciones positivas en la señal de entrada, aumentan la caída en el emisor, por lo que la tensión sobre el colector disminuye. Vimos que este no es constante para todas las frecuencias de input. Para frecuencias en torno a los 10k, las señales están invertidas (o desfasadas en π)

- Ganancia de la señal: Las frecuencias elegidas eran un orden más que las frecuencias de corte, por lo tanto observamos la transferencia de la señal debida a las características del transistor. La ganancia más grande que alcanzamos fue $V_{out}/V_{in} = 60$. Nos queda recorrer frecuencias más grandes para abarcar todo el ancho de banda del transistor.
- Potencia: Dependió de la frecuencia introducida, siendo $\sim 200mW$ en torno a los 200Hz, y decayendo a $160mW$ para frecuencias en torno a los 15kHz. (Ver Fig. 60)

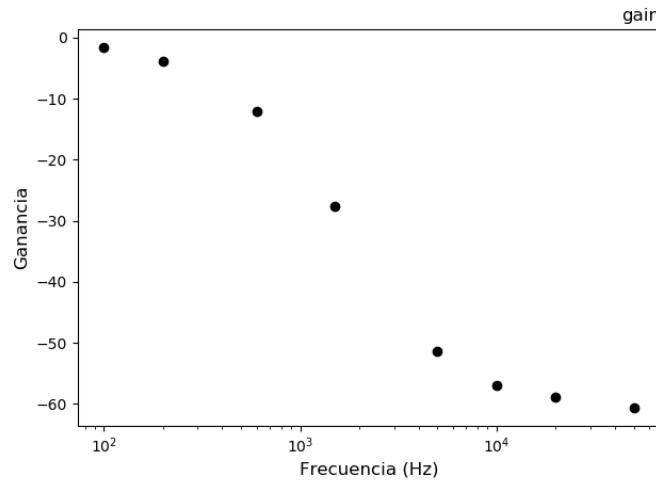
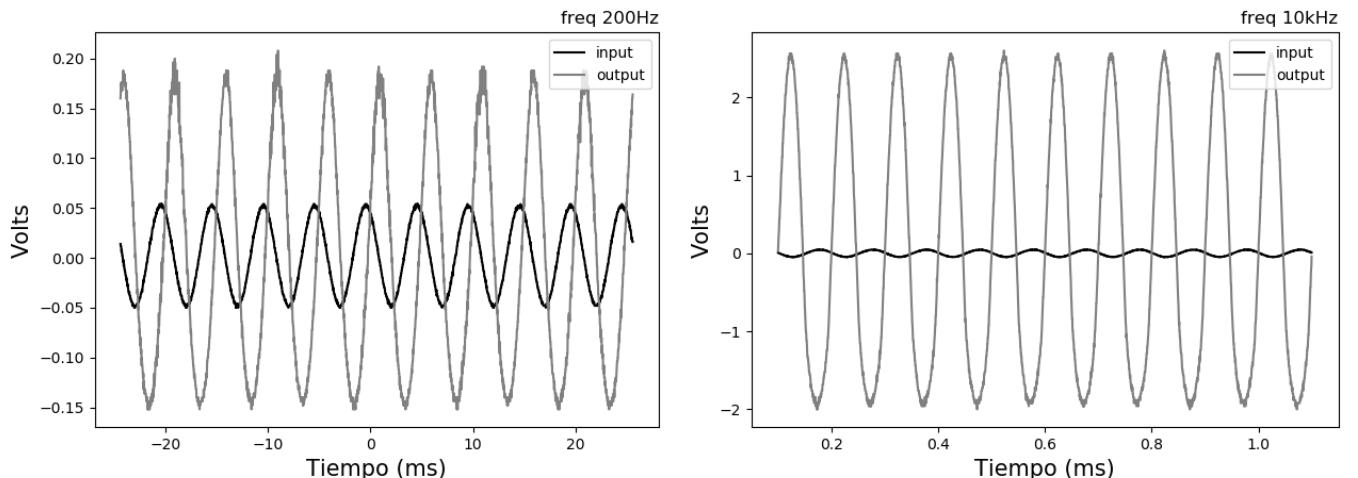


Figura 58: Curva de ganancia en función de la frecuencia



(a) Señales input-output para una entra da de 200Hz con 100mVpp
(b) Señales input-output para una entrada de 10kHz con 100mVpp

Figura 59: Señales input-output para distintas frecuencias. Circuito polarizado sin realimentación al emisor

