

TRABAJO PRÁCTICO N°2

Amplicadores Operacionales - Efectos en DC y AC

Grupo II

AUTORES:

Pablo Martín SCHEINFELD (59065),
Santiago Agustín ARRIBERE (59169),
Matías Santiago FRANCOIS (59828),
Rafael Nicolás TROZZO (59434),
Gonzalo Joaquín DAVIDOV (59117)

PROFESORES:

Daniel Andrés JACOBY,
Carlos F. BELAUSTEGUI GOITIA,
Rodrigo Iñaki IRIBARREN

CIUDAD AUTÓNOMA DE BUENOS AIRES

Septiembre 2019

Contenido

1. Comportamiento de Amplificadores Operacionales	4
1.1. Introducción	4
1.2. Circuito Inversor	5
1.3. Circuito no-inversor	14
1.4. Implicaciones generales	23
1.5. Consideraciones	25
1.6. Conclusión	26
2. Caracterización de Amplificadores Operacionales	28
2.1. Introducción	28
2.2. Marco Teórico	28
2.3. LM833	29
2.4. NE5534	36
2.5. Conclusiones	40
3. Medición de Bias	42
3.1. Marco Teórico	42
3.2. Desarrollo Teórico	43
3.3. Desarrollo Experimental	45
3.4. Análisis de Resultados	46
4. Circuitos Integradores y Derivadores	48
4.1. Introducción	48
4.2. Análisis Teórico	48
4.3. Desarrollo experimental	51
4.4. Respuesta en frecuencia	52
4.5. Respuesta a señales no sinusoidales	54
4.6. Impedancia de entrada	56
4.7. Circuitos compensados	58
4.8. Conclusión	63
5. Distorsión	64
5.1. Introducción	64
5.2. Elección de componentes	64
5.3. Elección e Influencia del Amplificador Operacional	68
5.4. Mediciones y Análisis de Resultados	69
6. Circuito de Aplicación	71
6.1. Análisis Teorico	71
6.2. Elección de componentes	73

6.3. Desarrollo final del Circuito	75
6.4. Calibración	76
6.5. Datasheet	76
7. Conclusión	77

1. Comportamiento de Amplificadores Operacionales

1.1. Introducción

El objetivo de éste ejercicio es aprender a trabajar en diferentes circuitos con operacionales y a realizar un trabajo repetitivo. Entender como el valor de cada resistencia en el circuito genera un efecto diferente sobre la salida del mismo y a la vez, comprender las limitaciones que tiene el operacional LM324 y sus aplicaciones.

El ejercicio consta de dos circuitos: el primero se puede observar en la figura 1.1 (a), que como podemos ver es un inversor, y el segundo circuito es el de la figura 1.1 (b), que esta en configuración no inversora.

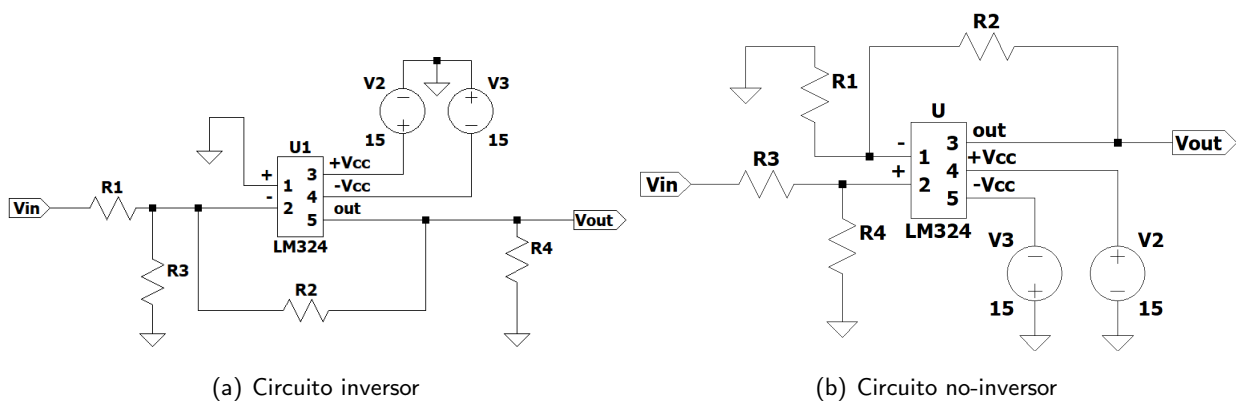


FIGURA 1.1

Debido a que se trabaja con un amplificador operacional alimentado mediante una tensión continua, el inevitable ruido en la señal aplicada deben ser filtrados con el fin de no obtener disturbios en el comportamiento del amplificador. Por dicha razón se decidió colocar 4 capacitores de desacople multicapa de 100nF (valor que resulta coherente para el uso requerido). La ubicación de estos se dispuso de forma de evitar inductancias y resistencias parásitas en el circuito. Consecuentemente, se colocaron 2 capacitores lo más cerca posible de la bornera de alimentación del amplificador y 2 situados con el mismo criterio cercanos a los pines de alimentación del LM324.

Cada uno de estos circuitos se analizó con resistencias con distintos valores mostrados en la tabla 1.1.

Caso	$R1 = R3$	$R2$	$R4$
1	$5k\Omega$	$50k\Omega$	$20k\Omega$
2	$5k\Omega$	$5k\Omega$	$20k\Omega$
3	$50k\Omega$	$5k\Omega$	$200k\Omega$

TABLA 1.1: Resistencias teóricas.

Sin embargo, debido a que estos valores teórico no son valores comerciales, se decidió utilizar los que fueran disponibles más cercanos a ellos. Los valores tomado para la práctica se encuentran

expuestos en la tabla 1.2.

Caso	R1 = R3	R2	R4
1	4.7kΩ	49.9kΩ	22kΩ
2	4.7kΩ	4.7kΩ	22kΩ
3	49.9kΩ	4.7kΩ	220kΩ

TABLA 1.2: Resistencias utilizadas.

1.2. Circuito Inversor

1.2.1. Función transferencia

Se calcula la función transferencia $H(s)$ del circuito:

Se parte de los sistemas de ecuaciones 1.1 y 1.2.

$$\begin{cases} V_{out} = A_v(V^+ - V^-) \\ V^+ = 0 \end{cases} \quad (1.1)$$

$$\begin{cases} I_3 = I_1 + I_2 \\ I_1 = \frac{V_{in} - V^-}{R_1} \\ I_2 = \frac{V_{out} - V^-}{R_2} \\ I_3 = \frac{V^-}{R_3} \end{cases} \quad (1.2)$$

Siendo la corriente I_n la que circula por la resistencia R_n . De el sistema 1.1 se llega a que

$$V^- = -\frac{V_o}{A_v} \quad (1.3)$$

Y del sistema de ecuaciones 1.2 se llega a

$$\frac{V^-}{R_3} = \frac{V_{in} - v^-}{R_1} + \frac{V_o - V^-}{R_2} \quad (1.4)$$

Finalmente, utilizando la expresión 1.3 junto con la expresión 1.4, llegamos a la función transferencia del circuito:

$$H(s) = \frac{-A_v R_2 R_3}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3 + A_v R_1 R_3} \quad (1.5)$$

Si se considera al operacional como ideal, $A_v = \infty$ se llega a la expresión:

$$H(s) = \frac{-R_2}{R_1} \quad (1.6)$$

Si se considera al operacional con $A_v(s)$, siendo w_p el polo dominante en w , se obtiene que:

$$A_v(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{w_p}} \quad (1.7)$$

Se llega a la expresión mas completa de la función transferencia:

$$H(s) = \frac{-A_o R_2 R_3}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3 + A_o R_1 R_3} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{w_p \cdot \frac{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3 + A_o R_1 R_3}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3}}} \quad (1.8)$$

Para el análisis teórico del circuito se utilizaron los valores hallados en la hoja de datos del operacional LM324 de ST en el cual se especifica que la amplitud a lazo abierto, A_o , es 100k y que el GBP del mismo es de 1,3MHz, sabiendo éste valor se utiliza la expresión 1.9 para así obtener el valor de $w_p = 81,67 \cdot \frac{1}{s}$

$$GBP = \frac{w_p}{2 \cdot \pi} \cdot A_o \quad (1.9)$$

El GBP o Gain-Bandwidth Product es una característica de gran interés en el diseño de circuitos con amplificadores operaciones. Dado que los amplificadores operacionales como el LM-324 utilizado cuentan con un polo dominante que genera una frecuencia de corte en la respuesta del circuito, la ganancia cambia dependiendo de los valores con los que se trabaje. El comportamiento de interés es la constante relación entre la frecuencia y la ganancia a partir de la caída resultante del polo. Esta relación es simplemente el producto entre ambos parámetros e idealmente se mantiene constante, definiendo así el GBP. Esta característica es muy útil para poder conocer previamente al desarrollo físico de un circuito la ganancia máxima que puede generar a una frecuencia determinada.

A partir de la transferencia calculada, fue posible obtener el valor de la ganancia del circuito en cada caso. Estos valores se encuentran mostrados en la tabla 1.3, donde para el caso teórico se utilizan las resistencias de la tabla 1.1 y para el caso práctico las de la tabla 1.2.

Ganancia	Caso 1	Caso 2	Caso 3
Teórica	-10	-1	-0,1
Práctica	-10,6	-1	-0,1

TABLA 1.3: Ganancias del circuito

De la misma manera se obtuvieron los distintos valores para la frecuencia de corte en cada caso, mostrados en la tabla 1.4.

Frec. de corte [Hz]	Caso 1	Caso 2	Caso 3
Teórica	65k	650k	6,5M
Práctica	61,24k	650k	6,9M

TABLA 1.4: Frecuencias de corte del circuito

Se puede apreciar que tanto en las ganancias como en las frecuencias de corte no existe un error significativo por haber seleccionado los valores resistivos comerciales. Además, se consideró la posibilidad de incorporar resistencias en paralelo para tener valores más cercanos a los teóricos pero antes la invariabilidad de los resultados, el costo extra y la consecuente aparición de nuevos efectos parásitos con más componentes determinó que se continuase con las resistencias comerciales.

Respecto a la posibilidad de tomar la aproximación de $A_v \mapsto \infty$, esta solo se puede tomar dentro de un rango determinado de valor. Por dicha razón, se analizará su error.

El error relativo de utilizar la aproximación es $E_r = \frac{E_a}{G_{Areal}} \cdot 100\%$, siendo E_a el error absoluto y G_{Areal} la ganancia en cada caso sin tomar la aproximación. Además, la expresión que representa al error absoluto es $E_a = |G_{Areal} - G_{Aprox}|$, siendo G_{Aprox} la ganancia con A_v tendiendo a infinito. De esta forma, la expresión para obtener el error relativo en cada caso queda:

$$E_r = \frac{|G_{Areal} - G_{Aprox}|}{G_{Areal}} \cdot 100\% \quad (1.10)$$

A continuación se muestran los graficos correspondientes a la función transferencia ideal que contiene un polo dominante y A_v finito para cada uno de los tres casos, junto el correspondiente error relativo mencionado anteriormente:

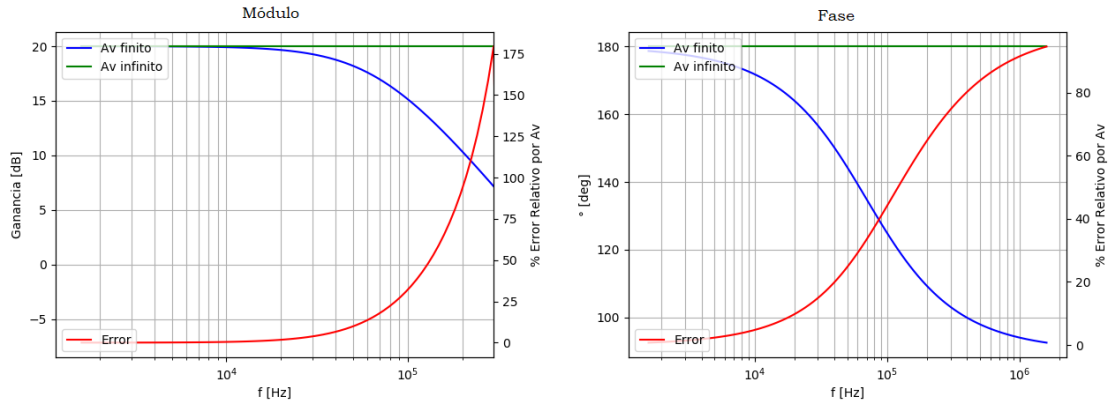


FIGURA 1.2: Caso 1

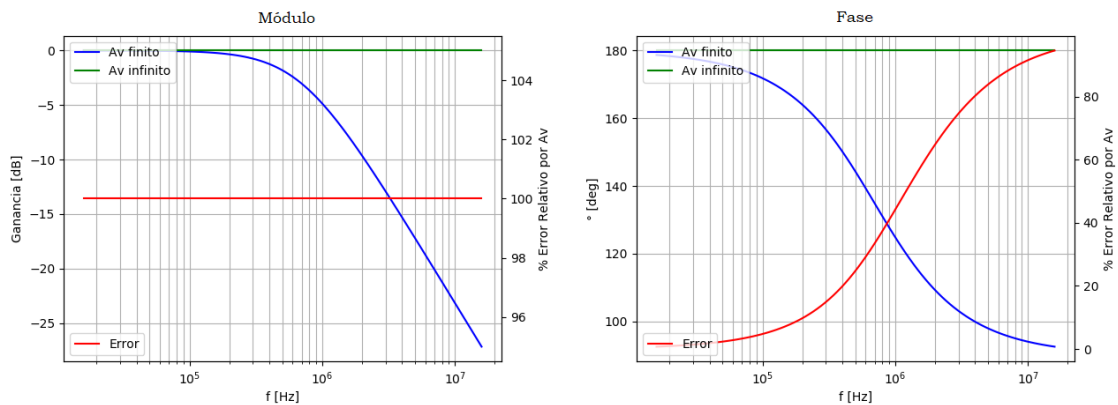


FIGURA 1.3: Caso 2

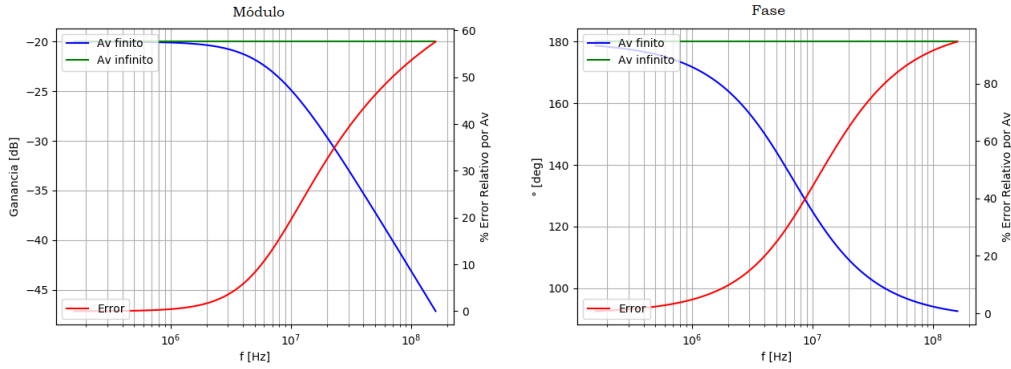


FIGURA 1.4: Caso 3

Se puede llegar a la conclusión observando las figuras anteriores que el hecho de tomar A_v infinito no genera un error significativa siempre y cuando la frecuencia aplicada sea hasta 1 década anterior a la frecuencia de corte. Tras superar este valor, el error comienza a aumentar, dejando de ser válida la aproximación.

1.2.2. Impedancia de entrada

Luego se procede a obtener la impedancia de entrada vista por el generador. Para calcular la misma se utiliza la ecuación 1.11 junto con las relaciones que se observan en los sistemas 1.1 y 1.2.

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_1} \quad (1.11)$$

Finalmente, se obtiene la ecuación para la impedancia de entrada

$$Z_{in} = \frac{R_1 R_3 A_o + R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3}{R_2 + R_3 + A_o R_3} \cdot \frac{1 + \frac{s}{w_p \cdot \frac{(R_1 R_3 A_o + R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3)}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3}}}{1 + \frac{s}{w_p \cdot \frac{(R_2 + R_3 + A_o R_3)}{R_2 + R_3}}} \quad (1.12)$$

Tras simular los circuitos y obtener un orden de magnitud de lo que debería ser la impedancia de entrada en cada caso, se realizó el análisis experimental. Para hacerlo, se conectó una resistencia en serie a la entrada del circuito de modo que su valor sea comparable al obtenido de la impedancia simulada.

A continuación, se excita la entrada con tensiones de onda sinusoidal de 200mVpp para evitar slew rate. Así, midiendo la tensión que cae en la resistencia incorporada y la tensión que hace lo propio en el circuito del amplificador operacional es posible calcular la corriente circulante y a partir de ella, la impedancia de entrada del circuito.

En las figuras 1.5, 1.6 y 1.7 se contrastan los valores teóricos, medidos y simulados obtenidos.

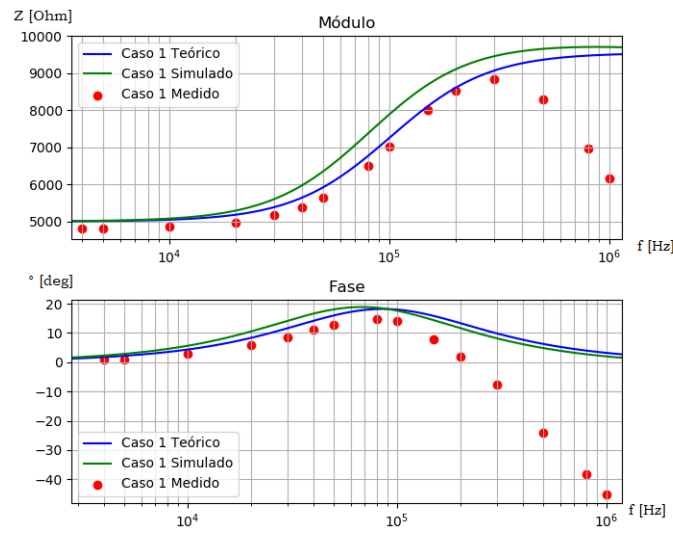


FIGURA 1.5: Zin del circuito - Caso 1.

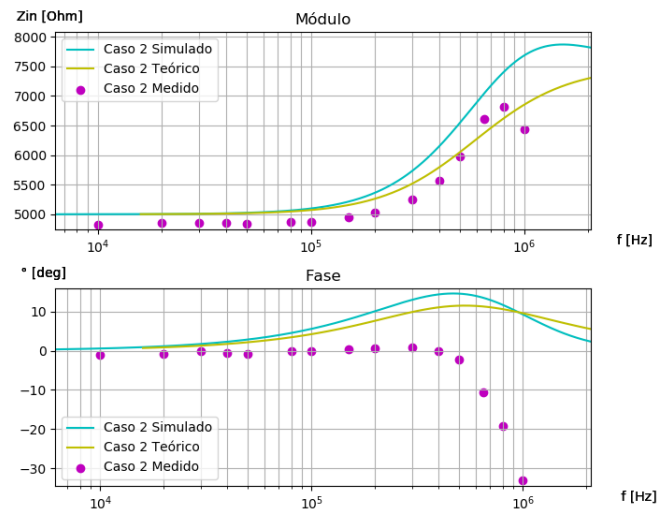
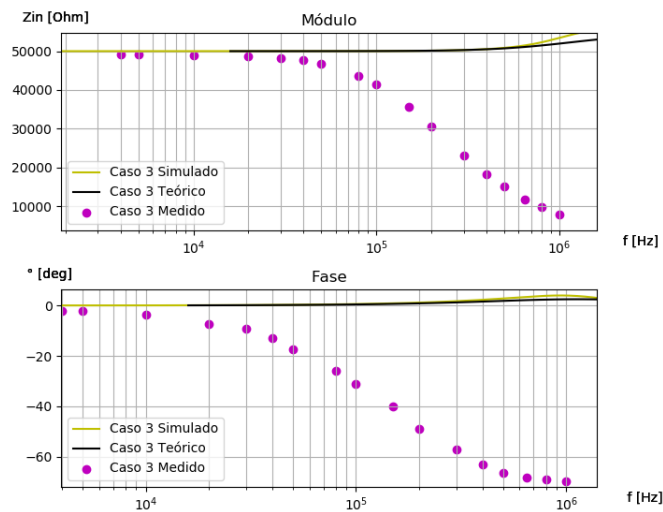


FIGURA 1.6: Zin del circuito - Caso 2.

FIGURA 1.7: Z_{in} del circuito - Caso 3

Contrastando las curvas de los diagramas, se observa que hasta ciertos valores lo medido acompaña a los simulado y lo esperado previamente. Sin embargo, a medida que se presencia un aumento de frecuencia esto deja de ocurrir y el error en las mediciones con respecto a lo teórico aumenta considerablemente. Teniendo en cuenta este patrón dependiente de la frecuencia, se justifican las diferencias evidenciadas a partir de diversos factores. Al ocurrir un incremento de esta y contar con amplitudes pequeñas tanto el ruido externo como el interno de los instrumentos afectan en mayor medida los valores obtenidos y es más dificultoso deshacerse de sus efectos.

Por otra parte, al ser posible modelizar las puntas del osciloscopio con capacitor y una resistencia en paralelo y utilizar 2 de ellas, se agrega otra etapa de transferencia al circuito. Las capacidades parásitas podrían influir sobre la fase de la impedancia y a medida que disminuyen su valor de impedancia debido al aumento de frecuencia también actuar sobre el módulo de esta impedancia generando una caída.

Por último, estos errores también pueden deberse debido a errores tanto en el instrumental utilizado como en el error humano al realizar las experiencias y realizar los cálculos necesarios.

1.2.3. DC Sweep

En esta etapa se procedió a realizar un barrido de distintos valores de tensión continua a la entrada y observar la respuesta del circuito. Para ello, se alimentó al amplificador con una señal de $+V_{cc} = 15V$ y $-V_{cc} = -15V$. El objetivo planteado fue realizar el barrido en el mismo rango ($-15V$; $+15V$) para cada caso (combinaciones de resistencias para el circuito). Tras haberlo realizado, se expusieron los resultados en el gráfico 1.8.