8.1.2. Polarización con realimentación al emisor

- Desfasaje en la señal: al medir en el colector, fluctuaciones positivas en la señal de entrada, aumentan la caída en el emisor, por lo que la tensión sobre el colector disminuye. En este caso, las señales estuvieron siempre invertidas independientemente de la frecuencia elegida (salvo para el caso de 100Hz, en el que estuvieron en fase).
- Ganancia de la señal: Las frecuencias elegidas eran un orden más que las frecuencias de corte, por lo tanto observamos la transferencia de la señal debida a las características del transistor. Éste circuito no se mostró como un amplificador de tensión, dado que la ganancia fue siempre ~ -1
- Potencia: La potencia fue constante respecto a la frecuencia de la señal introducida, siendo $P \sim 60mW$ (Ver Fig. 60)

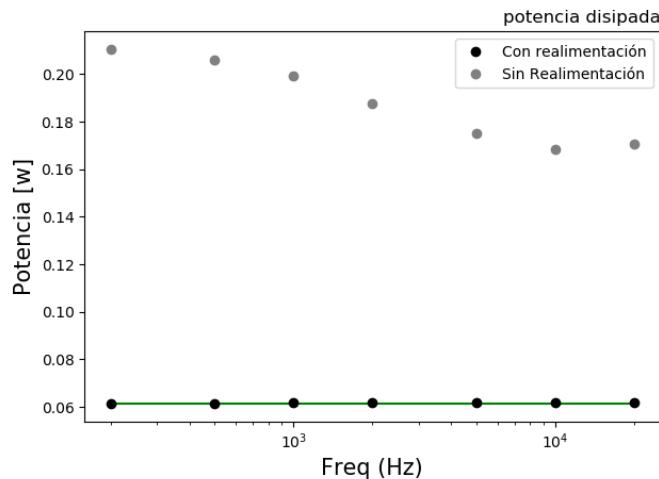


Figura 60: Potencia sobre la resistencia R_C para las polarizaciones fija y con realimentación.

8.2. Guía 3: Exp 3 (Amplificador push-pull simétrico)

Señal de error (resta de las señales que pasan por cada transistor) se quiere

$$\Omega \pm$$

8.3. G3E4: Transistor como switch de un LED

Se quiere encender y apagar un LED utilizando un transistor que se encuentra en saturación y corte, respectivamente. Para asegurarse que el transistor se encuentre efectivamente en la zona de

saturación conviene usar como regla: la corriente de base I_B está entre el 5 % y 10 % de la corriente colectora I_C deseada.

El circuito utilizado se muestra a continuación:

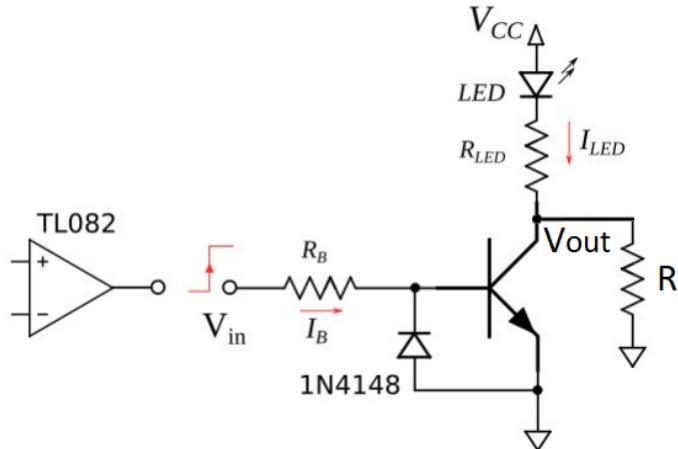


Figura 61: Transistor como switch de un LED usando la salida saturada de un operacional.

La fórmula para la corriente colectora de la figura anterior es:

$$I_C = \frac{V_{CC} - 2,3V}{R_{LED}}$$

Los valores utilizados para el circuito fueron:

$$R_B = 8,21 \cdot 10^3 \Omega$$

$$V_{CC} = 7 \text{ V}$$

$$R_{led} = 470 \Omega$$

$$R = 470 \cdot 10^3 \Omega$$

Debe cumplirse $R \gg R_{led}$ para que la mayor parte de la corriente colectora siga de largo por el transistor hacia su parte emisora y no se vaya hacia R.

Un circuito similar al de la figura 61 fue estudiado para resolver el ejercicio 5 de la guía 3. Para explicar lo que sucede con el V_{out} de la figura 61 se utilizará siguiente esquema:

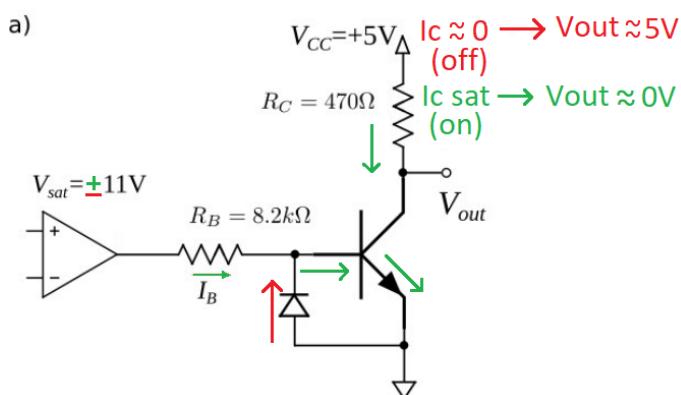
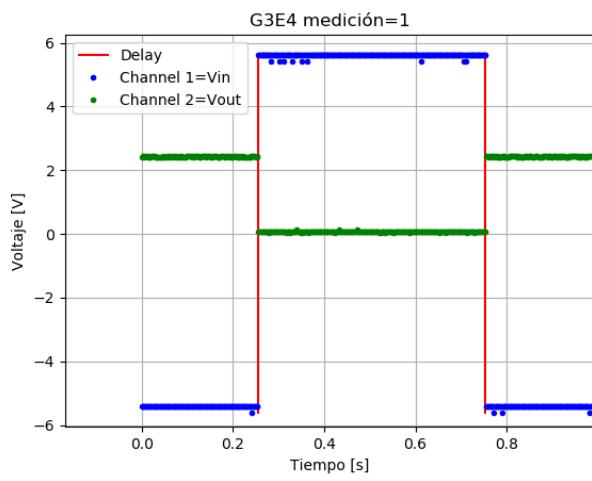


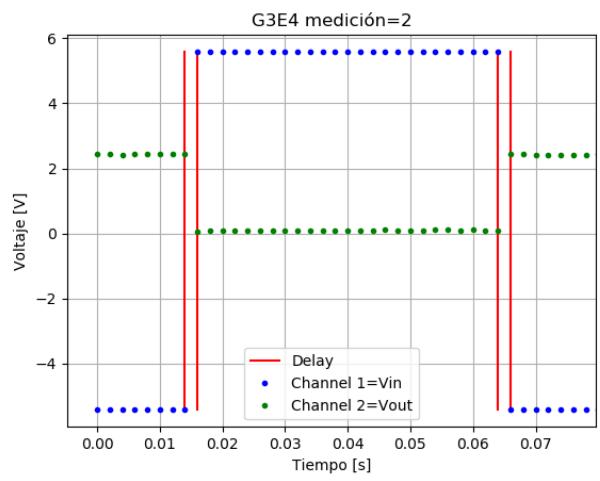
Figura 62: Esquema para entender la relación entre I_C y V_{out}

Como puede verse en la figura 62, lo que se espera que suceda en el circuito 61 es: cuando el LED se enciende (saturación, verde) el V_{out} es $\approx 0V$ y cuando el LED se apaga (corte, rojo) el V_{out} es $\approx V_{CC}$.

Para encender y apagar el LED se mandó una señal cuadrada como V_{in} utilizando el generador de funciones en lugar de la salida de un Opamp. Se mandaron varias señales cuadradas como V_{in} , cada una con la misma amplitud pero con distintos períodos para estudiar el tiempo de respuesta del LED. A continuación se muestran las mediciones de V_{in} y V_{out} realizadas para distintas frecuencias fundamentales:



(a) Señales input-output para una entrada de 1Hz.