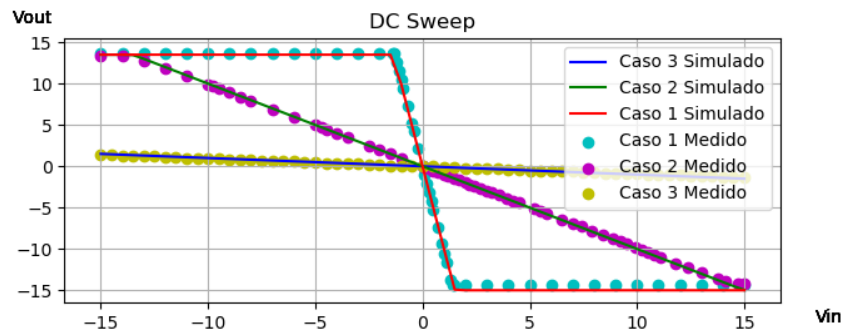


FIGURA 1.8: DC Sweep inversor.

Analizando los resultados se pueden apreciar tres factores fundamentales. El primero es la saturación del amplificador operacional que impide que la transferencia mantenga un comportamiento uniformemente lineal, haciendo que existan puntos de saturación en $+V_{cc}$ y $-V_{cc}$ ($\pm 15V$ en este caso). Por otra parte, es evidente el paralelismo entre lo medido y lo simulado, lo que apoya la validez de las mediciones realizadas.

La última observación recae en la correlación existente entre los valores de ganancia analizados en la tabla 1.3 y la ganancia apreciable en el gráfico. Esta se puede interpretar como la pendiente de las curvas, donde tal es negativa por ser el circuito inversor. Con respecto a su valor, se puede comprobar gráficamente que la salida mantiene ganancias de aproximadamente -10, -1 y -0,1 para cada caso respectivamente. Así, todos los resultados obtenidos se respaldan en lo esperado previamente a la experiencia.

1.2.4. Slew rate

Para el correcto análisis del circuito, se debe tener en cuenta el efecto que genera el slew rate. Este factor representa la máxima pendiente que puede reflejarse en la salida del amplificador operacional ante un cambio abrupto en la tensión de la señal de entrada.

De acuerdo a lo que se expone en la hoja de datos del fabricante, el slew rate para este amplificador es de $0,5 \frac{V}{\mu s}$. Para comprobar su existencia y poder medirlo, se excitó al circuito del caso 2 con una señal sinusoidal de 5Vpp y frecuencia de 50kHz, observando a la salida lo mostrada en la figura 1.9, donde se puede ver claramente un atraso en la pendiente de crecimiento de la salida en relación a la de entrada.

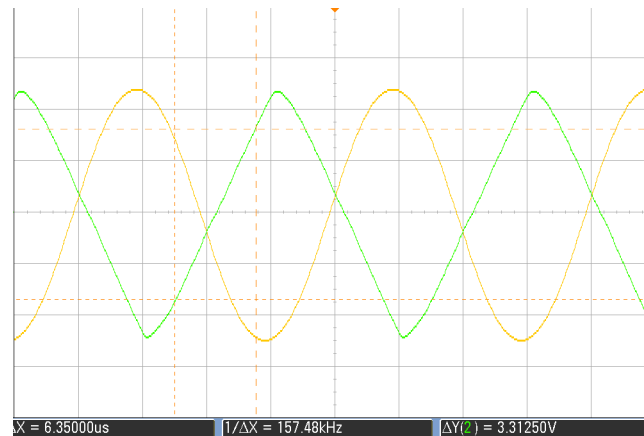


FIGURA 1.9: Efecto del Slew Rate.

Se debe tener en cuenta que el Slew Rate se puede representar como el máximo crecimiento en tensión que puede sufrir la salida del amplificador operacional en un período de tiempo. En el caso de la figura mostrada, se observa que la señal de salida presenta una forma triangular y no sinusoidal debido a esta saturación de la pendiente. Consiguientemente, ya que el Slew Rate se define como crecimiento de tensión sobre tiempo, lo que se procedió a realizar es calcular la pendiente positiva de la onda triangular formada. Fue posible evaluar el máximo valor de esta, el cual resultó ser de: $0,52 \frac{V}{\mu s}$.

De esta manera, se contrasta el valor medido con el teórico en la tabla 1.5.

	Teórico	Medido
Slew Rate	$0,5 \frac{V}{\mu s}$	$0,52 \frac{V}{\mu s}$

TABLA 1.5: Slew Rate.

1.2.5. Diagramas de Bode

A fin de analizar la respuesta en frecuencia del circuito en los distintos casos se realizaron distintas mediciones aplicando señales sinusoidales a la entrada y documentando la respuesta del circuito. Las mediciones realizadas se pueden observar en las figuras 1.10, 1.11 y 1.12. Para las prácticas realizadas, no se aplicaron tensiones que superaran los 400mVpp con el fin de evitar el efecto producido por Slew Rate (análisis extensivo de este último en la sección 1.4.1).

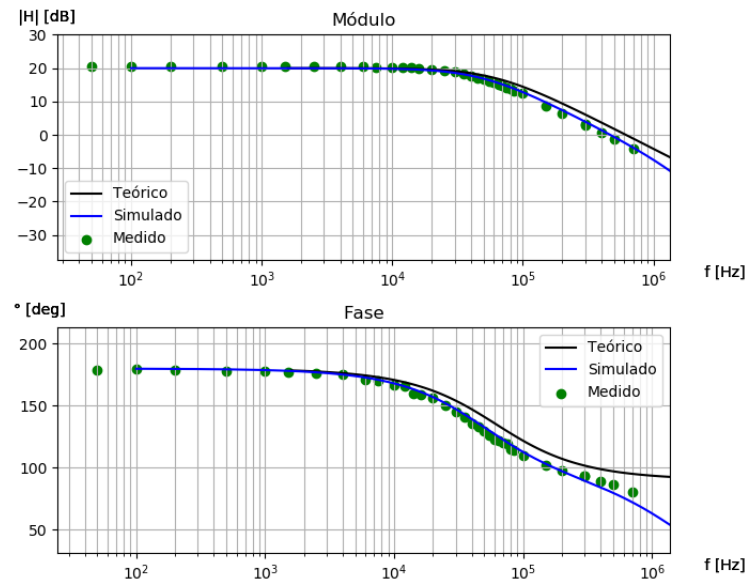


FIGURA 1.10: Diagramas de Bode - Caso 1

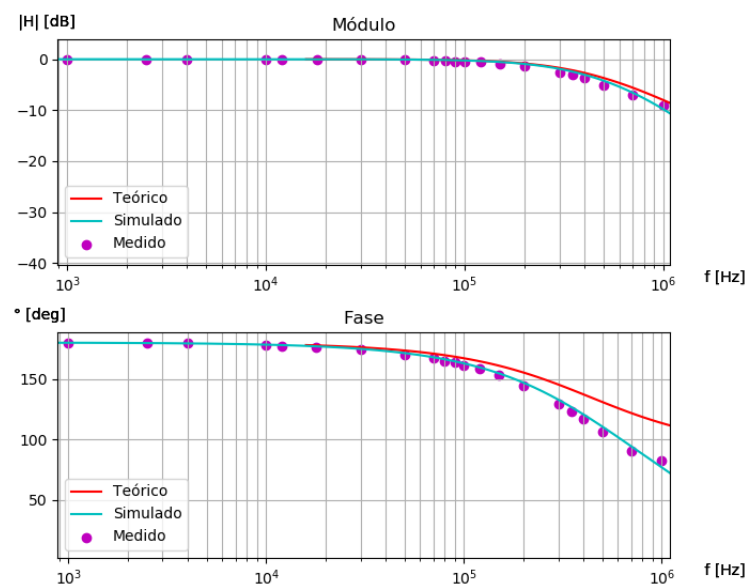


FIGURA 1.11: Diagramas de Bode - Caso 2

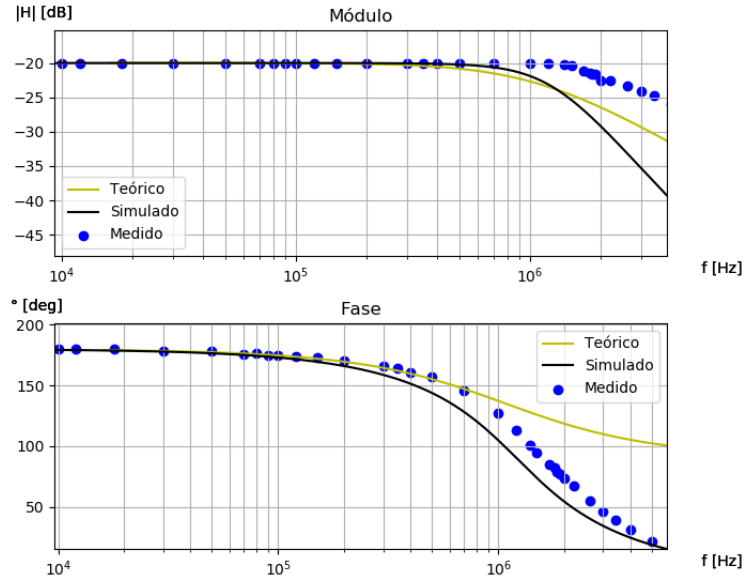


FIGURA 1.12: Diagramas de Bode - Caso 3

Como se puede observar en las figuras, para los casos 1 y 2, donde el circuito se comporta como amplificador y como buffer respectivamente (aunque invirtiendo la señal), los diagramas medidos son similares a los calculados teóricamente pero con algunas diferencias. Estas últimas pueden deberse a distintos factores, entre los cuales se encuentra el ruido externo que afecta las mediciones, sobre todo a bajas tensiones y altas frecuencias, junto con errores propios de los instrumentos de medición y el error humano al realizarlas.

Para el tercer caso, donde la frecuencia de corte se encuentra en el orden de los MegaHertz y el circuito actúa como un atenuador, no resultó posible obtener un esquema similar al calculado, en especial acercando la frecuencia aplicada a la de corte. En esta instancia, la salida del circuito es una señal de muy baja tensión y muy alta frecuencia, potenciando los factores de error descriptos anteriormente.

1.3. Circuito no-inversor

1.3.1. Función transferencia

Se calcula la función transferencia del circuito no inversor:

Se parte de los sistemas de ecuaciones 1.13 y 1.14.

$$\left. \begin{aligned} V_o &= A_v(V^+ - V^-) \\ V^+ &= -I_3 R_3 + V_{in} \\ V^- &= -I_2 R_2 + V_{out} \end{aligned} \right\} \quad (1.13)$$

$$\left. \begin{aligned} I_2 &= \frac{V^-}{R_1} \\ I_3 &= \frac{V^+}{R_4} \end{aligned} \right\} \quad (1.14)$$

Siendo las corrientes I_2 e I_3 las que circulan por las resistencias R_2 y R_3 respectivamente. Utilizando estas ecuaciones se llega a que la función transferencia del circuito es

$$H(s) = \frac{A_v R_4 (R_1 + R_2)}{(R_4 + R_3)(R_1 + R_2 + R_1 A_v)} \quad (1.15)$$

Si se considera al operacional como ideal ($A_v = \infty$) se obtiene:

$$H(s) = \frac{R_4 (R_1 + R_2)}{R_1 (R_3 + R_4)} \quad (1.16)$$

Con un operacional en el cual $A_v(w)$ deja de ser infinito aunque en el circuito se puede seguir asumiendo que por las terminales positiva y negativa del operacional no circula corriente, y que además tiene un polo dominante, entonces se obtiene:

$$H(s) = \frac{A_o R_4 (R_1 + R_2)}{R_4 R_1 + R_4 R_2 + R_3 R_1 + R_3 R_2 + A_o (R_3 R_1 + R_4 R_1)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\frac{w(R_4 R_1 + R_4 R_2 + R_3 R_1 + R_3 R_2 + A_o (R_3 R_1 + R_4 R_1))}{R_4 R_1 + R_4 R_2 + R_3 R_1 + R_3 R_2}}} \quad (1.17)$$

Con la función transferencia encontrada, se calcula la ganancia que tiene el circuito para cada uno de los distintos casos. Los valores se muestran en la tabla 1.6.

Ganancia	Caso 1	Caso 2	Caso 3
Valor teórico	8.799	1.3333	0.8799
Valor práctico	9.57	1.6479	0.8919

TABLA 1.6: Tabla de ganancias para el circuito no-inversor.

En este caso, también se podría usar la aproximación donde se hace tender A_0 a infinito. Sin embargo, esto es nuevamente válido sólo dentro de un rango de valores. Para calcular cual sería el error relativo en caso de utilizarla, se puede tomar otra vez la ecuación 1.10. Tal como ocurrió en el caso del circuito inversor, a medida que se aumenta la frecuencia, el error aumenta considerablemente. De esta forma, solo es relativamente aceptable utilizar la simplificación hasta una década antes de la frecuencia de corte. En la tabla 1.7 se pueden observar las frecuencias de corte de cada caso para el circuito no inversor.

Frec. de corte [Hz]	Caso 1	Caso 2	Caso 3
Valor teórico	118k	650k	1.2M
Valor práctico	123k	635k	1.1M

TABLA 1.7: Tabla de frecuencias de corte para el circuito no-inversor.

Con los mismos valores que se utilizaron para los cálculos del circuito inversor se realizan los siguientes gráficos para comparar la función transferencia del circuito no inversor teórica con A_v finito y con A_v infinito para cada caso:

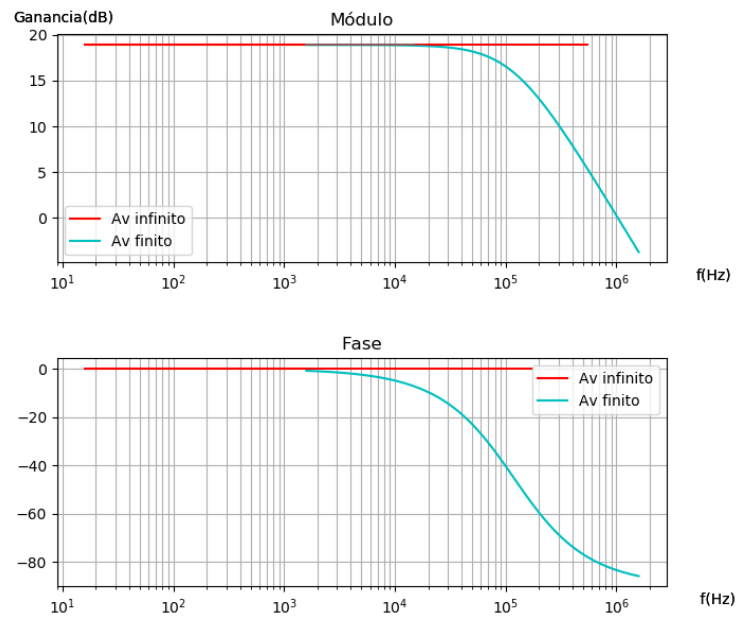


FIGURA 1.13: Caso 1

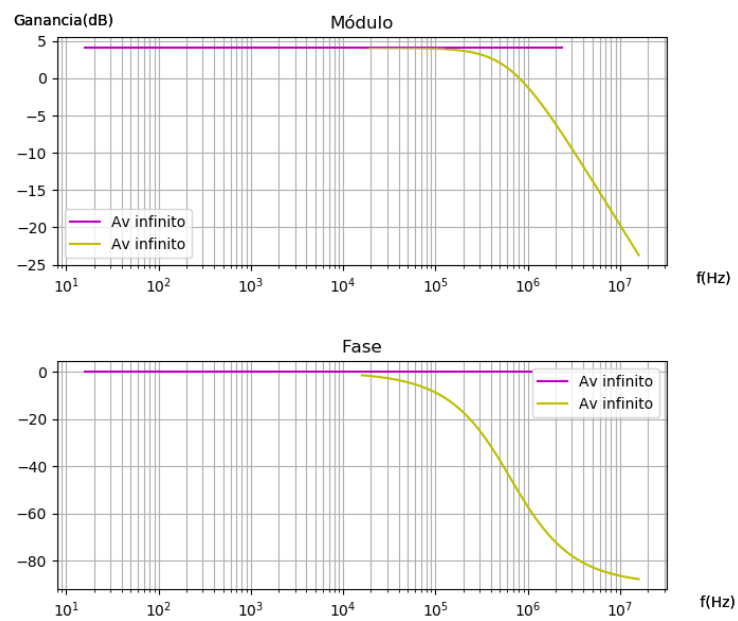


FIGURA 1.14: Caso 2

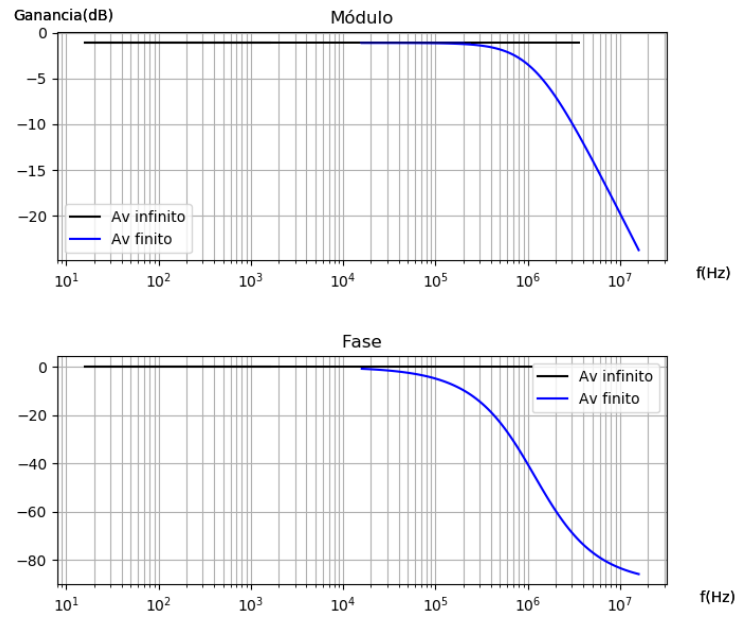


FIGURA 1.15: Caso 3

1.3.2. Impedancia de entrada

De la misma forma que para el circuito inversor, se calcula la impedancia de entrada como la tensión en la entrada del circuito sobre la corriente que circula por la resistencia R_3 . Utilizando las ecuaciones del sistema 1.14 se llega a la siguiente relación:

$$Z_{in} = R_3 + R_4 \quad (1.18)$$

Se puede notar que la impedancia de entrada que verá el generador al conectarse a la entrada será un valor constante para cualquier frecuencia. Este resultado fue contrastado con la impedancia de entrada que se obtuvo en el laboratorio y se puede ver en los siguientes gráficos:

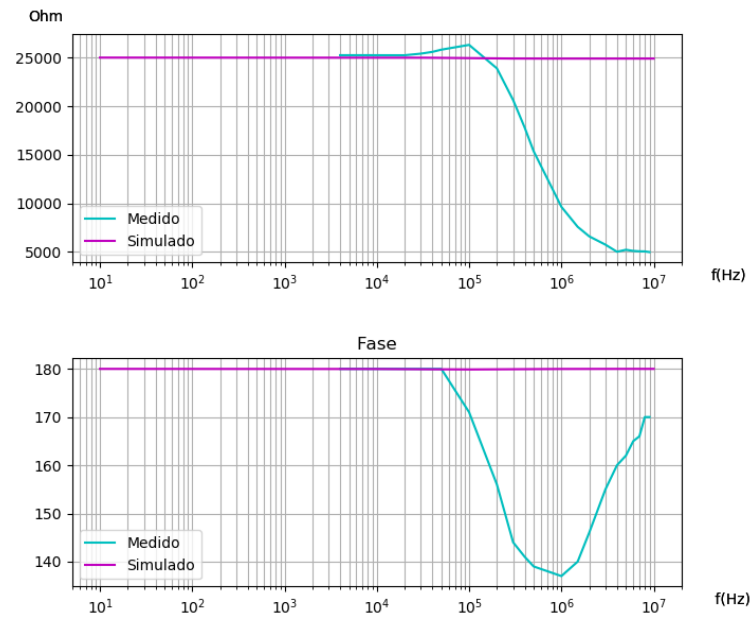


FIGURA 1.16: Caso 1

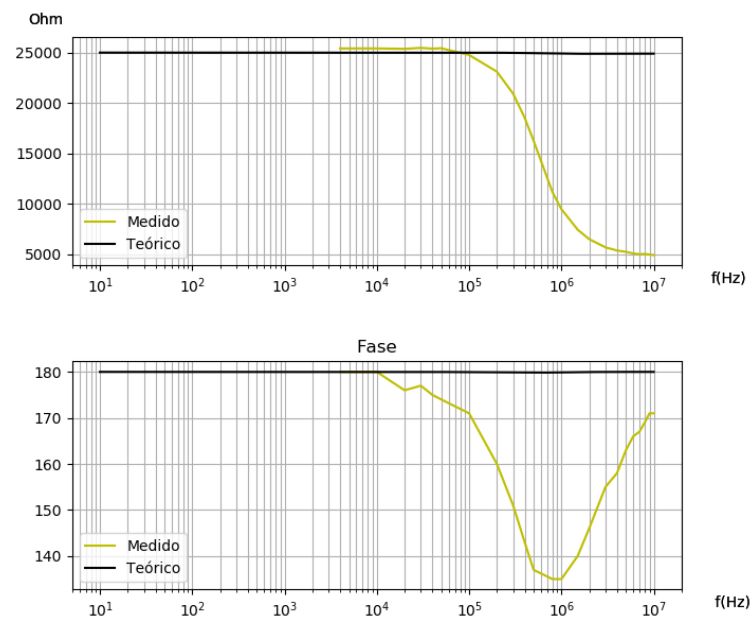


FIGURA 1.17: Caso 2

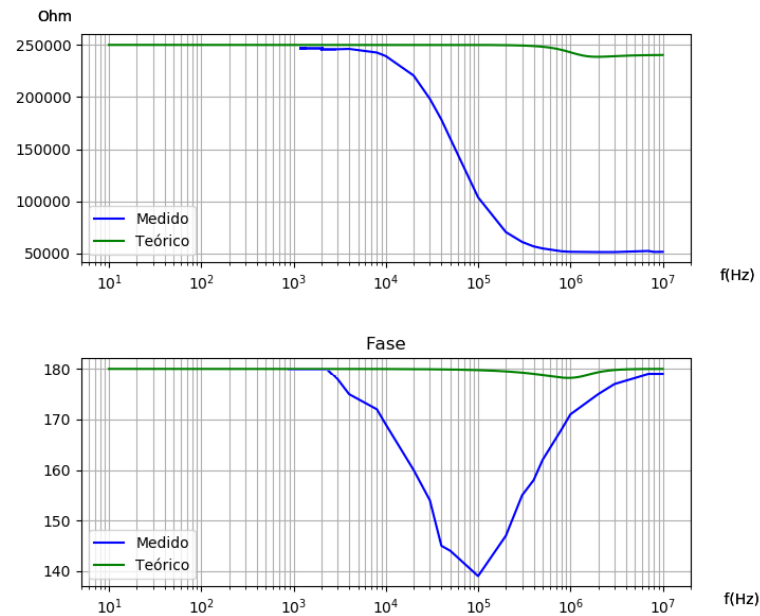


FIGURA 1.18: Caso 3

Como se puede ver, a partir de una cierta frecuencia, las gráficas comienzan a diferir. Esto se debe a que para lograr medir con cierta precisión para que el *slew rate* no interfiera tanto, se utilizan valores de tensión de entrada muy pequeños, entre 200 y 400 mV), pero como bien se sabe, a esas tensiones y altas frecuencias el ruido perjudica las mediciones. Por otro lado se llega a la conclusión de que la diferencia entre el teórico, que es un valor constante, y las otras dos curvas se debe a que a frecuencias tan altas probablemente el operacional deja de funcionar como debe y presenta comportamientos inesperados.