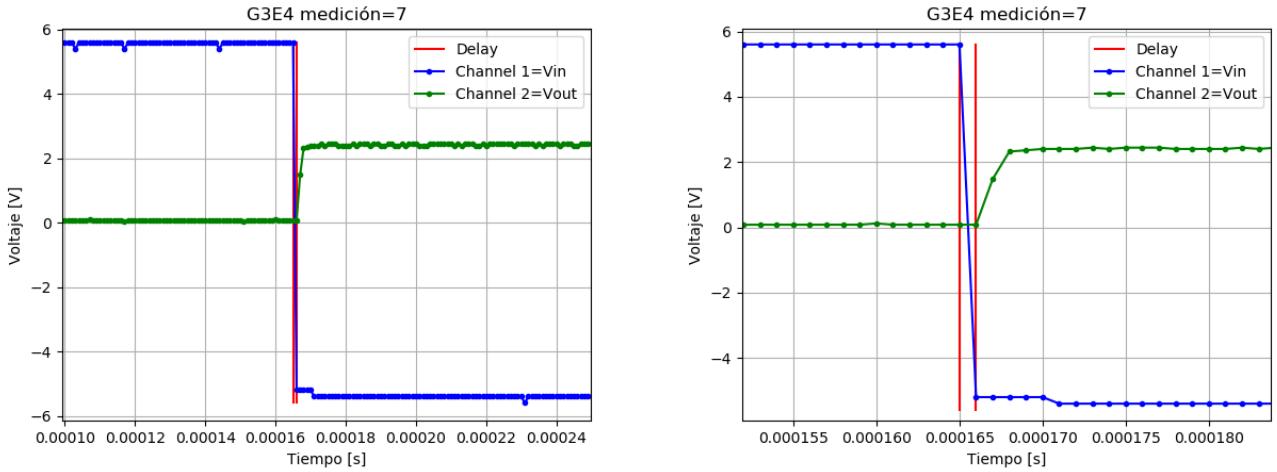


(b) Señales input-output para una entrada de 10Hz.

Figura 63: Señales input-output para frecuencias bajas.

Como se muestra en la figura 62, se espera que el máximo del V_{in} (verde) coincida con el mínimo del V_{out} y viceversa. Esto último sucede en las dos figuras 63a y 63b ya que, como puede observarse en rojo, el delay es nulo.

Se fue aumentando la frecuencia de la señal V_{in} hasta encontrar la mínima con la cual se observase un delay apreciable. En la siguiente figura se muestra un delay no nulo:



(a) Señales input-output para una entrada de 3012 Hz. (b) Señales input-output para una entrada de 3012 Hz con zoom.

Figura 64: Señales input-output para frecuencia 3012 Hz sin zoom y con zoom.

Para este valor de frecuencia, el switch dejó de ser observable al ojo humano (el LED parecía permanecer siempre encendido a la vista). Como puede observarse en la figura 64b, la señal V_{out} (verde) debería crecer cuando la señal V_{in} (azul) decrece. Sin embargo, la señal V_{out} se retrasa unos 10^{-6} segundos en empezar a crecer (señalado en rojo en la figura 64b).

A continuación se muestra la respuesta ante una señal con frecuencia un poco mayor:

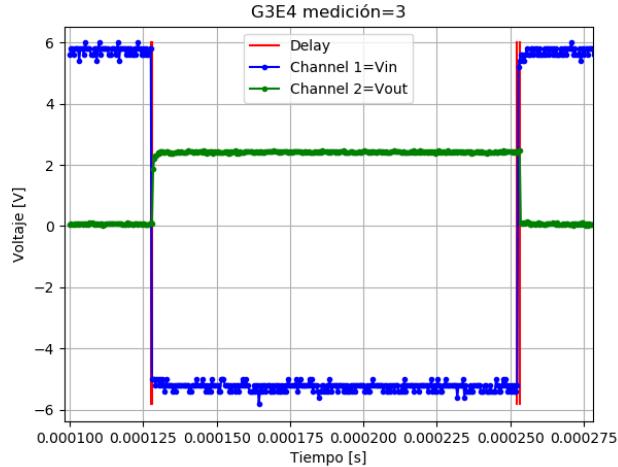
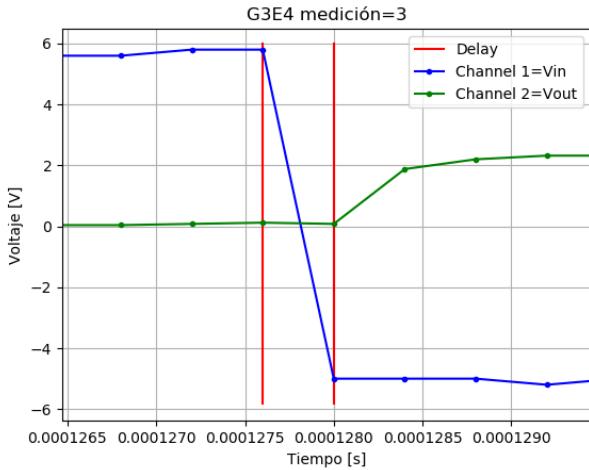
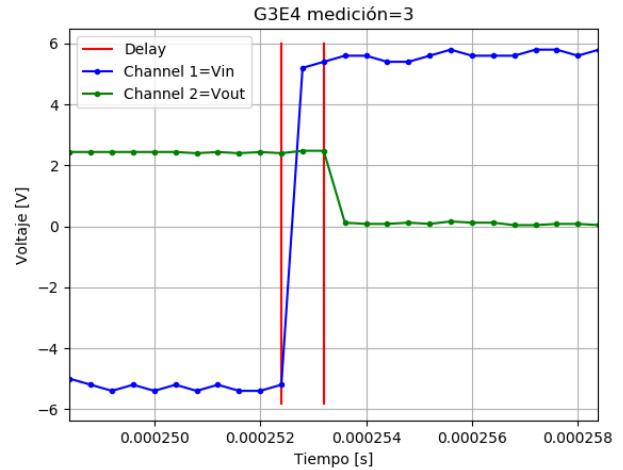


Figura 65: Señales input-output para frecuencia 4019 Hz.



(a) Señales input-output para una entrada de 4019 Hz con zoom a la izquierda.



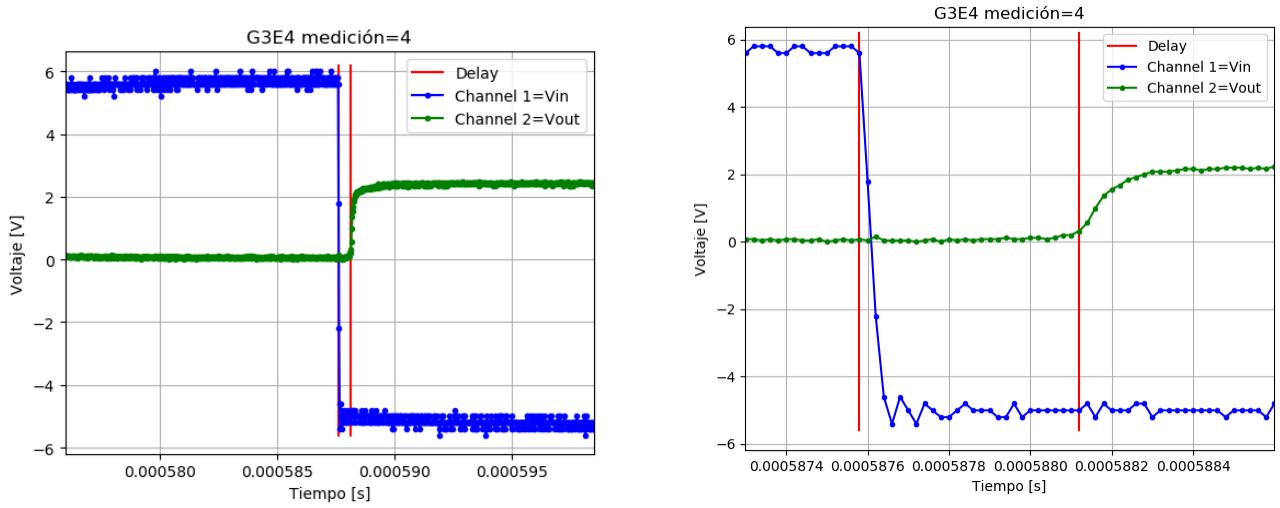
(b) Señales input-output para una entrada de 4019 Hz con zoom a la derecha.

Figura 66: Señales input-output para frecuencia 4019 Hz con zoom.

Como puede observarse en la figura 66a, la señal V_{out} (verde) debería crecer cuando la señal V_{in} (azul) decrece. Sin embargo, la señal V_{out} se retrasa unos $4 \cdot 10^{-7}$ segundos en empezar a crecer (señalado en rojo en la figura 66a).

Como puede observarse en la figura 66b, la señal V_{out} (verde) debería decrecer cuando la señal V_{in} (azul) crece. Sin embargo, la señal V_{out} se retrasa unos $8 \cdot 10^{-7}$ segundos en empezar a decrecer (señalado en rojo en la figura 66b).

Se aumentó considerablemente la frecuencia fundamental de la señal de entrada y los resultados se muestran a continuación:



(a) Señales input-output para una entrada de $40 \cdot 10^3$ Hz. (b) Señales input-output para una entrada de $40 \cdot 10^3$ Hz con zoom.

Figura 67: Señales input-output para frecuencia $40 \cdot 10^3$ Hz sin zoom y con zoom.