Debido a la gran diferencia en en los gráficos mostrados previamente no se llega a apreciar la impedancia de entrada simulada, a continuación se puede ver a modo de ejemplo la de el caso 1, pero esto sucede en todos los otros casos también:

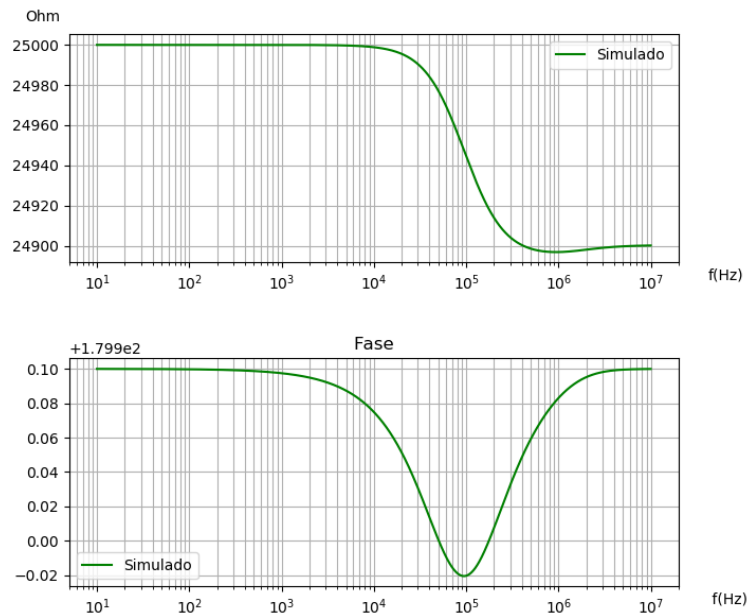


FIGURA 1.19: Ejemplo del caso 1 simulado

De esta forma se puede ver como a altas frecuencias su comportamiento deja de ser como el teórico esperado por la misma razón mencionada anteriormente.

1.3.3. DC Sweep

Mediante el mismo procedimiento que el explicado para la medición del DC Sweep del circuito inversor se llega al siguiente gráfico.

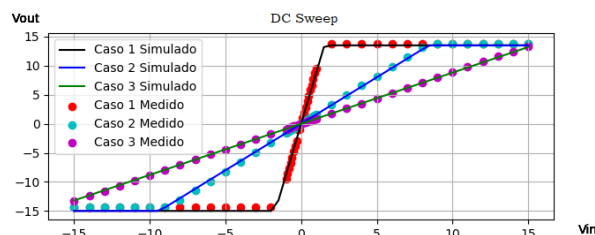


FIGURA 1.20: DC Sweep de cada caso

A partir de la figura 1.20 se puede observar que el circuito no inversor en el caso 1, es decir, el que tiene mayor ganancia, y en el caso 2, se comporta de manera lineal hasta una cierta tensión de entrada. Luego al aumentar la tensión, la salida se mantiene constante. Esto se debe a que el operacional satura cuando la tensión a la salida alcanza $+VCC$ o $-VCC$.

A su vez, tal como ocurrió para el caso del inversor, las mediciones se adaptan totalmente a las simulaciones realizadas. Debido a estos factores, se puede concluir que el circuito se comporta exactamente como se esperaba con los cálculos teóricos de la función transferencia, ya que el circuito con mayor ganancia alcanza antes la saturación que el resto. En el caso 3, el circuito atenúa por lo que en el rango de tensiones de entrada permitidos para que el operacional no se

queme, no se observa la saturación.

1.3.4. Slew rate

Para medir el *slew rate* en el laboratorio, se aplicó una tensión senoidal a la entrada del circuito y se midió la salida del mismo, a una tensión de entrada y a partir de una cierta corriente se ve como el seno de la salida comienza a tomar una forma triangular. Esa deformación se debe al *slew rate*. Para obtener cuánto *slew rate* este operacional presenta se utilizaron los cursores para así hallar la pendiente que el seno afectado presenta:

$$SR = \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (1.19)$$

$$SR = \frac{305,5mV - (-457,5mV)}{1,41\mu s} = 539007 \frac{V}{s} \quad (1.20)$$

En la hoja de datos del operacional LM324 que brinda el fabricante se puede encontrar el valor típico.

Valor del fabricante	Valor medido
$0.5 \frac{V}{\mu s}$	$0.539 \frac{V}{\mu s}$

Como se menciona para el circuito inversor, a partir del valor calculado se puede encontrar cual es la tensión máxima que se le puede aplicar a la entrada del circuito sin que la salida sea afectada por éste efecto. Esto puede verse detalladamente en la sección 1.4.1.

1.3.5. Diagramas de Bode

Para las mediciones de la respuesta en frecuencia del circuito no inversor, se diseñó una placa en la cual, para poder alternar entre los 3 distintos casos, se utilizaron *jumper*s para cada una de las 4 resistencias que lo componen. Además se agregaron capacitores de desacople entre los pines de tierra, entrada y salida para reducir el ruido ya que éstos capacitores cumplen la función de filtrar las frecuencias mas altas del mismo.

Se conectó el generador de tensión continua con 15V y -15V a +Vcc y -Vcc respectivamente, luego se aplicó una senoidal a la entrada del circuito con el generador de funciones y se midió con el osciloscopio la entrada y la salida de la placa. Para realizar las mediciones se aplicaron 200Vpp ya que con mas tensión el *slew rate* modificaíra mucho la salida, provocando mediciones falsas en altas frecuencias. No se le puede aplicar menos que esa tensión ya que así el ruido también afectaría mucho a la toma de mediciones en altas frecuencias. Por lo tanto se decidió que es el valor óptimo de tensión para aplicarle.

A continuación se contrastan los bodes medidos, teóricos y simulados:

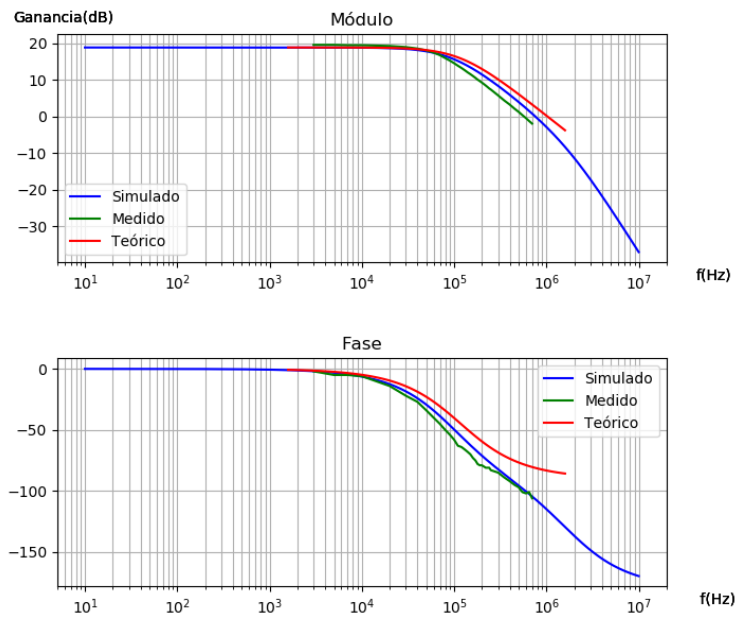


FIGURA 1.21: Bodes del caso 1 del circuito no inversor

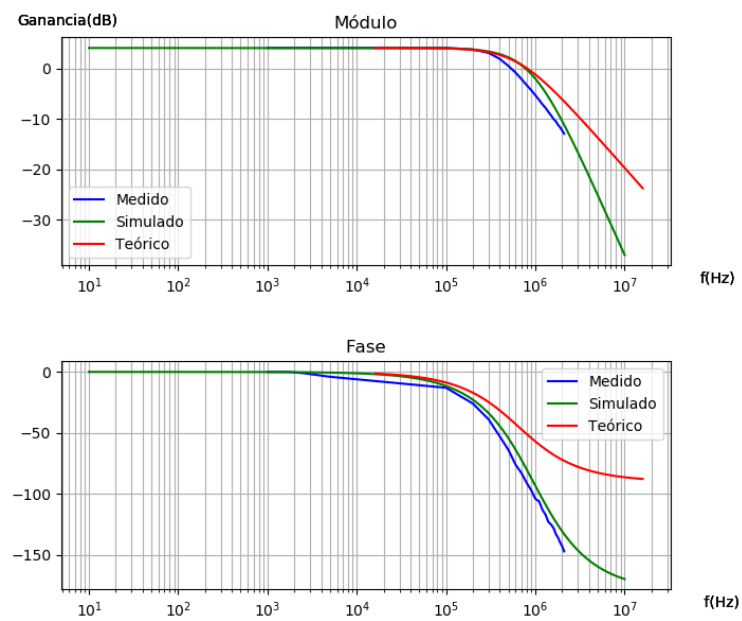


FIGURA 1.22: Bodes del caso 2 del circuito no inversor

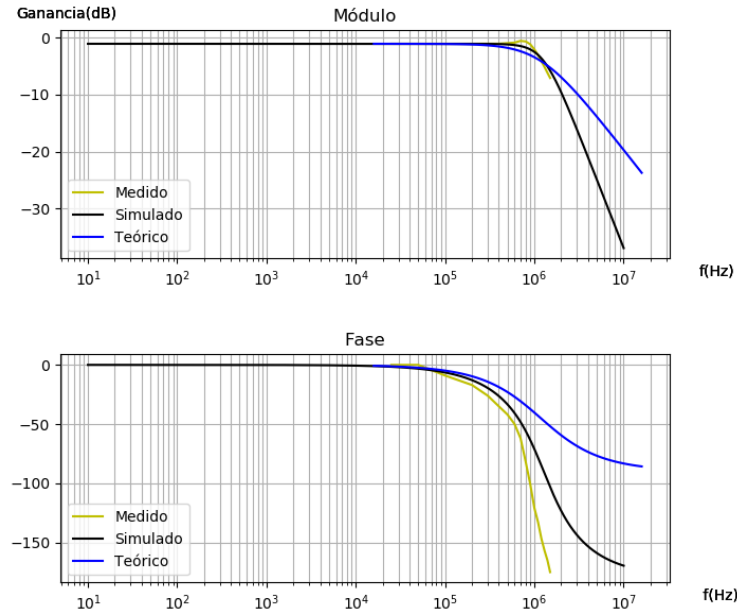


FIGURA 1.23: Bodes del caso 3 del circuito no inversor

En el caso 3, al tener una frecuencia de corte en el orden del Mega, se imposibilitó la toma de mediciones pasando esta frecuencia ya que en tan baja tensión de entrada y frecuencias tan altas, el ruido afectaba mucho a la medición.

1.4. Implicaciones generales

A través de las distintas evaluaciones realizadas sobre los circuitos, se documentaron distintos comportamientos que deben tenerse en cuenta para poder utilizar al amplificador operacional LM-324 correctamente. Se enumeran a continuación los más determinantes.

1.4.1. Slew Rate

Este comportamiento, como se explicó anteriormente, es el resultado de la imposibilidad del amplificador de adaptarse a cambios bruscos en la tensión de entrada. Describe entonces la máxima pendiente que puede tomar en la curva tensión de salida vs tensión de entrada. Se mencionó también que el valor teórico proporcionado por el fabricante es de $0.5 \frac{V}{\mu s}$ y que el medido mediante distintos métodos se encuentra alrededor de los $0.53 \frac{V}{\mu s}$.

Con el fin de que este efecto no tenga serias repercusiones sobre las mediciones, se realizó un análisis de su comportamiento.

$$A \cdot G \cdot \omega \leq SR \quad (1.21)$$

En la ecuación 1.21 se relaciona la tensión de entrada, la ganancia del circuito y la frecuencia de trabajo con el Slew Rate de tal manera que este factor no se observe sobre la señal de salida. Así, tomando el SR teórico, ganancias entre 0,1 y 10 (las que surgen de los distintos circuitos)

y asumiendo frecuencias alrededor de 1 MHz (determinada teniendo en cuenta los valores que se miden al realizar un diagrama de Bode) se obtiene que la amplitud de la entrada no debe superar los 5Vpp, 500mVpp y 50mVpp con las ganancias de 10, 1 y 0.1 respectivamente.

Por lo mencionado, se decidió realizar las mediciones para los diagramas de Bode con tensiones entre 200mVpp y 400mVpp, de tal que se pueda llegar a frecuencias altas (considerando cada circuito) sin la apreciación de este efecto.

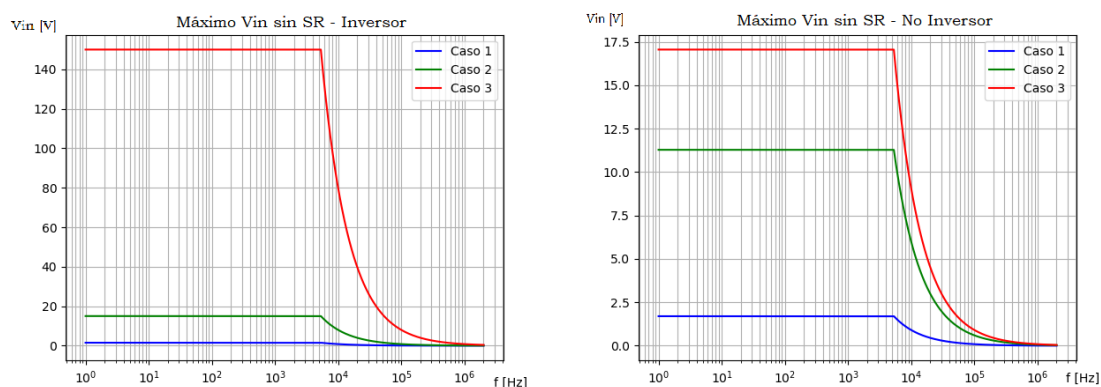


FIGURA 1.24: Máxima tensión de entrada sin efectos por Slew Rate.

La figura 1.24 muestra el máximo valor de amplitud que puede alcanzar la tensión de entrada sin que aparezcan efectos alineales producto del Slew Rate. Este diagrama mantiene la forma de la ecuación 1.21 tomando los valores de SR y ganancias de los circuitos teóricos (ver tablas 1.3, 1.5, 1.6). Además, se puede apreciar que a partir de un valor de V_{in} las curvas se comportan como una recta. Esto es producto de la saturación del LM-324 y para ello se toma como referencia una tensión de alimentación de $\pm V_{cc} = \pm 15V$.

1.4.2. Crossover Distortion

Otro efecto no esperado de distorsión en la respuesta del amplificador se da en distintas instancias cuando la tensión cruza el eje cambiando de signo. En este punto se puede observar un pequeño cambio en la forma de la señal que podría afectar las mediciones.

La razón de este comportamiento se debe a la composición interna de los amplificadores operacionales. Estos cuentan con múltiples transistores que requieren de una determinada polarización para funcionar como se desea. Sin embargo, cuando se da un cruce de la tensión por 0, hay un período de tiempo en el cual no se encuentran polarizados y la señal se distorsiona.

Para solucionarlo existen distintas opciones. En los casos en donde se apreció este efecto se decidió aplicar una tensión continua de offset tal que los transistores no dejen de estar polarizados. Esta decisión se debió tener en cuenta para realizar los cálculos correctamente. Sin embargo, en los casos donde se aplicó este offset, el circuito llegó a su punto de saturación más rápidamente.

1.4.3. Saturación por tensión

La saturación de un amplificador operaciones es uno de los limitantes principales de su funcionamiento. Dado que es posible obtener su ganancia mediante una función transferencia, es esperable que la salida dependa totalmente de la entrada por la relación que caracterice al circuito. Los amplificadores operacionales pueden contar con una alta ganancia de voltaje. Sin embargo, su salida nunca podrá superar el valor de tensión con el cual se lo alimenta. A partir de este factor se genera otro comportamiento donde no se mantiene una relación de total linealidad.

1.4.4. Otros

En adición a los limitantes especificados, existen ciertos otros que también influyen en el comportamiento de los circuitos que cuentan con un amplificador operacional pero que no son de especial interés para este apartado. Algunos de estos efectos son la corriente de offset, la tensión de offset y la deriva térmica, entre otros.

1.5. Consideraciones

Aunque para los puntos mencionados hasta ahora se utilizó un amplificador operacional LM-324 y fue útil para lo requerido, existen diversos casos donde su comportamiento podría no ser el buscado.

Se analiza a continuación el comportamiento del amplificador y su utilidad al trabajar con señales cuadradas de 1Vpp, con frecuencia variante entre 0.3MHz a 2MHz y con Duty Cycle variante de 20 % a 80 %. Con el fin de entender el comportamiento, a continuación se muestran dos casos representativos sobre el caso dos del circuito inversor (ganancia -1). Tanto la imagen [1.25](#) como la [1.26](#) resultan de medir en el osciloscopio el circuito bajo las condiciones deseadas. En la primera, con una onda cuadrada de 50 % de Duty Cycle, mientras que en la segunda con un valor medio de 0.3V.

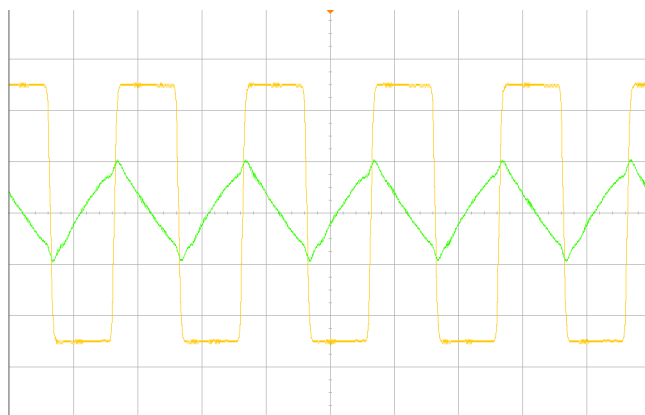


FIGURA 1.25: Respuesta a señal cuadrada de 1Vpp y valor medio de 0V - 1MHz.

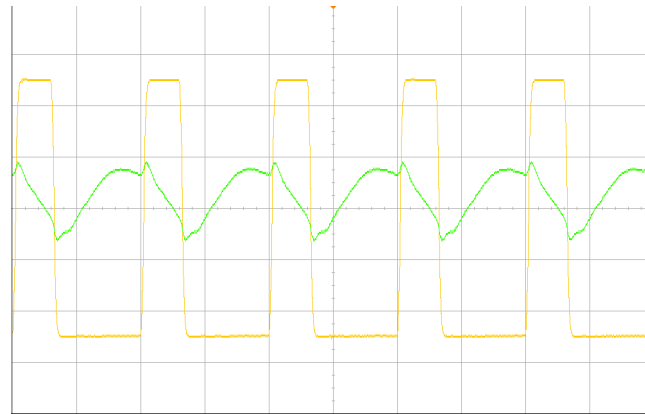


FIGURA 1.26: Respuesta a señal cuadrada de 1Vpp y valor medio de 0.3V - 1MHz.

Se puede apreciar como ninguno de los dos casos mantiene en su salida la forma de la entrada, como sería esperable. Esta característica se debe a efectos no lineales mencionados anteriormente. A simple vista, el comportamiento del caso de la figura 1.25 podría entenderse como el de un circuito integrador donde ante una onda cuadrada surge en la salida una onda triangular. Esto podría justificarse bajo la función de transferencia del presente circuito, el cual cuenta con un polo y a frecuencias mucho mayores a la de corte se aproxima a $H = \frac{1}{s}$.

No obstante, dado el análisis realizado en el apartado 1.4.1, se concluye que la respuesta se debe a que la salida no puede seguir el crecimiento que efectúa la señal de entrada. De acuerdo a los gráficos mostrados en dicha sección, las condiciones dadas implican la aparición de efectos por Slew Rate.

Este mismo factor aparece para el caso de un valor medio de 0.3V. Como se puede ver en la imagen 1.26, existe tanto una saturación en la pendiente de crecimiento como un sobre pico que podría estar originado en las capacidades parásitas a alta frecuencia.

Por las razones ya mencionada, el amplificador operacional LM-324 presenta muchas limitaciones bajo las condiciones dadas. Por ello, no es recomendable su uso ya que podrían verse diversos resultados inesperados en las pruebas realizadas. Existen ciertos amplificadores que sí se adaptarían perfectamente a lo requerido. Las características que se necesitan son contar con un amplio ancho de banda y un alto coeficiente de slew rate. Como ejemplos para ganancia unitaria, se pueden tomar a los operacionales LT1010, BUF634 y OPA633, aunque antes de disponer de ellos se debería analizar la precisión buscada ya que el costo del diseño puede aumentar considerablemente al utilizarlos.