Como puede observarse en la figura 67b, la señal V_{out} (verde) debería crecer cuando la señal V_{in} (azul) decrece. Sin embargo, la señal V_{out} se retrasa unos $5,4 \cdot 10^{-7}$ segundos en empezar a crecer (señalado en rojo en la figura 67b).

Se siguió aumentando la frecuencia fundamental de la señal de entrada y los resultados se muestran a continuación:

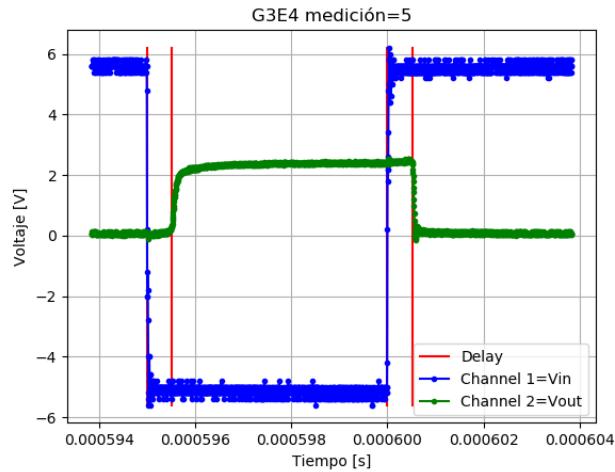
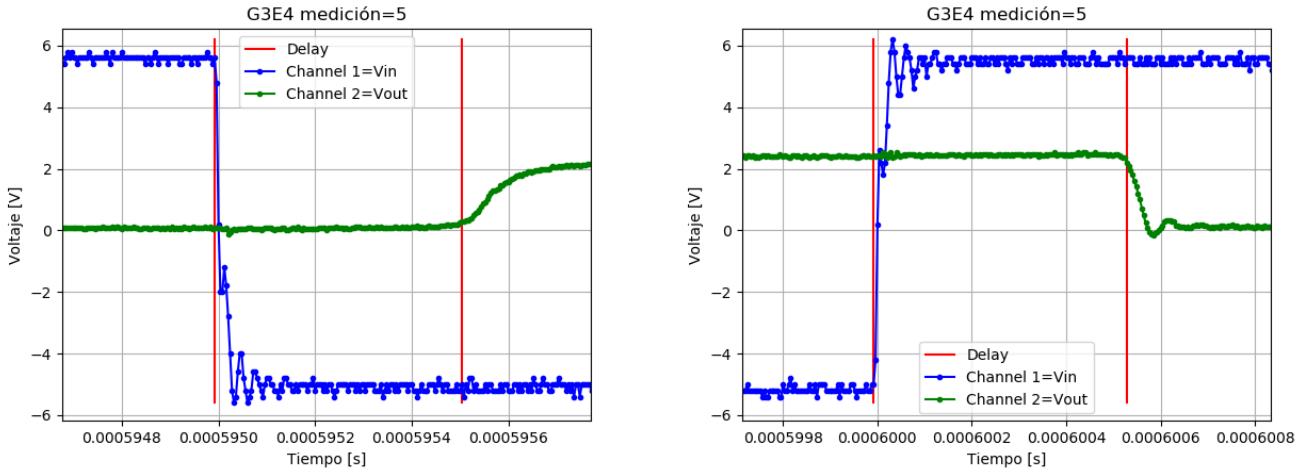


Figura 68: Señales input-output para frecuencia $100 \cdot 10^3$ Hz.



(a) Señales input-output para una entrada de $100 \cdot 10^3$ Hz con zoom a la izquierda.
(b) Señales input-output para una entrada de $100 \cdot 10^3$ Hz con zoom a la derecha.

Figura 69: Señales input-output para frecuencia $100 \cdot 10^3$ Hz con zoom.

Como puede observarse en la figura 69a, la señal V_{out} (verde) debería crecer cuando la señal V_{in} (azul) decrece. Sin embargo, la señal V_{out} se retraza unos $5,12 \cdot 10^{-7}$ segundos en empezar a crecer (señalado en rojo en la figura 69a).

Como puede observarse en la figura 69b, la señal V_{out} (verde) debería decrecer cuando la señal V_{in} (azul) crece. Sin embargo, la señal V_{out} se retraza unos $5,36 \cdot 10^{-7}$ segundos en empezar a decrecer (señalado en rojo en la figura 69b).

Los valores del delay para las figuras 69 son muy parecidos al delay de la figura 67b aún habiendo aumentado considerablemente la frecuencia. Sin embargo, comparando cada delay con su respectivo Δt , sí puede verse un aumento considerable del delay/ Δt al aumentar la frecuencia de la señal de entrada (ver figura 72).