1.6. Conclusión

A modo de cierre del presente apartado, se concluye que el amplificador operacional LM-324 es muy útil en determinadas condiciones pero a partir de ciertas características comienzan a evidenciarse sus limitaciones. Por esta razón, es razonable utilizarlo siempre y cuando no se trabaje reiteradamente con altas frecuencias o voltajes. Es justamente en este contexto donde los comportamientos no esperados se potencian y pueden dar lugar a diversas complicaciones. A causa de esto algunas

de las mediciones realizadas no coinciden con lo esperado teóricamente y su error en estos casos aumenta considerablemente.

Adicionalmente, cabe mencionar que a partir de la frecuencia de corte, producto de su polo dominante, su ganancia comienza a disminuir, siguiendo el comportamiento de un filtro pasa bajos.

Por último y analizando todas las características mencionadas, como un posible uso de este amplificador se puede proponer la amplificación de tensiones de sensores electrónicos que a su salida se presente un bajo voltaje que no sea suficiente para la entrada a otra etapa del circuito donde se encuentre.

2. Caracterización de Amplificadores Operacionales

2.1. Introducción

Este ejercicio busca que el grupo se pueda familiarizar con la lectura de las hojas de datos de los dispositivos electrónicos, desarrollando criterio para saber cuales datos son útiles y en qué contexto lo son, además de entrenarlo en el análisis de los circuitos con amplificadores operacionales, entendiendo cuándo una configuración es realizable y cuándo podría tener problemas su uso en el circuito, todo esto respaldado por un análisis teórico y modelados de la situación mediante el programa LTSpice para que aquél que vaya a realizar este ejercicio pueda contrastar sus mediciones con los modelos teóricos y simulados que las describen, entendiendo y analizando luego las posibles diferencias y los posibles motivos de las mismas.

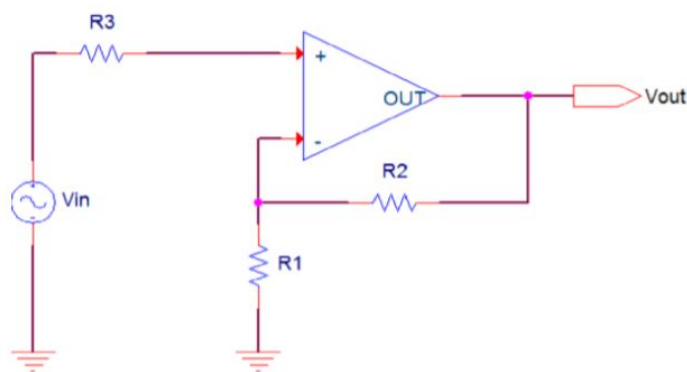


FIGURA 2.1: Circuito a medir.

Para enriquecer el ejercicio se propone además trabajar con 2 amplificadores diferentes, en el primer caso se trabajará con el LM833 y en la segunda situación se realizará el circuito con el modelo NE5534. En ambos se realizarán las mismas mediciones y análisis necesarios, para luego sacar conclusiones al respecto de sus posibles formas de uso.

Se hace notar que a lo largo del presente informe no existen fotografías que esquematicen las señales en el osciloscopio ya que se consideró que no aportaban al trabajo en cuestión, pero se hace saber que siempre se respetó realizar mediciones mayores a 20mV pico a pico con la finalidad de evitar problemas con el nivel de ruido del laboratorio y que en ningún caso se midieron formas de señales difusas, donde no quedara claro qué se estaba midiendo.

2.2. Marco Teórico

En esta sección se muestran algunas de las ecuaciones mas importantes con las que se trabaja a lo largo del presente informe, su entendimiento es muy importante ya que con ellas es posible modelar los circuitos con los que se trabajará en esta sección.

La siguiente ecuación muestra la relación entre la ganancia, la frecuencia de corte y el GBP, esto es muy útil para modelar a los amplificadores en lazo abierto y luego ver como se comportarán en lazo cerrado en función de su ganancia, ya que el GBP es una magnitud que se puede considerar constante.

$$A_{ol} * f_{corte} = GBP \quad (2.1)$$

A continuación se muestra la ecuación fundamental de los amplificadores operacionales, la misma se encarga de modelar la salida en función de la diferencia de tensiones a la entrada del amplificador.

$$A \cdot (V^+ - V^-) = V_o \quad (2.2)$$

Los amplificadores operacionales muchas veces presentan polos que han de ser tenidos en cuenta en su análisis teórico, para ello se trabajará con la siguiente ecuación.

$$A = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{w_{c1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{w_{c2}}\right)} \quad (2.3)$$

El lugar donde se presenta la mayor pendiente de las curvas senoidales en el cero entonces al evaluar su derivada allí podremos tener una idea de la influencia del slew rate del circuito en las mediciones tomadas, ya que:

$$\frac{d(V_{out})}{dt} = G \cdot A_{amp} \cdot w \cdot \cos(wt + \theta) \quad (2.4)$$

2.3. LM833

En esta sección se tratará el estudio del LM833 para poder dedicarse a analizar en profundidad todos los comportamientos del mismo, de forma teórica, práctica y mediante modelado con LTSpice.

2.3.1. Desarrollo Teórico

El LM833 presenta una ganancia a lazo abierto de 100dB hasta su frecuencia de corte, la misma se encuentra en las cercanías de los 141 Hz en el caso simulado en la figura 2.2, momento en donde aparece una caída de 3dB, lo cual es consistente con el modelo teórico basado en los datos proporcionados por el fabricante, esto se puede comprobar controlando que el amplificador con el que se esta trabajando presenta un GBP de 15MHz promedio, por lo que haciendo uso de la ecuación 2.1 podremos ver que la frecuencia de corte teórica nos daría en 150Hz, la posible variación entre el modelo teórico y el simulado esta contemplada en el error del GBP, el cual es grande, esto podemos saberlo en base a la hoja de datos del componente en la cual nos indican que el promedio es 15MHz pero que el mínimo se encuentra en 10MHz. De esta forma, a partir de la frecuencia de corte la ganancia comienza a bajar a razón de 20dB por década, hasta que a frecuencias mas altas (a partir de 1MHz) su comportamiento comienza a cambiar pasando a tener pendientes mayores en modulo, lo que lleva a pensar que el modelo simulado presenta consideraciones que los modelos teóricos más basados en la información otorgada por el fabricante no tienen en cuenta.

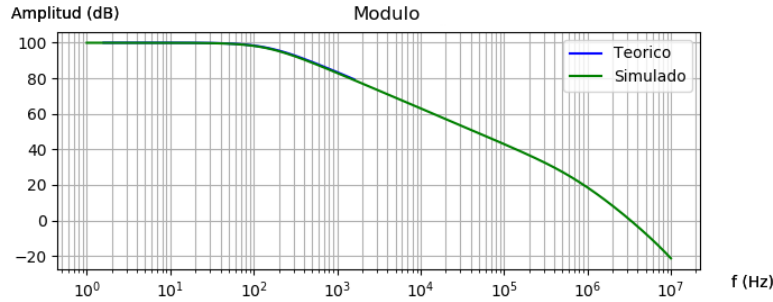


FIGURA 2.2: Diagrama de Bode de amplitud a lazo abierto

Para entender el modelo teórico utilizado es conveniente considerar el por qué de la elección de este modelo, para ello se evaluaron todas las posibilidades de análisis del circuito en cuestión, pasando del caso más ideal y sencillo a casos más reales pero complejos para luego poder aproximar a la realidad con el que se considere conveniente en base a su facilidad de uso y grado de cercanía con la realidad.

De esta manera para comenzar, se analiza el caso con el amplificador ideal, es decir: $A = \infty$, $r_{inp} = \infty$, $r_o = 0$ y sin polo dominante, para el mismo las ecuaciones que lo controlan se pueden hallar planteando las ecuaciones correspondientes para obtener la transferencia del circuito de la figura 2.3, que sale de utilizar la ecuación 2.2 considerando a A infinito, por lo que $V^+ = V^-$.

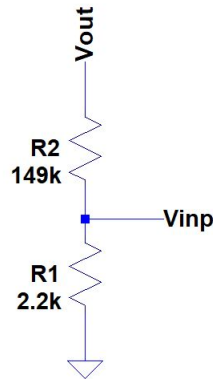


FIGURA 2.3: circuito representativo

De esta forma se llega a las ecuaciones:

$$\frac{V_{out}}{V_{inp}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.5)$$

$$Z_{imp} = \infty \quad (2.6)$$

Luego considerando al amplificador con un A finito se debe plantear la ecuación 2.2, reemplazando a V^+ por V_{inp} y a V^- por $\frac{V_{out}R_1}{R_2+R_1}$, de esta forma se obtienen los siguientes resultados:

$$\frac{V_{out}}{V_{inp}} = \frac{R_1 + R_2}{\frac{R_1 + R_2}{A} + R_1} \quad (2.7)$$

$$Z_{imp} = \infty \quad (2.8)$$

Podemos observar cómo al tomar $A \rightarrow \infty$ la ganancia queda como en el primer caso. Ahora considerando que se tiene una resistencia de entrada $r_{inp} \neq \infty$ se podría plantear el circuito de la figura 2.4

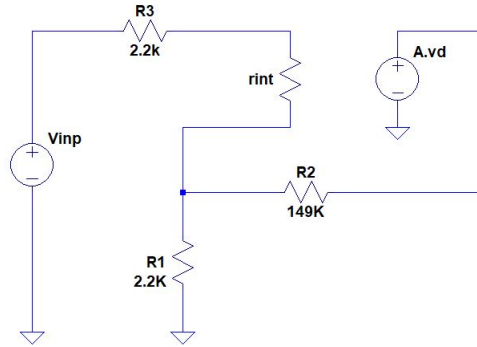


FIGURA 2.4: Circuito representativo del amplificador operacional conectado al circuito de interés

Por lo que si aquí se plantea la ley de nodos en el nodo que conecta a R2 y R1 se podrán obtener las siguientes ecuaciones:

Considerando I_f e I_2 entrantes al nodo e I_1 saliente del mismo.

$$I_f + I_2 = I_1$$

Con:

$$I_f = \frac{V_f - V^-}{R_3 + r_{inp}}$$

$$I_2 = \frac{V_{out} - V^-}{R_2}$$

De esta forma, planteando además la ecuación 2.2 podremos mediante las leyes de Kirchoff y manejo matemático llegar a las siguiente expresiones:

$$\frac{V_{out}}{V_{inp}} = \frac{\left(1 - \frac{R_3}{r_{inp} + R_3} + \frac{R_1 \cdot R_3}{(R_3 + r_{inp})^2 \cdot K} - \frac{R_1}{(R_3 + r_{inp}) \cdot K}\right)}{\frac{1}{A} - \frac{R_1 R_3}{R_2 \cdot (R_3 + r_{inp}) \cdot K} + \frac{R_1}{R_2 \cdot K}} \quad (2.9)$$

$$Z_{imp} = \frac{r_{inp} R_1 \cdot (1 + A) + R_3 \cdot (R_1 + R_2) + r_{inp} R_2 + R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.10)$$

Con:

$$K = 1 + \frac{R_1}{R_3 + r_{inp}} + \frac{R_1}{R_2} \quad (2.11)$$

Se considera que la resistencia de salida de estos operacionales es despreciable frente a las demás ya que las mismas figuran en la hoja de componentes de los mismos y son del orden de ohms

mientras que las demás impedancias del circuito se encuentran en el orden de los Kohms, por lo tanto se considera que no afectan lo suficiente al circuito como para ser tenidas en consideración en este informe.

2.3.2. Desarrollo Experimental

Para el desarrollo de la experiencia se utilizaron componentes dispuestos en una protoboard los mismos presentan los siguiente valores a la frecuencia de corte del sistema:

$R_1(K\Omega)$	$R_2(K\Omega)$	$R_3(K\Omega)$
2.2	149	2.2

Cabe destacar que si bien en la consigna del ejercicio se proponía un resistencia de entrada $R_3 = 220K\Omega$ se decidió cambiar este valor debido a que si se utiliza una impedancia muy elevada en ese lugar del circuito, el nodo correspondiente a la tensión V^+ se encontraba encerrado entre 2 resistencias muy grandes respecto de tierra, la de $220K\Omega$ y la z_{inp} del circuito, por lo que este nodo es muy susceptible a captar ruido y nos impediría conseguir mediciones confiables, además de esto, al disminuir la impedancia de entrada al terminal V^+ se consigue que la señal de salida presente un desplazamiento vertical mucho menor que en el caso previo, de esta forma se obtó por cambiar la R_3 por el valor resultante de hacer el paralelo entre R_1 y R_3 es decir una resistencia de $2.2K\Omega$.

Además se decidió reducir la tensión de entrada propuesta por el ejercicio de 1Vpp ya que para esta tensión de entrada al alimentar al amplificador operacional con 15V y -15V se llegaba a saturar el circuito muy tempranamente, esto se explica al ver el modelo más simple del circuito, donde la ganancia del mismo esta dada por la ecuación 2.5 lo cual al reemplazar por los valores dados para los componentes da un valor de 68.7 veces de aumento, por lo que con 1 Vpp se llega a saturación, $0.500V \cdot 68.7 = 34.35V$, lo cual es mucho mayos que 15V, por lo que se decidió realizar las mediciones con una amplitud de señal de 0.2Vpp ya que con tensiones mayores todavía se encuentra dentro del rango de saturación (el cual tiene margenes de aproximadamente 12.6 V para una alimentación de 15V).

Con esta tensión de entrada además, se puede aumentar la frecuencia en la cual el slew rate comienza a afectar las mediciones. Se puede ver que según la hoja de componentes del fabricante, el LM833 presenta un slew rate de $7 \frac{V}{\mu s}$ y si evaluamos la expresión de la ecuación 2.4 en cero, que es donde el seno tiene pendiente máxima se puede notar que dicha pendiente es menor que $7 \frac{V}{\mu s}$ siempre que trabajemos con frecuencias menores que 158KHz, que es en el momento en el que el slew rate comienza a ser un problema, por lo tanto cualquier medición del circuito en frecuencias mayores a 158KHz es susceptible a presentar errores.

A continuación se muestran en la figura 2.5 la respuesta en frecuencia del circuito hallada de forma teórica mediante la ecuación 2.9, la correspondiente a la simulación del circuito mediante el programa LTSpice (en el que se tuvo que agregar un capacitor de 12pF entre V^+ y V^- para poder respetar de manera más fiel a los datos presentados por el fabricante en la hoja del componente). Ambos gráficos superpuestos con las mediciones realizadas sobre el circuito en cuestión.

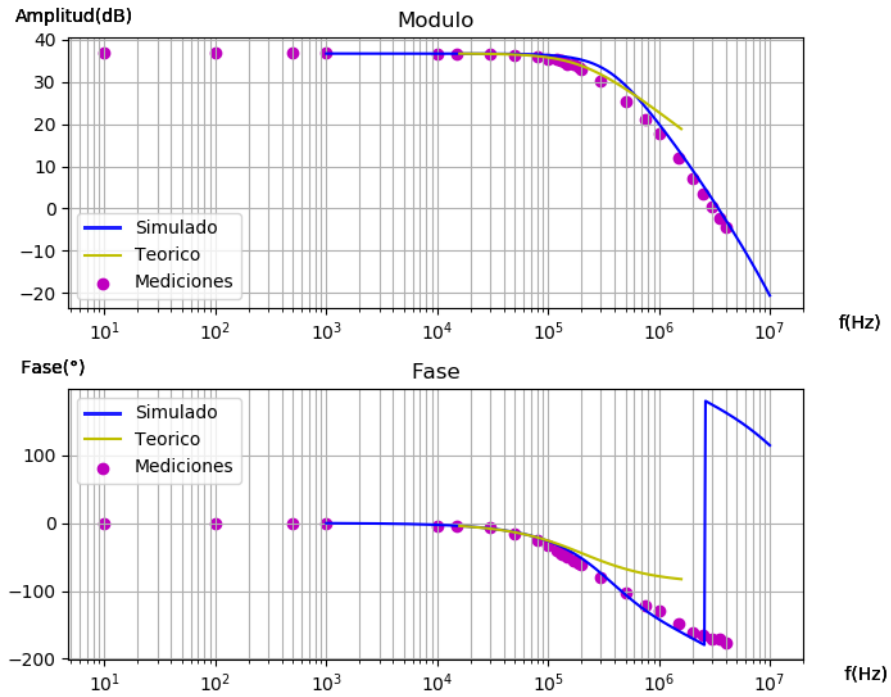


FIGURA 2.5: Diagramas de Bode

En el diagrama se puede ver como las curvas simulada y medida entregan resultados muy similares, aunque alejándose un poco de la respuesta teórica calculada a frecuencias mayores que la frecuencia de corte, es decir para frecuencias mayores a los 200KHz. Estas variaciones pueden ser debidas a que el modelo teórico utilizado no aproxima suficientemente bien a lo que ocurre en la realidad, como también pueden deberse al hecho de que ya se está trabajando con frecuencias en las cuales el slew rate ya comenzaría a afectar, aunque en este caso podemos apreciar como la fase presenta un cambio considerable entre el modelo teórico y los demás modelos, por lo que podríamos asumir que existe un problema con el modelo teórico utilizado. De esta manera y con la finalidad de intentar que el modelo teórico se aproxime de la mejor forma posible a la realidad, lo que se propone es considerar el polo que se presenta en 1MHz, de esta manera al considerar la existencia de ese polo en A, es decir reemplazando A por la ecuación 2.12 con $w_{Cx} = 2 \cdot \pi \cdot f_{corte_x}$ con $f_1 = 141Hz$ y $f_2 = 6MHz$ se puede llegar a un acercamiento más realista con el modelo teórico.

$$A = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{w_{Cx1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{w_{Cx2}}\right)} \quad (2.12)$$

A continuación se muestran los resultados obtenidos luego de este análisis en la figura 2.6

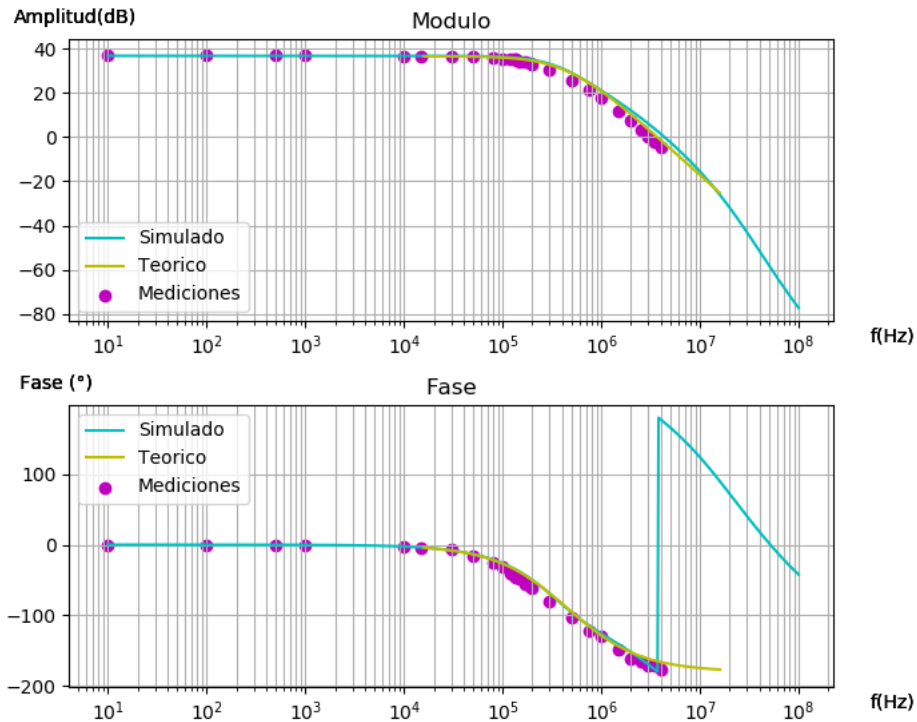


FIGURA 2.6: Diagramas de Bode

En la figura 2.6 se puede observar cómo el hecho de considerar ambos polos mejora enormemente la aproximación de nuestro modelo con la realidad.

A continuación se mostrarán los datos obtenidos para la impedancia de entrada del sistema, para obtener a los mismos se agregó al circuito una resistencia en serie con R_3 (previo a R_3 , es decir a la izquierda en la figura 2.1), las misma presenta un valor de $100K\Omega$, es decir, se utilizó el máximo valor posible para que sea comparable con la z_{inp} del amplificador, pero siempre lejos del valor $220K\Omega$ que como ya se dijo influye mucho ruido al nodo V^+ , de esta forma a través de ella se pueda medir de forma indirecta la corriente que circula por esa rama, es decir, al medir la tensión en el resistor y conociendo su valor de resistencia se puede hallar la corriente que circula por esa rama, es decir, la rama de la fuente, de esa manera luego al dividir la tensión entregada por la fuente por la corriente antes mencionada se halla la impedancia de entrada a la frecuencia utilizada para el cálculo. De esta forma se puede observar en la figura 2.7 la impedancia de entrada en función de la frecuencia graficada en escala lineal. En ambos casos para el calculo teórico se utilizó la ecuación 2.10 y se realizó la simulación pertinente.

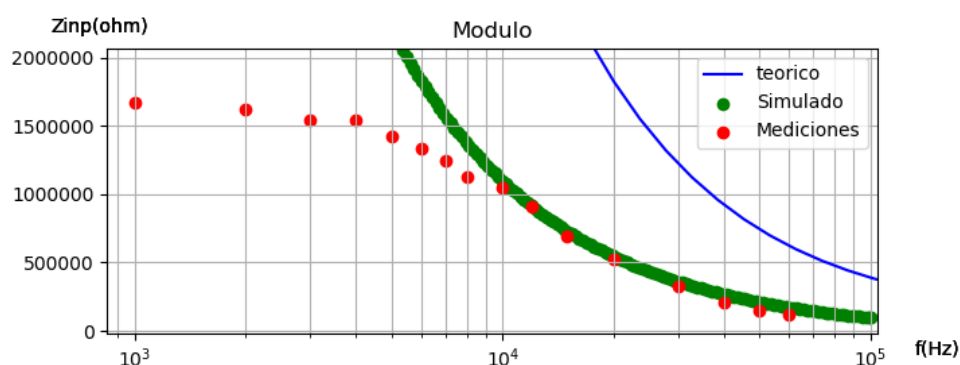


FIGURA 2.7: Z_{inp} en función de la frecuencia

En la imagen de la figura 2.7 se puede apreciar cómo las mediciones concuerdan bastante bien con los valores teóricos y simulados en las frecuencias mayores a 10Khz, pero antes se observa cómo las mediciones son menores a las que verdaderamente se deberían dar, esto puede deberse al hecho de que al estar midiendo tensiones en una resistencia de 100Kohm frente a una resistencia de 1Mohm, las tensiones medidas son muy pequeñas y el nivel de ruido del laboratorio afecta considerablemente a las mismas, aun con las funciones de promedio del osciloscopio, además como se esta midiendo en el orden de $1M\Omega$ de resistencia, los resistores de las puntas del osciloscopio utilizado para la medición se vuelven comparables con las resistencias que se busca indirectamente medir, por lo que los mismos instrumentos también presentan un error acompañando a la medición que generan.

2.3.3. Análisis de Resultados

De esta manera se puede comprobar como en el caso del LM833 los resultados de las mediciones del análisis de la respuesta en frecuencia del circuito coinciden relativamente bien con los datos simulados, aunque para que coincidieran de forma correcta con el análisis teórico se tuvo que contemplar la existencia de un segundo polo que no era visible de forma clara en la hojas del fabricante, una vez considerada la existencia del mismo en el análisis teórico el circuito se comportó como era esperado.

Con respecto al análisis de la impedancia de entrada del circuito, la misma se encontró cercana a la simulada en frecuencias mayores que 10Kz, para frecuencias menores, la impedancia de entrada se hacia muy grande por lo que se dificulta mucho la medición de la misma por el instrumental con el que se realiza la medición, es decir las puntas del osciloscopio y la resistencia con la que se mide la tensión.

Con respecto a la curva teórica, en este caso el modelo teórico no describe suficientemente bien la realidad que intenta modelar, por lo que habría que intentar mejorar al mismo de alguna manera, una posible mejora para el mismo seria contemplar la resistencia de salida r_0 del operacional, o la existencia de capacidades no contempladas en el modelo teórico.

2.4. NE5534

En esta sección se tratará al NE5534 para poder dedicarse a analizar en profundidad todos los comportamientos del mismo, de forma teórica, práctica y mediante modelado con LTSpice, con la finalidad de hallar datos relevantes sobre su funcionamiento y las posibles diferencias entre los modelos empleados.

2.4.1. Desarrollo Teórico

El NE5534 es un amplificador que puede ser compensado externamente mediante la incorporación de un capacitor externo que en las hojas del componente se sugiere sea de 22pF, se trabajó de forma rápida con ambas configuraciones y se llegó a la conclusión de que en el caso compensado se llegan a valores mas cercanos a los presentes tanto en las simulaciones como en la teoría marcada por las hojas de componentes del fabricante, de esta forma, al presentarse un comportamiento mas fiel en esta configuración se decidió utilizar a la misma a lo largo del presente informe. Este componente presenta una ganancia a lazo abierto de 100dB del mismo modo que el LM833 hasta que llega a su frecuencia de corte, la misma se encuentra en las cercanías de los 100Hz en el caso simulado en la figura 2.2, momento en donde aparece una caída de 3dB, lo cual es consistente con el modelo teórico, debido a que el amplificador con el que se esta trabajando presenta un GBP de 10MHz promedio, por lo que haciendo uso (como en el caso anterior) de la ecuación 2.1 podremos ver que la frecuencia de corte teórica se encuentra en 100Hz al igual que la simulada. De esta forma, a partir de la frecuencia de corte la ganancia comienza a bajar a razón de 20dB por década, hasta que a frecuencias mas altas su comportamiento comienza a cambiar pasando a tener pendientes mayores.

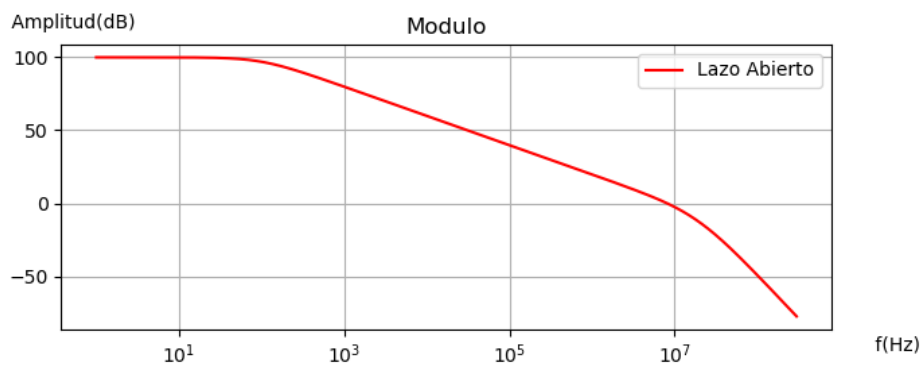


FIGURA 2.8: Gráfico de la ganancia a lazo abierto del NE5534

Como se podrá entender rápidamente los modelos teóricos utilizados para este apartado se corresponden íntegramente con los del apartado anterior, por lo que se utilizará y hará referencia a las ecuaciones allí planteadas ya que también son válidas para este amplificador operacional.

2.4.2. Desarrollo Experimental

Para el desarrollo de la experiencia se utilizaron componentes dispuestos en una protoboard distinta a la del apartado anterior, los componentes presentan los siguiente valores a la frecuencia de corte del sistema (100Hz):

$R_1(K\Omega)$	$R_2(K\Omega)$	$R_3(K\Omega)$
2.2	149	2.2

Nuevamente se decidió cambiar el valor de la resistencia de entrada de $R_3 = 220K\Omega$ a $R_3 = 2,2K\Omega$ (valor hallado en base a realizar el paralelo de R_2 y R_1 para evitar los problemas de ruido ya mencionados en el apartado anterior con respecto al nodo correspondiente a la tensión V^+).

Además se decidió reducir la tensión de entrada propuesta por el ejercicio de 1Vpp ya que para esta tensión de entrada al alimentar al amplificador operacional con 15V y -15V se llegaba a saturar el circuito muy tempranamente, como en el caso anterior, ya que en ambos casos el nivel de amplificación es muy grande. de esta forma se resolvió realizar las mediciones con una amplitud de señal de 0.2Vpp ya que con tensiones mayores todavía se encuentra dentro del rango de saturación (el cual tiene márgenes de aproximadamente 12.6 V para una alimentación de 15V).

Con esta tensión de entrada además, se puede aumentar la frecuencia en la cual el slew rate comienza a afectar las mediciones. Se puede ver que según la hoja de componentes del fabricante, el N5534 presenta un slew rate de $6\frac{V}{\mu s}$ si se encuentra compensado y si evaluamos la expresión de la ecuación 2.4 en cero, que es donde el seno tiene pendiente máxima se puede notar que dicha pendiente es menor que $6\frac{V}{\mu s}$ siempre que trabajemos con frecuencias menores que 158KHz, que es en el momento en el que el slew rate comienza a ser un problema, por lo tanto cualquier medición del circuito en frecuencias mayores a 140KHz es susceptible a presentar errores.

A continuación se muestran en la figura 2.9 la respuesta en frecuencia del circuito hallada de forma teórica mediante la ecuación 2.9, la correspondiente a la simulación del circuito mediante el programa LTSpice con el correspondiente capacitor de compensación entre los terminales respectivos a dicha compensación, ambos gráficos superpuestos con las mediciones realizadas sobre el circuito en cuestión.

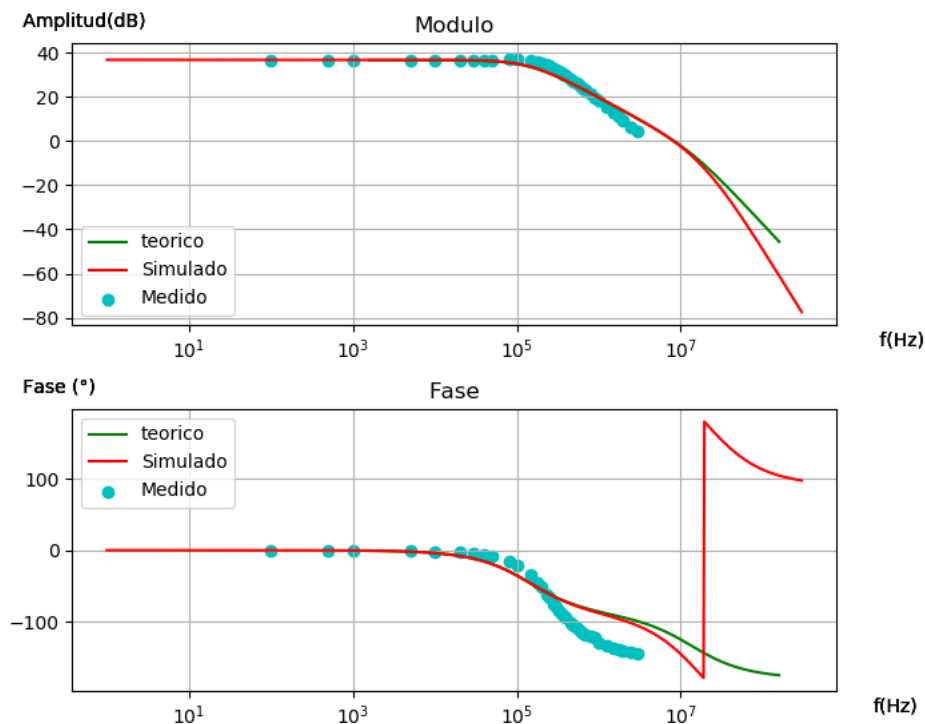


FIGURA 2.9: Diagramas de Bode

En el diagrama de la figura 2.9 se puede ver cómo las curvas simulada y medida entregan resultados similares hasta la frecuencia de corte, a partir de la cual la realidad se comporta de forma diferente a lo que uno esperaría mediante la simulación y la teoría. En la frecuencia de corte se puede ver como en la realidad la curva desciende con pendiente mayor a 20dB/dec además de que en el diagrama de fases se observa un desfase de 180 grados, sin mencionar el hecho de que se puede observar un leve sobrepico en las mediciones del bode aunque el mismo no es demasiado grande. Esto estaría indicando que en verdad lo que en la teoría son 2 polos en 2 frecuencias diferentes, en la realidad dichos polos están mucho mas cerca uno del otro de lo que nos imaginábamos. Hay que recordar también el hecho de que a frecuencias altas el slew rate constituye un factor que hay que tener en consideración, el mismo no se toma en cuenta en el modelo teórico realizado pero si en la experiencia practica, por lo que las diversas variaciones entre los valores encontrados podrían deberse también en parte al slew rate del sistema.

A continuación se mostrarán los datos obtenidos para la impedancia de entrada del sistema, para obtener a los mismos se agregó al circuito una resistencia en serie con R3 (previo a R3, es decir a la izquierda en la figura 2.1), la misma presenta un valor de $100K\Omega$, es decir, se utilizó el máximo valor posible para que sea comparable con la z_{inp} del amplificador, pero siempre lejos del valor $220K\Omega$ que como ya se dijo influye mucho ruido al nodo V^+ al igual que en el caso del LM833, de esta forma a través de ella se puede medir la tensión en los bornes de la misma para luego hallar la corriente y utilizarla en el calculo de la impedancia de entrada del sistema, de la misma manera que en el caso anterior. Además al encontrarse en frecuencias altas, la impedancia en este caso cae considerablemente, por lo que para la medición se utilizaron otras resistencias además de la de $100K\Omega$, entre ellas una de $49K\Omega$, una de $10K\Omega$ y en el caso de las frecuencias mas altas se

consideró la medición sobre la R_3 .

De esta forma se puede observar en la figura 2.10 la impedancia de entrada en función de la frecuencia graficada en escala lineal, y en la figura 2.11 se puede apreciar la fase de la misma. En ambos casos para el cálculo teórico se utilizó la ecuación 2.10 y se realizó la simulación pertinente.

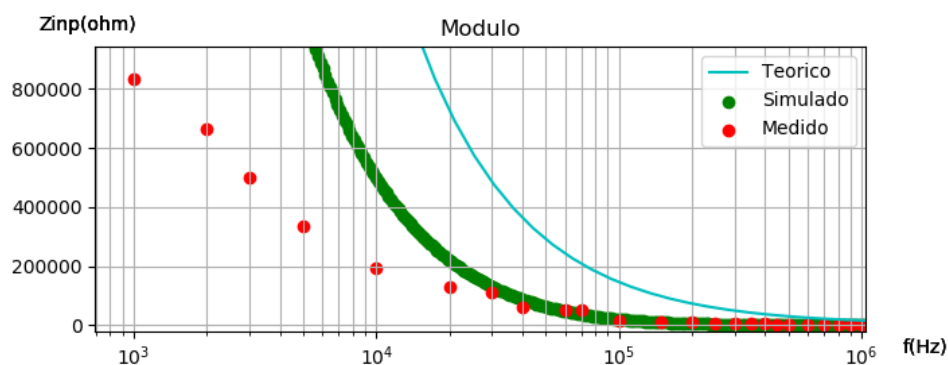


FIGURA 2.10: Z_{inp} en función de la frecuencia

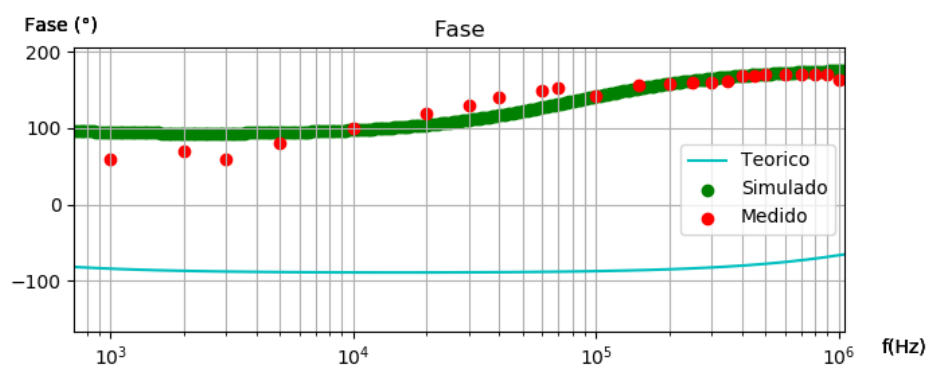


FIGURA 2.11: Fase de Z_{inp} en función de la frecuencia

En la imagen de la figura 2.7 se puede apreciar cómo las mediciones concuerdan bastante bien con los valores simulados en las frecuencias mayores a 10Khz, pero en frecuencias menores, las impedancias medidas son considerablemente menores a las que otorga la simulación y la teoría, esto puede deberse al hecho de que al estar midiendo tensiones en una resistencia de 100Kohm frente a una resistencia de 1Mohm, las tensiones medidas son muy pequeñas y el nivel de ruido del laboratorio afecta considerablemente a las mismas, aun con las funciones de promedio del osciloscopio, además como se esta midiendo en el orden de $1M\Omega$ de resistencia, los resistores de las puntas del osciloscopio utilizado para la medición se vuelven comparables con las resistencias que se busca indirectamente medir, por lo que los mismos instrumentos también presentan un error acompañando a la medición que generan como en el caso anterior (análisis para el LM833). Así mismo la fase medida y la calculada de forma teórica presentan una diferencia de fase de 180 grados, constituyen 2 curvas paralelas pero desplazadas en 180 grados, y los valores medidos coinciden bastante bien con los que otorga la simulación.

2.4.3. Análisis de Resultados

De esta manera se pudo ver como en el caso del NE5534 los valores obtenidos para la respuesta en frecuencia del circuito tienen relación con el análisis teórico y con la simulación realizada, aunque presentan diferencias que se pueden explicar analizando las distancias entre polos, en el modelo teórico y en el simulado los 2 polos presentes se encuentran distantes entre sí, aunque en la realidad estos polos se encuentran muy cercanos uno al otro, lo que hace que el sistema sea uno de 2do orden en la realidad, con una pendiente de 40 db/dec y un leve sobrepico en las cercanías de la frecuencia de corte. Con respecto a la impedancia de entrada, los valores medidos para la misma distan de los hallados en base a las simulaciones y a la teoría empleada, dichos gráficos parecen estar desplazados en el eje de las frecuencias. Si bien existen diferencias, el comportamiento en los 3 casos es similar, es decir para frecuencias bajas la impedancia aumenta considerablemente, llegando a valores en los que las limitaciones de equipamiento complejizan la medición de la impedancia en frecuencias bajas.

2.5. Conclusiones

A modo de cierre de esta sección se comenta brevemente las implicancias que tuvo la misma en el trabajo.

A lo largo de esta sección se pudo trabajar con 2 amplificadores operacionales diferentes, el LM833 y el NE5534, en ambos casos se realizaron los diagramas de la respuesta en frecuencia y de la impedancia de entrada del sistema, contrastando todos los valores con los análisis teóricos y simulaciones pertinentes. También se realizó un análisis de las frecuencias a las cuales el slewrate del sistema comienza a ser un inconveniente y se pudo comprobar que las relaciones teóricas con respecto al GBP funcionan correctamente y modelan de forma correcta a la realidad mediante los datos otorgados por el fabricante.

También se analizaron y explicaron las posibles diferencias entre los valores medidos, simulados y hallados de forma teórica. Estas diferencias varían bastante según con qué amplificador se este trabajando. Para el caso del LM833 se pudo comprobar que la respuesta en frecuencia del sistema se comporta como es de esperarse luego de la corrección del modelo teórico empleada, además en la impedancia de entrada los valores hallados coinciden muy bien con las simulaciones hasta que se contemplan valores muy grandes de impedancia, difíciles de medir.

En el caso del NE5534 la respuesta en frecuencia sí varía en el contexto medido respecto de la simulación y la teoría, en las mediciones se puede observar como los polos se encuentran mucho más cercanos que lo que se afirma en la simulación y en la teoría. Si bien este cambio es notorio en las curvas la realidad es que de todas formas los modelos no distan demasiado de lo que se intenta medir.

En cuanto a la impedancia de entrada ocurre algo similar en donde se puede apreciar como las mediciones son inferiores a los valores contemplados en la teoría o en la simulación. Esto análogamente al caso del LM833 puede deberse al hecho de que al medir impedancias elevadas los componentes del circuito que se utilizan para realizar las mediciones influyen error, además del hecho de que se trabaja con frecuencias bajas para evitar saturación y slew rate y esto es un

inconveniente al momento de hallar la impedancia de entrada.

De esta manera podríamos concluir en que el LM833 se comporta en la realidad de forma mas fiel con respecto a lo esperado en la simulación y en la teoría, esto nos haría elegirlo por sobre el NE5534 en casos donde queramos tener previsibilidad acerca de cómo reaccionará el componente en frecuencias principalmente altas, además de esto podemos notar que el LM833 presenta un slew rate levemente mayor, ambos con igual ganancia por lo que el LM833 presentará una mejor respuesta en frecuencias altas que el NE5534, de esta forma se podría concluir que en casos en los que se quiera trabajar con frecuencias por encima de los 100Kz se recomienda la elección del LM833 debido a que presenta un mayor grado de correspondencia y fidelidad entre el modelo teórico, simulado y medido. De todas formas si nos interesa trabajar en frecuencias bajas (menores a 100Khz) esto no constituye un problema en ambos operacionales, ya que en su respuesta en frecuencia ambos reaccionan de forma concordante con sus respectivos modelos.

El NE5534 tiene la ventaja de que presenta una impedancia de salida mucho menor que en el caso del LM833, las mismas según las hojas de componentes son: LM833: 37Ω y NE5534: 0.3Ω esto podría tener relevancia si se tuvieran en cuenta estas resistencias de salida en la aplicación en que se necesite utilizar, como por ejemplo si se utilizara al sistema como adaptador de impedancias.

De esta manera se ha realizado un barrido sobre todos los tópicos de la sección intentando que los mismos aporten información relevante para el análisis de los amplificadores estudiados.

3. Medición de Bias

3.1. Marco Teórico

Cuando se trabaja con amplificadores operacionales usualmente se utiliza el modelo ideal, por su gran simpleza a la hora de su resolución matemática frente a otros métodos, ya que el mismo tiene una impedancia de entrada infinita idealmente y no fluye corriente en sus entradas, si bien en la mayoría de los casos esta es una aproximación válida, en realidad, pequeñas corrientes de "polarización" fluyen en las entradas inversoras y no inversoras (I_{b-} e I_{b+} , respectivamente), esto en algunos circuitos como aquellos que presentan una impedancia elevada en la entrada del amplificador operacional, podría traer inconvenientes, por lo que el amplificador operacional puede ser modelado, como se muestra en la figura 3.1, con dos fuentes de corriente I_{b+} e I_{b-} , las cuales representan las corrientes de Bias, y una fuente de tensión V_{io} la cual modela la tensión de offset, conectados a un operacional ideal.

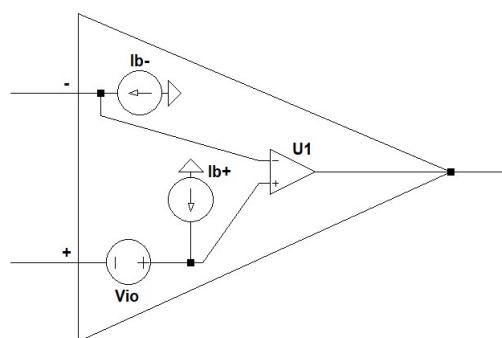


FIGURA 3.1: Z_{inp} en función de la frecuencia

A lo largo de este informe se medirán los parámetros que se han de tener en cuenta para el uso de este modelo, como ser las corrientes de bias y las tensiones de offset. Esto se realizó en los amplificadores operacionales LF356 y TL081. Para poder medir estos parámetros del operacional se utilizó el circuito de la figura 3.2, el mismo fue realizado en una placa PCB para evitar el ruido y demás problemas presentes en las protoboards como las capacidades y resistencias parásitas que pudieran afectar a la medición. En el circuito se hace uso de 2 amplificadores operacionales, uno de ellos es sobre el que se realizarán las mediciones deseadas de las corrientes de bias y de las tensiones de offset, es decir el nombrado en la figura 3.2 bajo el nombre de 'U1' y el otro amplificador 'U2' se encarga de invertir la tensión y de filtrar gran parte del ruido mediante el capacitor que presenta en su lazo de realimentación.