Por último, se muestra a continuación la respuesta ante la frecuencia más alta utilizada:

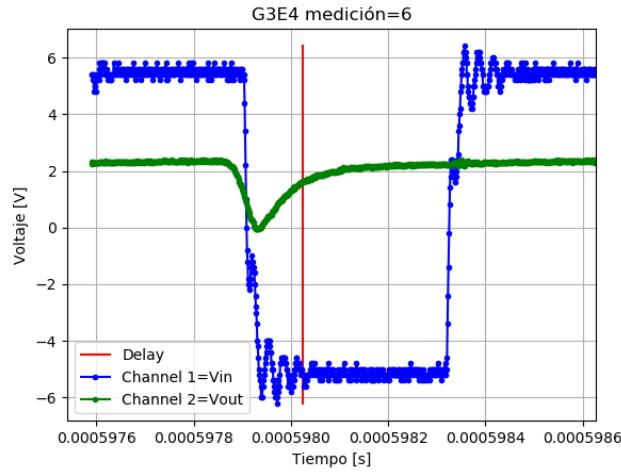


Figura 70: Señales input-output para frecuencia $\approx 10^6$ Hz.

Recordemos la relación entre el V_{in} y V_{out} : cuando uno de ellos es mínimo, el otro debe ser máximo y viceversa. No obstante, como puede observarse en la figura 70, la señal verde casi siempre toma su valor máximo y no se mantiene en el voltaje cero. Recordemos que cuando el voltaje del V_{out} es cero, el LED se encuentra prendido. Pareciera en la figura 70 que el LED se encuentra apagado la mayor parte del tiempo, pero el tiempo entre cada mínimo de los picos ($V_{out} \approx 0 \rightarrow$ LED prendido) es muy corto:

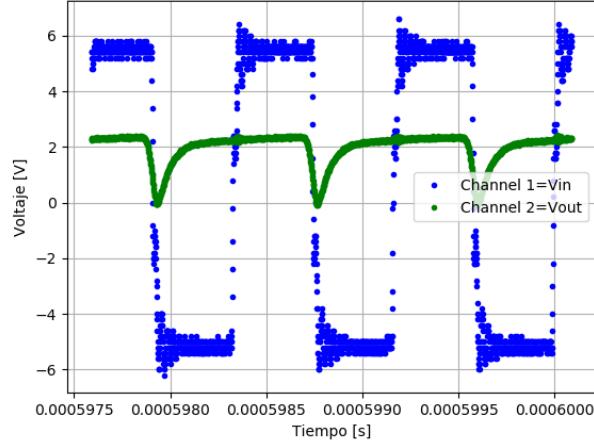


Figura 71: Señales input-output para frecuencia $\approx 10^6$ Hz.

Como se puede observar en la figura, hay menos de 10^{-6} seg entre cada pico de la señal V_{out} (verde). De hecho, en el laboratorio se observaba el LED constantemente prendido (el ojo humano no detecta tiempos tan cortos).

Los resultados obtenidos se muestran en escala logarítmica (salvo las frecuencias más bajas de 1Hz y 10Hz porque su delay era nulo y no se puede hacer logaritmo de cero, ver 63):