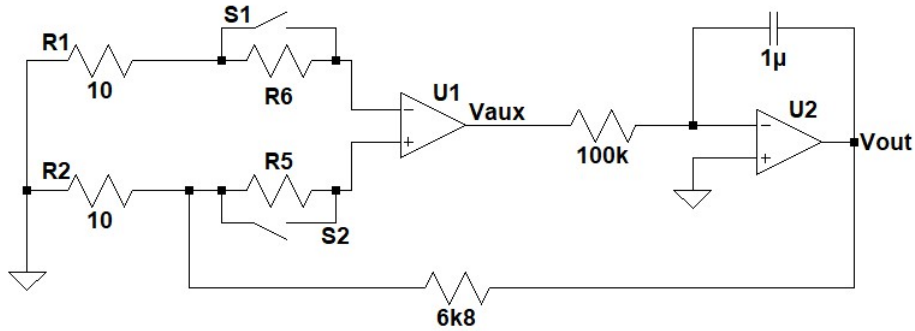


FIGURA 3.2: Circuito de medición utilizado para la experiencia

El capacitor dispuesto como en la figura 3.2 constituye una impedancia baja para las frecuencias altas, lazo cerrado, y una impedancia alta para las frecuencias bajas, es decir se comporta como lazo abierto para ellas, de esta manera se logra aumentar la ganancia, lo cual es necesario ya que la tensión de offset a medir es del orden de las unidades de mV, además de disminuir parte del ruido de alta frecuencia que no es de relevancia para nuestro estudio en la medición de las tensiones de offset. De esta y con la finalidad de aumentar este efecto se introdujo un capacitor de capacidad elevada en esta rama, para situar la frecuencia de corte del filtro pasa bajos formado lo mas bajo posible para poder atenuar fuertemente el ruido de 50Hz provocado por la tensión de linea, el cual es el principal ruido presente en el circuito.

3.2. Desarrollo Teórico

Para la medición de las corrientes de offset se hace uso de los interruptores S1 y S2, los mismos se encargan de cortocircuitar las resistencias de modo que de esta forma se pueda manipular la impedancia que el amplificador ve en cada una de sus entradas, la inversora y la no inversora, de esta manera, manipulando los interruptores se puede controlar la salida Vout del circuito y así encontrar los valores deseados para las corrientes de bias del amplificador. De esta forma, con ambos interruptores cerrados se puede medir la tensión a la salida que es la base para las mediciones que se explican a continuación.

$$\begin{cases} V_{out} = A_{02}(0V - V_{aux}) \\ V_{aux} = A_{01} \cdot (V^+ - V^-) \\ V^+ = V_{out} \cdot \frac{10}{6k8 + 10} + V_{offset} \end{cases} \quad (3.1)$$

Despejando el sistema de ecuaciones y asumiendo que $A_{01} \cdot A_{01} \gg \frac{6k8+10}{10}$.

$$\begin{aligned}
 V_{out} &= -A_{02} \cdot A_{01} \left(V_{out} \cdot \frac{10}{6k8+10} + V_{offset} \right) \\
 -V_{out} \cdot \left(\frac{1}{A_{02} \cdot A_{01}} + \frac{10}{6k8+10} \right) &= V_{offset} \\
 -V_{out} \cdot \frac{10}{6k8+10} &\approx V_{offset}
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

Mediante esta medición se establece un valor para la tensión de offset del operacional la cual debe ser tenida en cuenta para las siguientes mediciones.

Si se cierra el interruptor S1 a la salida se observará un desfase en el nivel de tensión, el mismo corresponde a la corriente Ib^- que fluye a través de la resistencia R_6 , de esta manera al conocer la resistencia R_6 podremos conocer la corriente Ib^- en base a la diferencia de tensión en la salida en ambas configuraciones, es decir con ambos interruptores cerrados frente a s1 abierto. Tomando el sistema 4.5 y modificando la expresión de V^- , se obtiene:

$$\begin{aligned}
 V^- &= Ib^- \cdot (R_6 + 10) \\
 V_{out} &= -A_{02} \cdot A_{01} \left(V_{out} \cdot \frac{10}{6k8+10} + V_{offset} - Ib^- \cdot (R_6 + 10) \right) \\
 -V_{out} \cdot \left(\frac{1}{A_{02} \cdot A_{01}} + \frac{10}{6k8+10} \right) - V_{offset} &= -Ib^- \cdot (R_6 + 10) \\
 \frac{V_{out} \cdot \frac{10}{6k8+10} + V_{offset}}{R_6 + 10} &\approx Ib^-
 \end{aligned}$$

Siendo V_{offset} la estimada en la expresión 3.2, utilizando la medición de V_{out} con ambas llaves cerradas.

De forma análoga, para la medición de la corriente Ib^+ se procede a abrir s2 y dejar cerrado s1 de esta forma, al observar nuevamente el desfase en la salida se puede hallar la corriente de bias Ib^+ .

Para hallar una expresión analítica para la misma se debe tener en cuenta que es una corriente muy pequeña la cual es despreciable en comparación con la corriente que circula por la resistencia R_2 si la corriente Ib^+ no fuese tenida en cuenta por lo tanto se puede utilizar la expresión del divisor resistivo utilizado previamente, pero se debe sumar la tensión que cae sobre la resistencia R_5 ya que si esta tiene un valor elevado a pesar de que Ib^+ sea muy pequeña la caída de tensión es significativa para el sistema

$$\begin{aligned}
 V^+ &= V_{out} \cdot \frac{10}{6k8+10} + V_{offset} + Ib^+ \cdot R_5 \\
 V_{out} &= -A_{02} \cdot A_{01} \left(V_{out} \cdot \frac{10}{6k8+10} + V_{offset} + Ib^+ \cdot R_5 \right) \\
 -V_{out} \cdot \left(\frac{1}{A_{02} \cdot A_{01}} + \frac{10}{6k8+10} \right) - V_{offset} &= Ib^+ \cdot R_5 \\
 \frac{-V_{out} \cdot \frac{10}{6k8+10} - V_{offset}}{R_5} &\approx Ib^+
 \end{aligned}$$

Usualmente se da un valor representativo de la corriente de bias mediante el promedio de ambas. Luego para la medición de las corrientes de offset, lo que se puede hacer es hallar matemáticamente la resta entre $ib^+ - ib^- = I_{of}$.

3.2.1. Estabilidad del sistema

Para analizar la estabilidad del sistema se debe analizar la relación entre la señal de excitación del sistema y la salida del mismo. En este sistema utilizado la señal de entrada es V_{offset} y la salida es V_{offset} .

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{offset}} = \frac{V_{out}}{V_{aux}} \cdot \frac{V_{aux}}{V_{offset}}$$

Para facilitar el análisis, se analizarán ambas etapas por separado y en el caso en el que las llaves s1 y s2 se encuentran cerradas, siendo necesario que ambas etapas sean estables para que el sistema completo lo sea.

Como se muestra en la siguiente sección, la etapa del operacional 'U2' es un circuito integrador el cual es estable, y es utilizado para atenuar el ruido del circuito.

Si se invierte uno solo de los dos operacionales, la realimentación ya no será negativa lo cual hará que una de las dos etapas no sea estable, llevando al circuito a la inestabilidad.

Al invertir ambos operacionales, se volverá a tener un sistema estable pero la realimentación del circuito ya no provocará la atenuación del ruido sino que llevará a amplificar el mismo, lo cual provocará que el mismo sature debido a los límites que presenta un amplificador operacional real.

3.2.2. Sensibilidad del sistema

Tomando representativamente el cálculo 3.2 para la tensión de offset es posible calcular la sensibilidad del sistema realizando las derivadas parciales respecto a las resistencias involucradas.

$$\begin{aligned} Error &= \sqrt{\left(\frac{d}{dR_{10}}\left(\frac{V_{out}}{V_{offset}}\right) \cdot \epsilon_{10}\right)^2 + \left(\frac{d}{dR_{6k8}}\left(\frac{V_{out}}{V_{offset}}\right) \cdot \epsilon_{6k8}\right)^2} \\ Error &= \sqrt{\left(\left(\frac{-6k8}{(6k8 + 10)^2}\right) \cdot \epsilon_{10}\right)^2 + \left(\left(\frac{10}{(6k8 + 10)^2}\right) \cdot \epsilon_{6k8}\right)^2} \\ Error &= \left(\frac{6k8 \cdot 10}{(6k8 + 10)^2}\right) \cdot \sqrt{(R_{10} \%)^2 + (R_{6k8} \%)^2} = 0.002 \end{aligned}$$

De esta manera se puede observar que el error, con las resistencias utilizadas las cuales tiene un 5 % de error, es menor al 1 % en la relación de ganancias, con esto podemos observar que el error no viene dado por las resistencias utilizadas sino por error de medición en su gran mayoría.

3.3. Desarrollo Experimental

Una vez implementado en PCB el circuito se midió la corriente V_{out} en las tres combinaciones necesarias de las llaves y utilizando dos pares de operacionales, el TL-081 y el LF-356, de las

cuales se obtuvo la siguiente tabla

Llaves cerradas	TL-082	LF-356
	Vout	Vout
S1 y S2	0,08938	-1,226
S1	0,08227	-1,229
S1	0,0949	-1,222

Y utilizando las expresiones anteriormente expuestas se obtienen los siguientes valores:

	TL-081	LF356
V_{offset}	-131 μ V	1,8mV
Ib^-	31,6pA	13,3pA
Ib^+	24,6pA	17,8pA

Estos valores son el producto de tomar los valores medios de las señales obtenidas del osciloscopio ya que al tratarse de señales muy pequeñas que se necesitan medir lo obtenido a la salida no es totalmente continuo sino que posee oscilaciones como se muestra en la figura 3.3

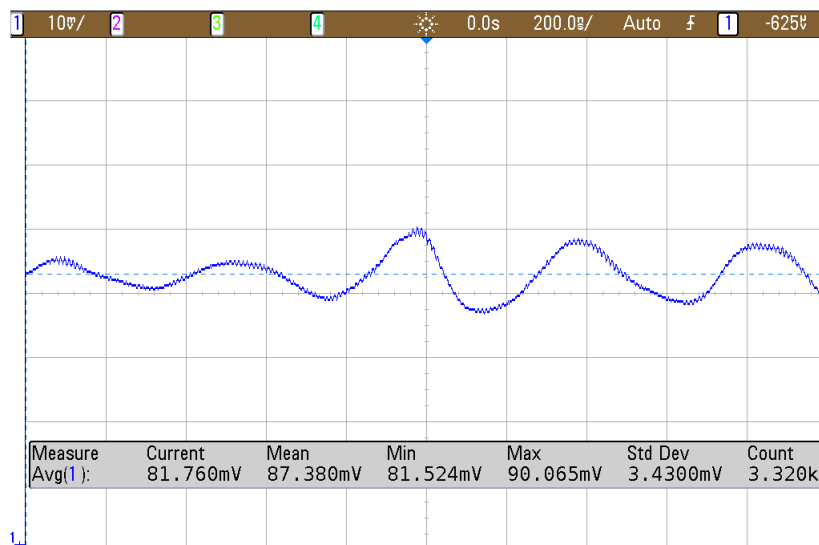


FIGURA 3.3: Medición de la tensión a la salida del circuito, la llave S1 cerrada usando el TL-081

3.4. Análisis de Resultados

Luego de realizados todos los pasos ya comentados se puede abordar a los siguientes resultados de las mediciones que se presentarán a continuación, contrastándolos con los que se pueden ver en la hoja de componentes de los amplificadores con los que se trabajó, para observar las posibles diferencias entre los valores hallados y los teóricos.

De esta manera se muestran los resultados encontrados para el TL081 en la tabla 3.2 y en la tabla 3.1 se muestran los valores hallados de forma teórica.

TABLA 3.1: Tabla correspondiente a los valores proporcionados por el fabricante a 25°C

TL081		
I_{bias}	I_{offset}	V_{offset}
30-400pA	5-200pA	3-15mV

TABLA 3.2: Tabla correspondiente a los valores medidos durante la experiencia

TL081		
I_{bias}	I_{offset}	V_{offset}
28.1pA	7.07pA	-131uV

Así se puede observar cómo los valores medidos para la corriente de Bias se corresponden muy bien con los valores aportados por el fabricante, con respecto a la corriente de offset ocurre algo similar, se encuentra que la misma se halla dentro de los parámetros esperados en base a la información otorgada en las hojas de datos del componente. Donde se nota una diferencia marcada es en la tensión de offset de este operacional, en ella se puede apreciar cómo cambia notoriamente pasando a ser incluso negativa y mucho menor en módulo respecto de la esperada.

A continuación se muestran los resultados encontrados para el LF356 en la tabla 3.3 y en la tabla 3.4 se muestran los valores hallados de forma teórica.

LF356		
I_{bias}	I_{offset}	V_{offset}
15.6pA	4.4pA	1.8mV

TABLA 3.3: Tabla correspondiente a los valores proporcionados por el fabricante a 25°C

LF356		
I_{bias}	I_{offset}	V_{offset}
30-200pA	3-50pA	3-10mV

TABLA 3.4: Tabla correspondiente a los valores proporcionados por el fabricante a 25°C

De esta manera se puede ver cómo para el caso del LF356 todos los valores encontrados se corresponden con los valores teóricos otorgados por el fabricante, en el orden en el cual se encontrarían los mismos.

Contrastando con los valores medidos se puede observar que se obtuvieron magnitudes similares para todos los parámetros exceptuando la tensión de offset del TL081, esto puede deberse a que en el momento en que fueron tomadas las mediciones la temperatura no era la ideal propuesta por el fabricante para medir dichos parámetros, sumado a la posibilidad de recibir ruido ajeno al circuito.

4. Circuitos Integradores y Derivadores

4.1. Introducción

En la presente sección se analizan dos circuitos con amplificadores operacionales LM833, un integrador y un derivador. En primer lugar, se analizan los circuitos con diferentes modelos teóricos, agregando imperfecciones del amplificador, y se analiza la correspondencia de cada uno de ellos con la realidad en distintos contextos. Luego, se analiza la influencia del agregado de resistencias de compensación a los circuitos, evitando que éstas afecten el carácter derivador e integrador, dependiendo del caso, en el mayor rango de frecuencias posible.

4.2. Análisis Teórico

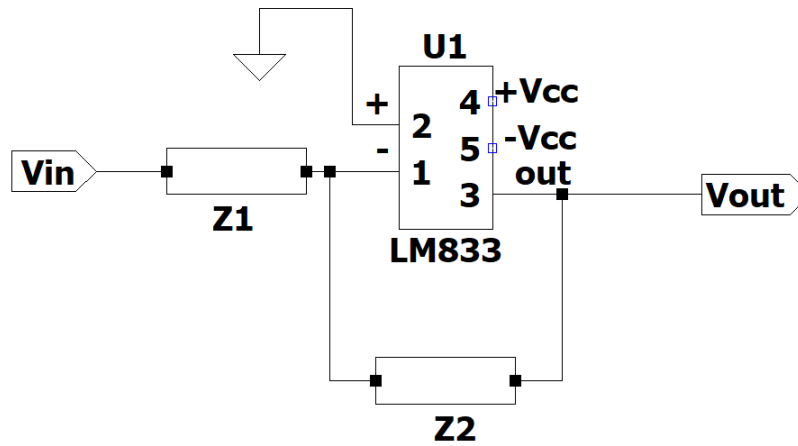


FIGURA 4.1: Configuración inversora

Se analiza el caso general del circuito de la Figura 4.1, un circuito realimentado con configuración inversora, con Z_1 a la entrada y Z_2 en la realimentación. Tanto el derivador como el integrador son casos particulares de éste circuito. Para el caso del derivador, Z_1 y Z_2 son:

$$\begin{aligned} Z_{1D} &= \frac{1}{sC} \\ Z_{2D} &= R \end{aligned}$$

Para el integrador, se invierten:

$$\begin{aligned} Z_{1I} &= R \\ Z_{2I} &= \frac{1}{sC} \end{aligned}$$

El valor de la resistencia R es de $15\text{ k}\Omega$ y la capacidad C del capacitor es 6.8 nF . Para el análisis teórico del circuito, se utilizan los datos proporcionados por la hoja de datos del operacional que da el fabricante. Dado que se utilizó un LM833 de *Texas instruments*, los valores que se utilizan son los indicados en la Tabla 4.1 que se muestra a continuación:

Propiedades del operacional	A_o	f_o
Valor teórico	100000	150Hz

TABLA 4.1: Valores del operacional LM833.

En donde $f_o = \frac{\omega_p}{2\pi}$

4.2.1. Amplificador ideal

En primer lugar, se analiza el caso del amplificador con $A_{vol} = +\infty$, además de $Z_{in} = +\infty$ y $Z_o = 0$, que no cambiarán su carácter ideal en las distintas etapas del análisis. En este caso, se parte de las siguiente ecuaciones:

$$\begin{cases} V^+ = V^- = 0V \\ V_o = -I/Z_2 \\ I = \frac{V_{in}}{Z_1} \end{cases} \quad (4.1)$$

Siendo I la corriente que circula con sentido hacia la salida. Resolviendo, se llega a que la transferencia del circuito en el caso ideal es:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad (4.2)$$

Reemplazando por las impedancias correspondiente, y aplicando antitransformada de Fourier para la respuesta temporal, en el caso del derivador se tiene que:

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_i} &= H_{1deriv}(j\omega) = -j\omega RC \\ V_o(t) &= -RC \frac{dV_i(t)}{dt} \end{aligned} \quad (4.3)$$

De igual forma para el integrador:

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_i} &= H_{1int}(j\omega) = j/\omega RC \\ V_o(t) &= -\frac{1}{RC} \int_0^t V_i(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (4.4)$$

En la respuesta temporal ideal de cada circuito se explica su nombre, si bien se verá que no actúan en todas las frecuencias como derivador e integrador.

4.2.2. Amplificador con A_{vol} finito

Si se tiene en cuenta que en la práctica el operacional tiene un A_{vol} de valor finito, el sistema de ecuaciones pasa a ser:

$$\begin{cases} V_o = A_o \cdot (V^+ - V^-) \\ V^+ = 0V \\ V^- = V_o \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} + V_i \cdot \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \end{cases} \quad (4.5)$$

Resolviendo el sistema se obtiene la siguiente transferencia:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-Z_2/Z_1}{1 + \frac{1}{A_o} + \frac{1}{A_o} \frac{Z_2}{Z_1}} \quad (4.6)$$

Reemplazando por las respectivas impedancias se obtiene para cada circuito la transferencia:

$$\begin{aligned} H_{2deriv}(j\omega) &= \frac{-j\omega RC}{1 + \frac{j\omega}{\frac{A_{vol}}{RC}}} \\ H_{2int}(j\omega) &= \frac{-A_{vol}}{1 + j\omega A_{vol} RC} \end{aligned} \quad (4.7)$$

4.2.3. Amplificador con polo dominante

Finalmente, se debe tener en cuenta para la respuesta en frecuencia la variación de A_{vol} con el aumento de la frecuencia. Se parte del mismo sistema de ecuaciones 4.5, solo que en este caso además se debe tener en cuenta que A_{vol} ya no es constante sino que su expresión en función de la frecuencia es la siguiente:

$$A_{vol}(j\omega) = \frac{A_o}{1 + \frac{j\omega}{\omega_p}} \quad (4.8)$$

Siendo A_o la ganancia del operacional en corriente continua. Resolviendo el nuevo sistema, la transferencia del circuito viene dada por:

$$\frac{V_o}{V_i} = H(j\omega) = \frac{-\frac{Z_2}{Z_1}}{1 + \frac{1}{A_o} + \frac{1}{A_o} \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{j\omega}{A_o \omega_p} + \frac{j\omega}{A_o \omega_p} \frac{Z_2}{Z_1}} \quad (4.9)$$

Con lo que se tiene que la transferencia del derivador en función de la frecuencia compleja s es:

$$H_{3deriv}(s) = \frac{-sRC}{1 + s\left(\frac{RC}{A_o} + \frac{1}{A_o \omega_p}\right) + s^2 \frac{A_o \omega_p}{RC}} \quad (4.10)$$

Éste es un resultado muy importante ya que en un modelo más cercano a la realidad se puede observar que el sistema presenta un cero en el origen y en el denominador una respuesta natural amortiguada, con las siguientes características:

$$\begin{aligned} \omega_o^2 &= \frac{A_o \omega_p}{RC} \\ \xi &= \frac{\omega_o}{2} \cdot \left(\frac{RC}{A_o} + \frac{1}{A_o \omega_p} \right) \end{aligned} \quad (4.11)$$

Reemplazando por los valores de R , C , A_o y ω_p dados al principio de ésta sección, se obtiene que:

$$\begin{aligned} \omega_o &= 961240 \text{ rad/seg} \\ \xi &= 0.0056 \end{aligned} \quad (4.12)$$

Dados dichos valores, se tiene que la respuesta natural del circuito es muy levemente amortiguada, con frecuencia de corte cercana a los 150 kHz.

Para el integrador se obtiene la siguiente transferencia:

$$H_{3int}(s) = \frac{-A_o}{1 + s\left(A_o RC + \frac{1}{\omega_p}\right) + s^2 \frac{RC}{\omega_p}} \quad (4.13)$$

A diferencia del caso anterior, el integrador presenta dos polos separados, es decir que tiene una respuesta sobreamortiguada. Los polos se encuentran a las frecuencias $\omega_1 = 0.1 \text{ rad/seg}$ y $\omega_2 =$

$94.25 \cdot 10^6 \text{ rad/seg}$. En la Figura 4.2 se muestra la superposición de la transferencia del derivador con distintos niveles de idealidad, de igual forma para el integrador se puede observar en la Figura 4.3. Se puede observar cómo el caso ideal coincide con el más real para determinado rango de frecuencias. Para el caso del derivador ésto se verifica a bajas frecuencias, las inferiores a 100 Hz. En el circuito integrador, para frecuencias mayores a 100mHz el caso más real se corresponde con el ideal. Nótese que el derivador tiene un sobrepico en el caso más general, que se debe al bajo valor de ξ .

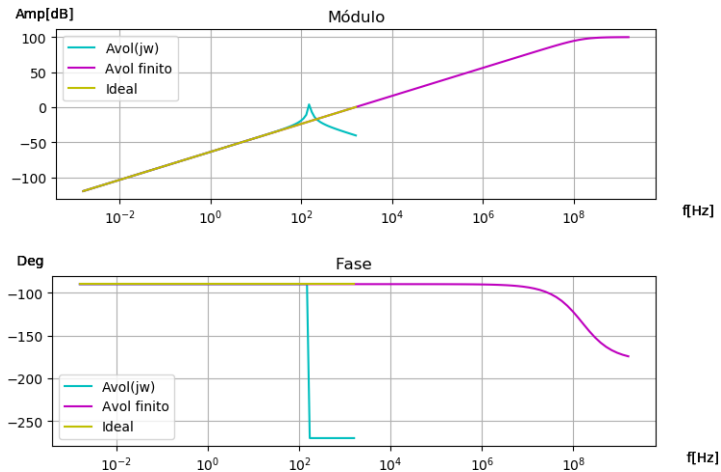


FIGURA 4.2: Comparación de las funciones transferencia del derivador con distintos niveles de idealidad.

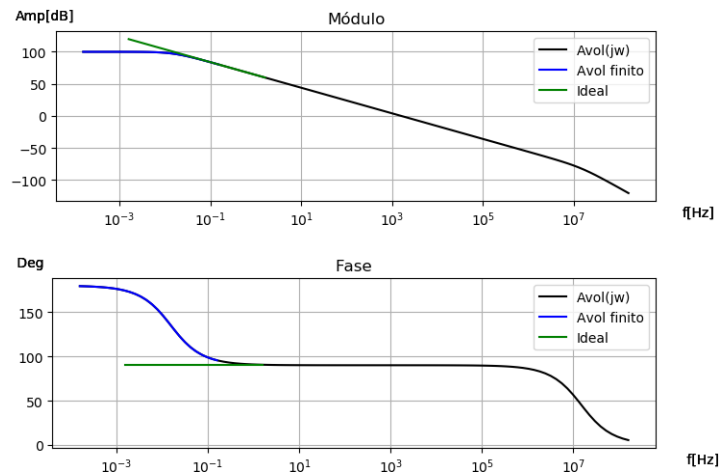


FIGURA 4.3: Comparación de las funciones transferencia del integrador con distintos niveles de idealidad.

4.3. Desarrollo experimental

Se armaron las placas de ambos circuitos para poder medir y graficar los diagramas de Bode y las impedancias de entrada en el laboratorio. Se utilizó un osciloscopio para medir la entrada y la salida de los circuitos y un generador de continua para alimentar a los operacionales.

Se utilizó un generador de señales para generar señales triangulares y cuadradas para así lograr apreciar los efectos de cada circuito. En el caso del derivador, se aplicó la señal triangular esperando ver a la salida su derivada, es decir, una señal cuadrada, y en el integrador una señal cuadrada esperando observar una triangular.

En ambos circuitos se utilizan los valores para la resistencia y el capacitor mostrados en la tabla 4.2.

Componentes	R	C
Valor	15K Ω	6.8nF

TABLA 4.2: Valores de los componentes del circuito.

Luego se procede a medir la impedancia de entrada de los circuitos. Para realizar esto, se coloca una resistencia en serie a la entrada del circuito con un valor del orden del de la impedancia de entrada para que la medición tenga una precisión aceptable. Cabe destacar que el valor de la impedancia de entrada varía dependiendo de la frecuencia a la que se esté midiendo, por lo tanto la resistencia en serie también se debe ir cambiando para mantenerla cercana a la impedancia de entrada. Se conecta el osciloscopio a la entrada y a la salida de la resistencia para así medir la caída de tensión en ella y sabiendo el valor que tiene, se calcula la corriente que circula en la entrada. Junto con el valor de tensión aplicado a la entrada del circuito se calcula la impedancia de entrada mediante:

$$Z_{in} = V_{in}/I_{in} \quad (4.14)$$

4.4. Respuesta en frecuencia

4.4.1. Circuito derivador

Para el circuito derivador, como ya se mencionó previamente, y mediante la ecuación 4.10, se observa que presenta un polo doble y un cero en el origen.

En la Figura 4.4 se puede ver el diagrama de Bode del circuito derivador simulado, medido y teórico:

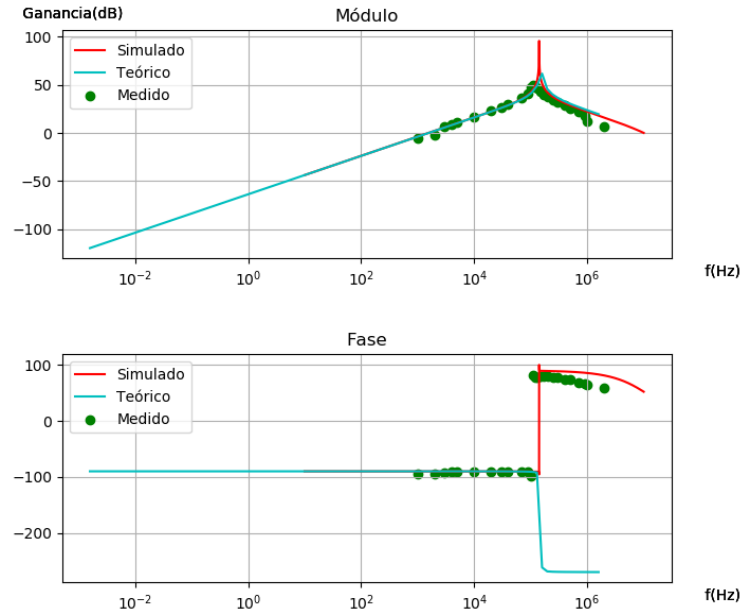


FIGURA 4.4: Bode del circuito derivador

Como se observa en el gráfico de amplitud, la transferencia presenta un sobrepico en aproximadamente 150kHz, que es donde la transferencia tiene un polo doble, por lo que a partir de esa frecuencia el circuito dejará de comportarse como un derivador. Este sobrepico se debe al bajo valor de ξ calculado en la Ecuación 4.11.

4.4.2. Circuito integrador

En la Figura 4.5 se muestra la respuesta en frecuencia medida del circuito integrador superpuesta a la teórica y a la simulada.

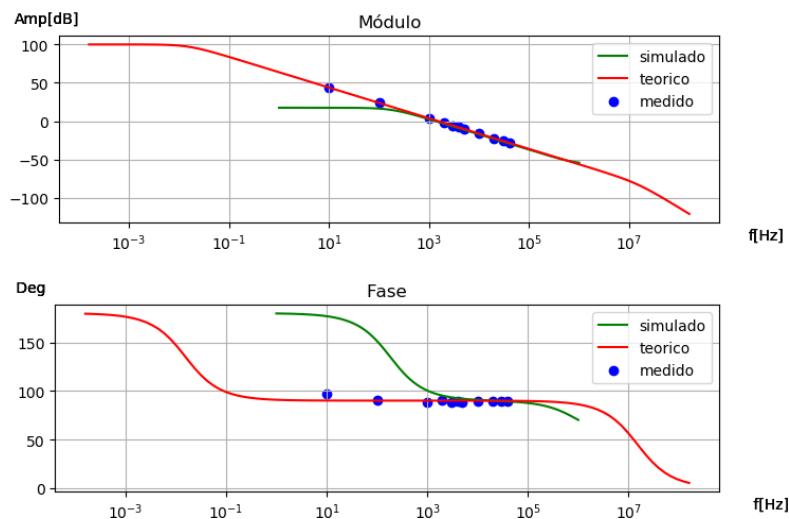


FIGURA 4.5: Respuesta en frecuencia teórica, simulada y medida del integrador sin compensar

El integrador sin compensar presenta un problema a bajas frecuencias, donde el capacitor de la

realimentación está abierto, con lo que hay una caída de tensión relativamente alta a la entrada del amplificador, que es multiplicada por A_o y provoca que sature la salida. Ésto se debe a que como a la entrada del operacional circula una baja corriente de bias de entre $300nA$ y $1\mu A$, por más pequeña que sea V_{in} , la caída de tensión en la resistencia de entrada es muy poca, y el resto de la tensión $V_{in} - IR$ cae a la entrada del amplificador con lo que se tiene:

$$V_o = A_o(V^+ - V^-) = A_o(V_{in} - IR)$$

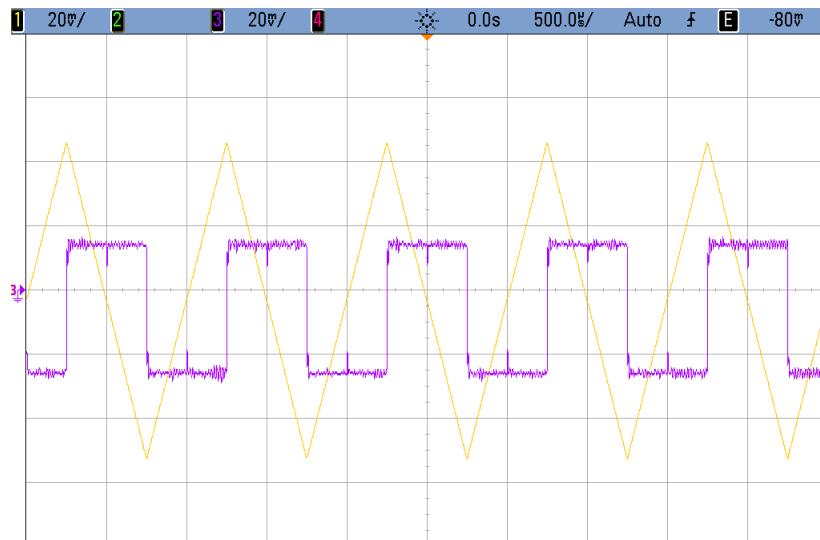
Por lo tanto, como I es pequeña, en la resistencia de $15k\Omega$ caerán algunos mV, y la tensión a la salida saturará para cualquier tensión de baja frecuencia a la entrada, por más pequeña que sea. A la hora de realizar las mediciones, éste efecto afecta enormemente porque hay componentes de continua a la entrada del operacional provenientes tanto de las corrientes de bias y el Input Offset Voltage como del generador, que por más que indique que tiene un offset de $0V_{DC}$, tiene un pequeño offset que afecta enormemente en éste circuito.

En consecuencia, no se pudieron tomar mediciones de calidad y confiables para éste circuito, dado que la salida del operacional satura para todas las frecuencias debido a la continua. Para tratar de minimizar el error por saturación en las mediciones, se midió con la menor amplitud posible a la entrada, pero ésto presenta un problema porque el circuito empieza a atenuar a partir de $1kHz$, con lo que la salida, de por sí pequeña por la baja amplitud, se atenúa y se mezcla con el ruido. Éste conjunto de factores hizo que se midiera nada más hasta los $4kHz$, frecuencia para la cual la salida estaba lejos de ser una sinusoidal pura. Con respecto a la frecuencia a la que se empezó a medir, $10Hz$ fue elegida porque para menores frecuencias la amplitud de la entrada tendría que ser del orden de los $20mV$ para evitar la saturación, que son comparables a la amplitud del ruido, con lo que no se obtendrían mediciones de calidad.

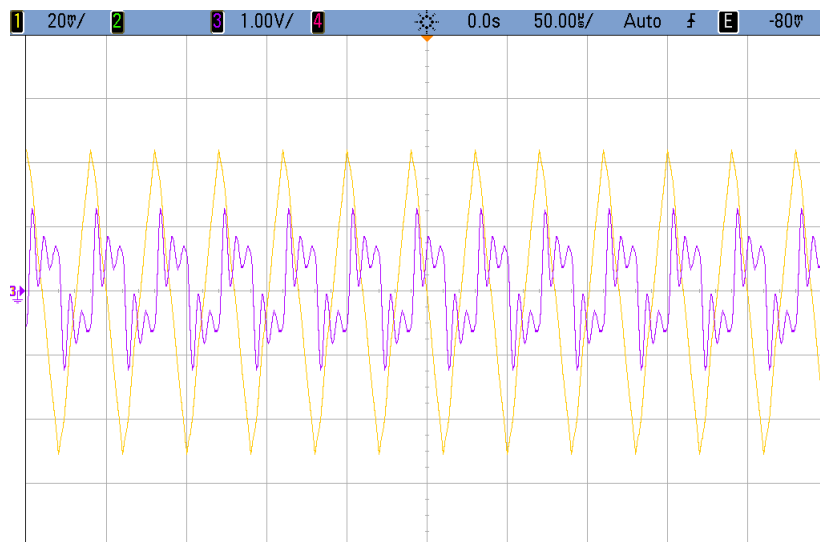
4.5. Respuesta a señales no sinusoidales

4.5.1. Circuito derivador

A continuación se puede observar la respuesta del circuito ante una señal triangular a la entrada del mismo:



(a) Comportamiento a bajas frecuencias



(b) Comportamiento a altas frecuencias

FIGURA 4.6: Comportamiento del derivador

En la Figura 4.6 se puede observar que para una entrada triangular, y a una frecuencia baja, la salida es una señal cuadrada con una oscilación montada, de modo que se verifica que el circuito actúa como derivador, pero no por completo. La oscilación se debe a que la respuesta natural del circuito está muy ligeramente amortiguada, como se calculó en la Ecuación 4.12, dado que el valor de ξ es muy pequeño. Por lo tanto, se presenta un problema de éste circuito, dado que se esperaría que la salida sea una señal cuadrada sin oscilaciones, pero eso no sucede. Se puede notar como claramente para frecuencias mayores el circuito deja de funcionar como derivador debido a que a frecuencias mas altas el capacitor es una impedancia muy baja y sucede que $V^- = V_{in}$ Y $V^+ = 0V$ por lo que a la salida se tiene aproximadamente $V_o = -A_v \cdot V_{in}$, es decir, el circuito amplifica la señal a la salida en mayor medida. También se puede ver que hay un desfase adicional de 180° que tiene la señal a la salida debido al signo - en la función transferencia.

4.5.2. Circuito integrador

En la Figura 4.7 se puede observar que ante una entrada cuadrada, la salida es casi una señal triangular, con lo que se verifica que el circuito se aproxima a ser un integrador. Sin embargo, en la esquina inferior no tiene la forma que debería tener ya que el operacional está saturando por lo explicado en la sección 4.4.2. Una vez más se pueden apreciar los problemas que causa que el circuito no esté compensado.

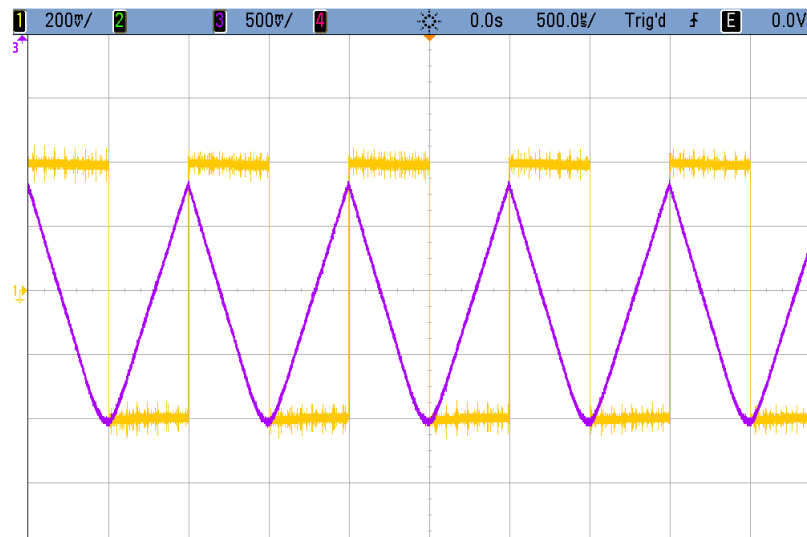


FIGURA 4.7: Salida del integrador con una señal cuadrada como entrada a 1 kHz

4.6. Impedancia de entrada

4.6.1. Circuito derivador

Se midió la impedancia de entrada que presenta el circuito de la forma explicada previamente, los gráficos obtenidos se muestran a continuación junto con la impedancia de entrada simulada que se obtuvo:

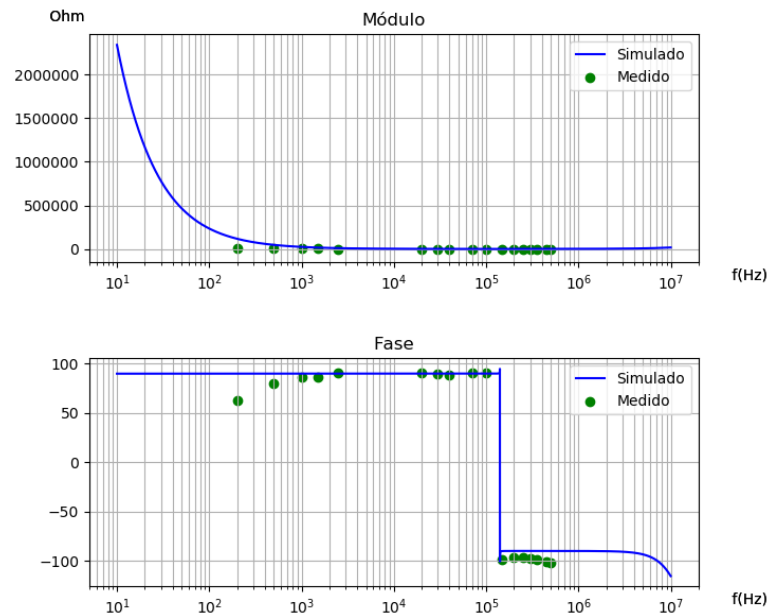


FIGURA 4.8: Impedancia de entrada del circuito derivador

Como se puede apreciar, a muy bajas frecuencias, según la simulación, la impedancia de entrada es muy alta. Esto tiene sentido debido a que a frecuencia 0, es decir, en continua, el capacitor se comporta como un circuito abierto, por lo que la impedancia tiende a infinito. En la práctica, no se midió a menos de 200 Hz porque se tomó como criterio que para medir la impedancia de entrada era necesario verificar que la salida sea correcta, para no medir el circuito en condiciones desconocidas. Como a dicha frecuencia la salida empieza a mezclarse mucho con el ruido porque el circuito atenúa mucho a bajas frecuencias, se decidió no medir a frecuencias inferiores por no ser confiables las mediciones. A medida que se aumenta la frecuencia de la señal de entrada, el capacitor comienza a comportarse como un cable, disminuyendo la impedancia de entrada.

4.6.2. Circuito integrador

En la Figura 4.9 se muestra la medición de la impedancia de entrada vista por el generador en función de la frecuencia.

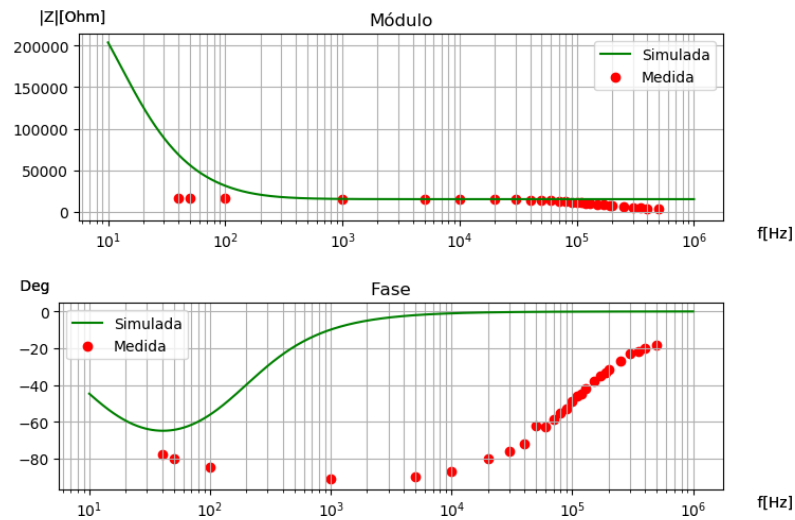


FIGURA 4.9: Superposición de impedancia de entrada simulada y medida del integrador sin compensar

Se puede explicar la caída del módulo de la impedancia de entrada con el aumento de la frecuencia dado que para mayores frecuencias, el capacitor de la realimentación baja su impedancia, y V_o baja porque el circuito atenúa mucho, entonces la impedancia de entrada baja porque a la resistencia de entrada del operacional R_{id} se le presenta en paralelo una baja impedancia.

4.7. Circuitos compensados

Habiendo realizado las mediciones de los circuitos, y como se explica en las secciones 4.5.1 y 4.4.2, éstos circuitos no presentan un comportamiento ideal, lo que causa problemas en muchas frecuencias. Para minimizar los problemas, se colocan resistencias de compensación en ambos circuitos, que corrigen los problemas comentados, a costa de tener un menor rango de frecuencias en el que los circuitos actúan como derivador e integrador .

4.7.1. Derivador

Como se mencionó anteriormente, el problema del derivador es que presenta una respuesta natural muy poco amortiguada. Entonces, hay una respuesta transitoria muy apreciable para frecuencias medias. Con la compensación se busca eliminar dicha respuesta transitoria para que el sistema derive correctamente, es decir, se busca elevar el valor de ξ para que sea más cercano al amortiguamiento crítico. Desde el punto de vista de las frecuencias, el bajo amortiguamiento causa que haya un sobrepico en la frecuencia de corte del polo, como se puede observar en la transferencia teórica presentada anteriormente, de modo que cuanto mayor sea el valor de ξ , el sobrepico será menos abrupto.

Para lograr la compensación se debe colocar una resistencia en serie a la entrada del circuito debido a que lo que le sucede al circuito es que a altas frecuencias el capacitor se comporta como un corto circuito, si se pusiera la resistencia en paralelo, no solucionaría el problema. Se coloca una resistencia con el valor necesario, es decir, que a altas frecuencias establezca la transferencia pero

que a bajas frecuencias sea despreciable con respecto a la impedancia que presenta el capacitor. De ésta forma, se evitaría éste problema.

Para llegar al valor que esta resistencia debía tener para funcionar hasta la mayor frecuencia posible, y a su vez, quitar el sobrepico de la transferencia se buscó que el sistema sea críticamente amortiguado, es decir, que el valor de ξ sea 1 utilizando la ecuación 4.15, donde R_c es la resistencia de compensación..

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{A_o w_p}{C(R + R_c)}} \left(C(R_c + \frac{R}{A_o}) + \frac{1}{A_o w_p} \right) \quad (4.15)$$

Al igualar a 1 para encontrar amortiguamiento crítico se llega a que el valor óptimo para ésta resistencia es:

$$R_c = 306 \Omega \quad (4.16)$$

Dado que 306Ω no es un valor comercial, se utilizó un preset para llegar a este valor y poder tener un sistema críticamente amortiguado.

En la figura 4.10 se puede ver la comparación entre las mediciones de la transferencia del circuito compensado y el no compensado.