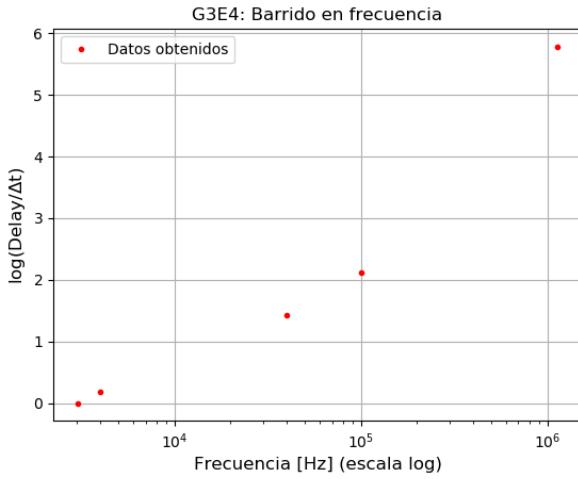
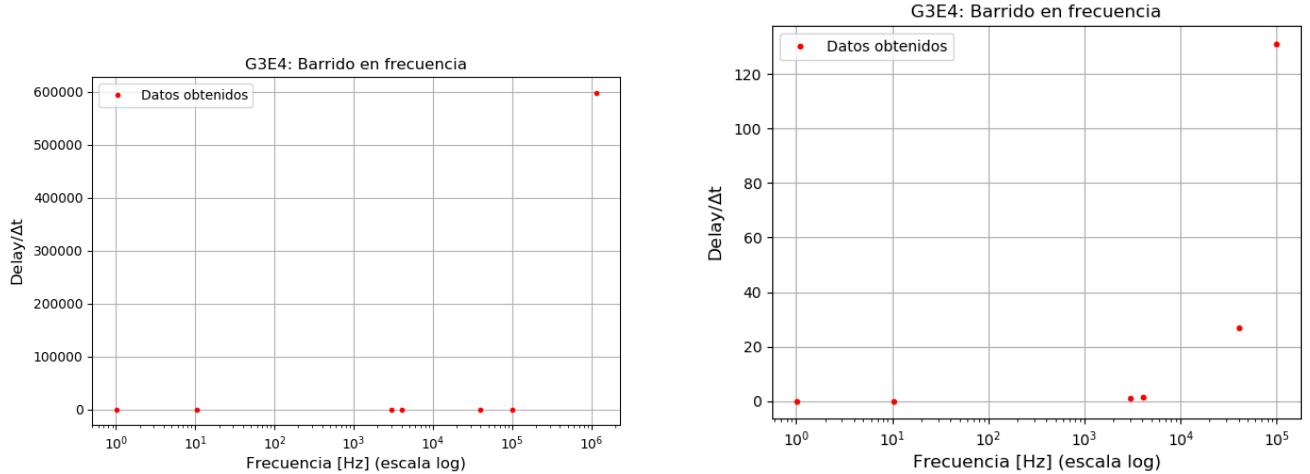


Figura 72: Resultados obtenidos en escala logarítmica para 5 de las 7 frecuencias medidas (no están las frecuencias 1Hz y 10Hz con delay nulo). El logaritmo utilizado fue de base 10.

Para las frecuencias 4019 Hz y $100 \cdot 10^3 \text{ Hz}$ se utilizó el promedio de los delay en la subida y en la bajada (ver figuras 66 y 69, respectivamente).

Como se puede observar en la figura, existe un notable incremento del retraso de la respuesta del LED al aumentar la frecuencia de la señal de entrada.

Los resultados obtenidos sin aplicar escala logarítmica en el eje *y* se muestran a continuación:



(a) Todos los resultados obtenidos sin escala logarítmica. (b) Zoom del gráfico de la izquierda (no se muestra la frecuencia más grande).

Figura 73: Resultados obtenidos sin y con zoom.

Se concluye que el LED tiene un retraso (delay) nulo para frecuencias de 1Hz y 10Hz. En el laboratorio se buscó la primera frecuencia en la que se observara un retraso apreciable del LED en

la pantalla del osciloscopio y dicha frecuencia fue 3012 Hz. Es decir que para frecuencias menores, el LED no tiene un retraso apreciable en su respuesta.

9. Apéndice A: Guías de ejercicios

9.1. Guía 1

<http://materias.df.uba.ar/leb2019c2/files/2019/08/P1-OpAmps.pdf>

9.2. Guía 2

<http://materias.df.uba.ar/leb2019c2/files/2019/08/P2-Filtros.pdf>

9.3. Guía 3

http://materias.df.uba.ar/leb2019c2/files/2019/10/P3-Transistores_V3.pdf

10. Apéndice B: Entrega de ejercicios

10.1. Primera entrega

<https://www.overleaf.com/read/mkrfgjwxqddc>

10.2. Segunda entrega

<https://www.overleaf.com/read/nryfvpjqmrfc>

10.3. Tercera entrega

<https://www.overleaf.com/read/gscmpvkfkgyx>

10.4. Quinta entrega

<https://www.overleaf.com/read/qwxzyvpvdkfp>

10.5. Sexta entrega

<https://www.overleaf.com/read/fncyrhrcwpqv>

11. Apéndice C: Presentaciones

11.1. Transistores

http://materias.df.uba.ar/leb2019c2/files/2019/09/P3-Transistores_V21.pdf

11.2. Temporizador 555

<http://materias.df.uba.ar/leb2019c2/files/2019/10/P5-Temporizador555.pdf>

11.3. Circuitos Digitales

<http://materias.df.uba.ar/leb2019c2/files/2019/10/P6-Digital.pdf>

11.4. Arduino y protocolo de comunicacion SPI

<http://materias.df.uba.ar/leb2019c2/files/2019/11/P7-Arduino.pdf>