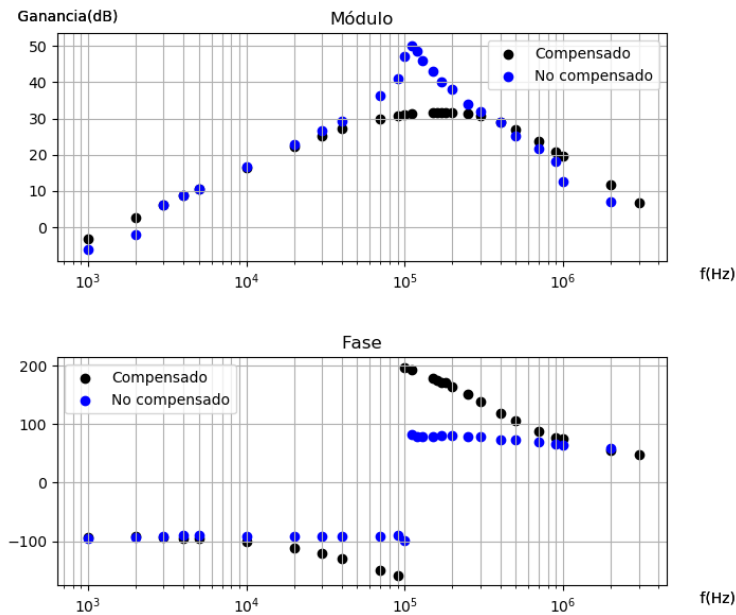
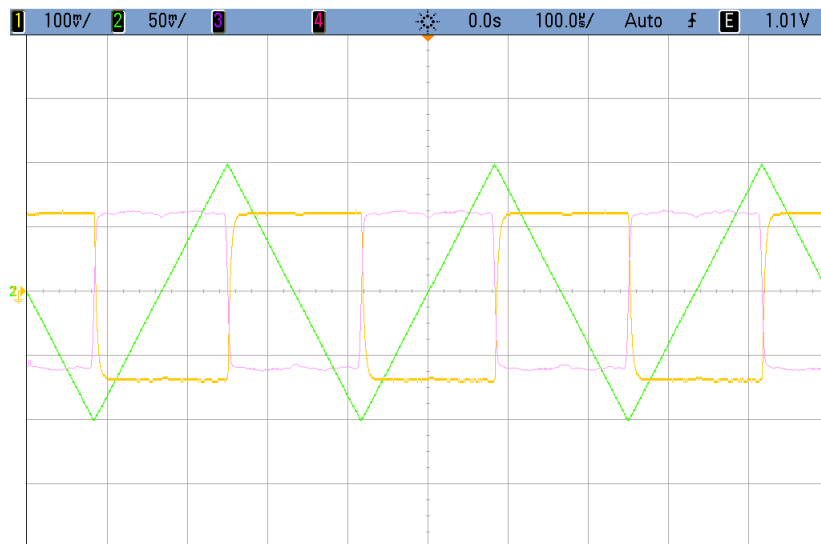


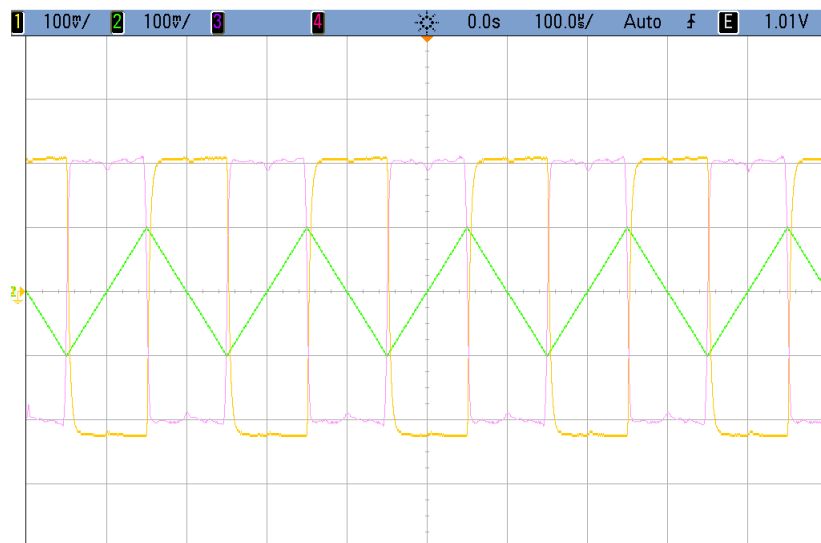
FIGURA 4.10: Comparación entre el derivador compensado y el no compensado.

Se puede observar que al agregarle la resistencia de compensación al circuito, el sobrepico que había en la función transferencia desaparece. Con respecto a la fase, que es la que determina el carácter del circuito como derivador, se observa que se mantiene alrededor de -90° hasta 10 kHz , una década antes del polo. Si bien una resistencia de compensación menor hubiera dado un menor error en la fase, es decir, un comportamiento como derivador hasta una mayor frecuencia, la respuesta transitoria habría seguido siendo subamortiguada y seguiría habiendo un pequeño

sobrepico en la transferencia. A continuación se muestra la respuesta del circuito compensado ante señales no sinusoidales, en este caso una triangular para poder observar su comportamiento derivador y la señal rosa es la derivada de la función triangular medida en *math* del osciloscopio.



(a) Comportamiento a bajas frecuencias



(b) Comportamiento a altas frecuencias

FIGURA 4.11: Comportamiento del derivador compensado

En la figura 4.11 a) se puede ver el circuito funcionando a bajas frecuencias, mientras que la figura 4.11 b) lo muestra a mayores frecuencias. También se puede apreciar como a mayores frecuencias el circuito amplifica la señal de entrada. A diferencia del circuito sin compensar, en éste caso la salida no tiene una oscilación montada, reflejando el amortiguamiento crítico.

Luego se mide la impedancia de entrada del circuito compensado de la forma utilizada para medir el circuito no compensado.

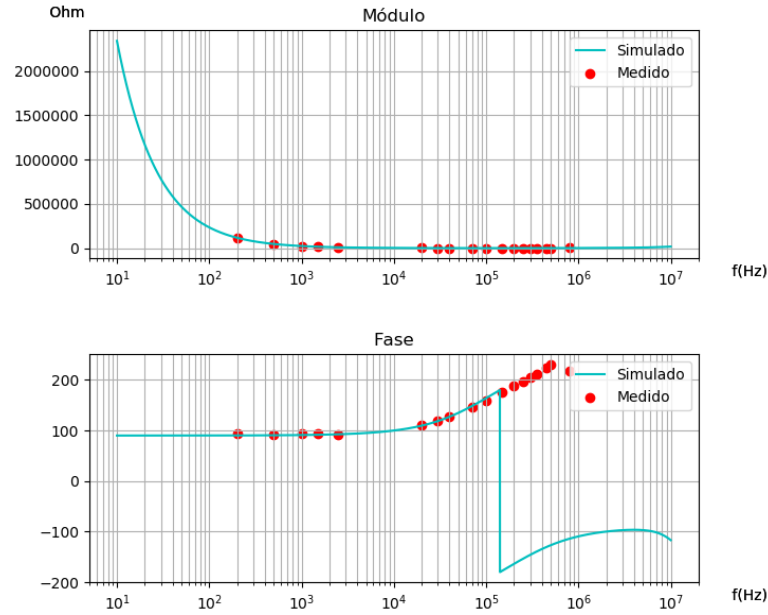


FIGURA 4.12: Comparación entre la impedancia de entrada del derivador compensado medido y simulado

4.7.2. Integrador

Para éste caso, como el problema es que el capacitor se abre a bajas frecuencias, se debe poner una resistencia en paralelo, para que al abrirse el capacitor pueda circular corriente por la realimentación y así evitar la saturación del operacional debido a corrientes de bias, V_{io} y un pequeño offset que pueda tener el generador.

Para elegir el valor de la resistencia, se busca bajar la ganancia en corriente continua para evitar el problema del corrimiento por pequeñas componentes de continua, teniendo el mayor rango de frecuencias en el que el sistema actúe como integrador, es decir, tenga un fase de 90° . El valor de resistencia elegido en base a las simulaciones es:

$$R = 560k\Omega \quad (4.17)$$

En la Figura 4.13 se muestra la respuesta en frecuencia medida para el circuito compensado contrastada con la simulada, y con la teórica del no compensado para observar como baja la ganancia en continua a costa de empezar a integrar a una frecuencia más alta, de $1kHz$. Con una resistencia mayor, habría frecuencia menor para empezar a integrar, pero una mayor ganancia en corriente continua. Se deja de medir a los $500 kHz$ ya que a esa altura la atenuación es muy grande y las mediciones se vuelven poco precisas.

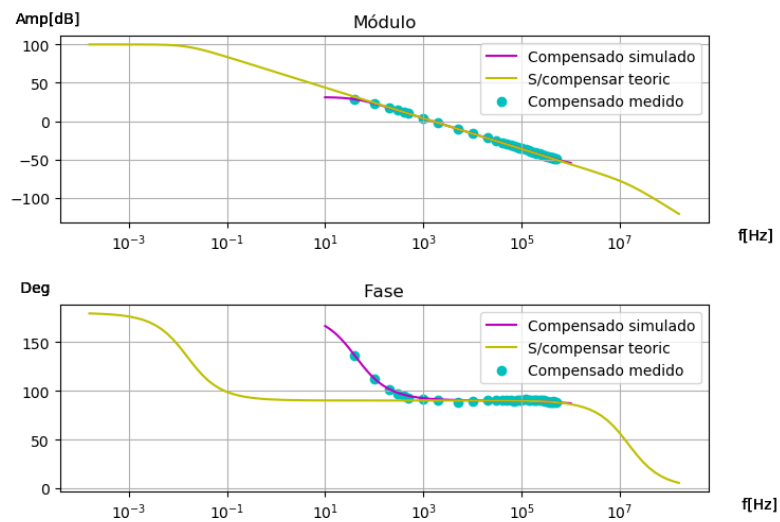


FIGURA 4.13: Comparación entre el integrador compensado medido, simulado y el no compensado teórico.

En la Figura 4.14 se muestra el comportamiento del integrador compensado ante una señal cuadrada. A diferencia del caso sin compensar, la señal observada a la salida es mucho más cercana a una triangular, ya que en este caso el operacional no está saturando por continua.

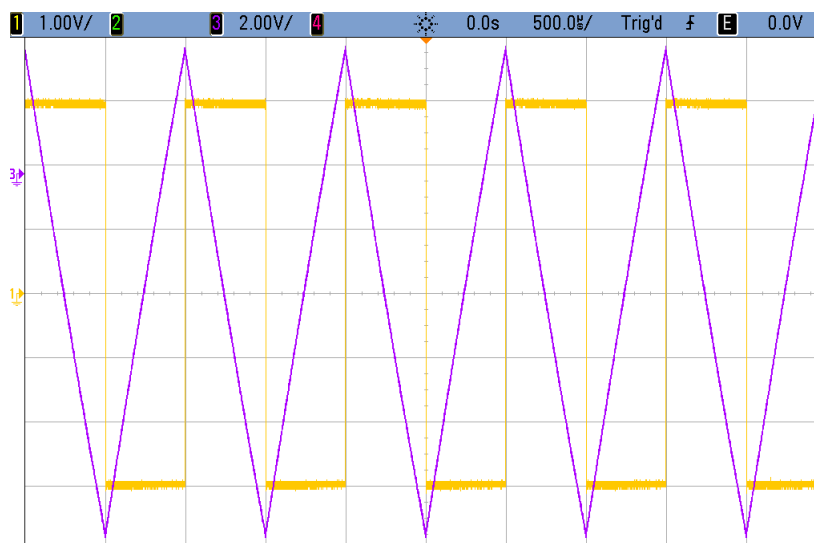


FIGURA 4.14: Respuesta del integrador compensado a una señal cuadrada

Por último, en la Figura 4.15 se muestra la medición de la nueva impedancia de entrada contrastada con la simulación.

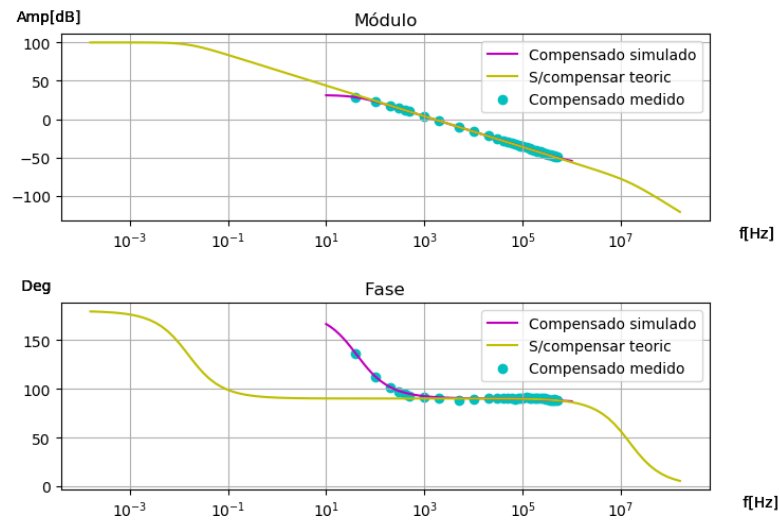


FIGURA 4.15: Impedancia de entrada del integrador compensado en modulo y fase

4.8. Conclusión

En este ejercicio se pudo trabajar con problemas reales que los circuitos presentan al trabajar con amplificadores operacionales debido a su comportamiento cambiante según la frecuencia a la cuál se trabaja, y la influencia de los efectos no ideales presentes en los circuitos, que por ejemplo causaban en el integrador sin compensar el corrimiento de la salida y su saturación. Lo más importante es que mediante las resistencias de compensación se lograron sortear dichos obstáculos, siempre a costa de perder en algún aspecto. En el caso de estos circuitos lo que se perdió fue ancho de banda en el cual los circuitos se comportan como derivador e integrador. Se puede concluir que de este ejercicio se aprende a buscarle una solución a los problemas que surgen en la puesta en práctica de circuitos que en la teoría no tienen ningún problema.

5. Distorsión

5.1. Introducción

En ésta sección se presenta el desarrollo del circuito de un pedal de distorsión de guitarra eléctrica.

5.2. Elección de componentes

El circuito del pedal se muestra en la Figura 5.1. Se lo puede dividir en 4 etapas: alimentación, entrada, amplificación y distorsión.

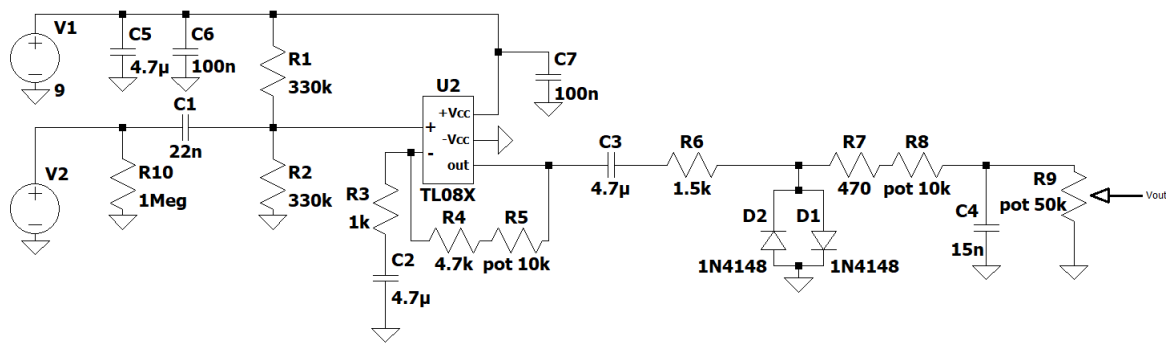


FIGURA 5.1: Circuito del pedal

5.2.1. Etapa de alimentación

La alimentación del circuito V_1 es una batería de 9V. Para evitar daños por corrientes de Ripple, se colocan el capacitor C_5 en la alimentación. Es necesario un capacitor grande para las altas corrientes, por lo que C_5 es de $4.7\mu F$. Además, como puede haber ruido de alta frecuencia, se coloca otro capacitor en la alimentación, C_6 , para evitar que ese ruido afecte al resto del circuito. Este segundo capacitor debe ser de rápida respuesta, por lo que se utiliza un cerámico de $100nF$. Por último, se coloca C_7 como capacitor de desacople en caso de que el amplificador operacional necesite un pico de corriente. Como también debe responder rápidamente, se utiliza un cerámico de $100nF$, igual a C_6 .

5.2.2. Etapa de entrada

En esta etapa se prepara la señal de entrada de la guitarra para la amplificación. El capacitor C_1 en conjunto con R_2 actúan como un filtro pasa-altos, para eliminar una posible componente de continua a la entrada. Como en esta etapa no se busca atenuar ninguna señal proveniente de la guitarra, la frecuencia de corte del pasa-bajos debe ser inferior a 82Hz, que es aproximadamente la frecuencia más baja que puede salir de la guitarra, la nota Mi de la sexta cuerda al aire. Analizando

la respuesta en frecuencia del divisor de tensión obtenemos:

$$H_1(s) = \frac{R_2}{\frac{1}{s \cdot C_1} + R_2}$$

$$H_1(s) = \frac{s \cdot C_1 R_2}{1 + s \cdot C_1 \cdot R_2}$$

Con lo que la frecuencia de corte deseada se determina mediante:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot C_1 \cdot R_2} \quad (5.1)$$

Se eligió una frecuencia de corte de aproximadamente 22 Hz, con C_1 de 22 nF y R_2 de 330 kΩ. En la Figura 5.2 se puede observar la transferencia del filtro.

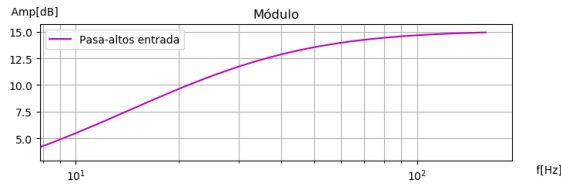


FIGURA 5.2: Modulo del filtro pasa-altos de la etapa de entrada

Como la alimentación del operacional es de 9V no partida, éste no es capaz de entregar tensiones negativas a la salida. Teniendo en cuenta que la señal de entrada de la guitarra oscila alrededor de los 0V, tomando valores negativos, es necesario superponer una componente de tensión continua a la entrada del operacional para que las partes negativas de la señal de la guitarra no sean recortadas por el amplificador. Como la salida del operacional es de entre 0V y V_{CC} , a la entrada se desea que haya $V_{CC}/2$ de continua superpuestos para que la salida sature recién al alcanzar la máxima amplitud posible, que depende de la ganancia. Para lograr superponer una tensión continua, R_1 en conjunto con R_2 actúan como un divisor resistivo, y se elige $R_1 = R_2$ para que la tensión sea de $V_{CC}/2$.

Por último, la resistencia R_{10} actúa como una resistencia de pull-down, la misma cumple la función de conectar a tierra el extremo del capacitor C_1 , el cual al ser un componente real y no ideal, presentara una pequeña diferencia de potencial cuando no se encuentra conectado el input del circuito. Esta pequeña diferencia de potencial generaría 'pops' al conectar la guitarra, lo cual empeora la experiencia que podría tener el usuario.

5.2.3. Etapa amplificadora

Las conexiones del amplificador corresponden a una configuración no inversora, con el agregado del capacitor C_2 .

Asumiendo inicialmente que la ganancia de esta etapa será mucho menor que A_0 del amplificador utilizado, por lo que se puede considerar infinito y utilizar la relación de transferencia conocida para el circuito no inversor. Esta configuración tiene la siguiente transferencia:

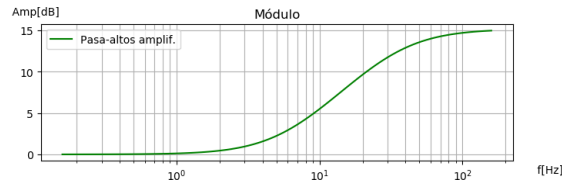


FIGURA 5.3: Transferencia filtro etapa amplificación

$$H_2(s) = 1 + \frac{R_4}{R_3 + \frac{1}{s \cdot C_2}}$$

$$H_2(s) = \frac{s \cdot C_2 \cdot (R_3 + R_4) + 1}{s \cdot C_2 \cdot R_3 + 1}$$

Observando esta relación se pudo evidenciar que a partir de una determinada frecuencia, dada por la ecuación 5.2, el circuito comienza a amplificar, ya que posee un cero en dicha frecuencia, y para las frecuencias menores realiza amplificaciones muy pequeñas. Luego, debido al polo que presenta, la amplificación llega a su máximo, determinado mediante la ecuación 5.4, y permanece constante para frecuencias mayores a la descrita por la ecuación 5.3.

$$f_1 = \frac{1}{C_2 \cdot (R_3 + R_4)} \quad (5.2)$$

$$f_2 = \frac{1}{C_2 R_3} \quad (5.3)$$

$$G = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad (5.4)$$

Con esta configuración, cuya transferencia para una ganancia de 5 veces se puede observar en la Figura 5.3, se logra evitar amplificar la señal de continua sobre la cual en la etapa previa del circuito se encontraba superpuesta la señal proveniente de la guitarra. A su vez se logra amplificar la señal en el rango audible, si las frecuencias f_1 y f_2 antes mencionadas se encuentran dentro de dicho rango, lo cual es necesario para luego realizar la distorsión alinear que se buscó al diseñar el circuito.

Siendo la salida típica de una guitarra eléctrica una señal que comprendida entre valores de tensión de ± 500 mV, y teniendo en cuenta que la misma se encuentra superpuesta con una señal de continua de 4,5V, para que la misma no sature a la salida del amplificador operacional la ganancia mínima debe ser menor a 8 veces, y también se debe poder amplificar pequeñas señales del orden de los 50 mV hasta valores de 700 mV, para que la distorsión también genere efectos alineales, por lo tanto la ganancia máxima debía ser del orden de 14 veces. Con este rango de valores de ganancias se pudo comparar con los especificados en el amplificador operacional TL-082, y se pudo observar que es mucho menor que el A_0 dado, el cual se encuentra en una rango de 25000 a 100000. Con lo cual lo asumido previamente sobre la posibilidad de despreciar los efectos de A_0 finito, es correcto.

Con estas consideraciones sobre los límites de la ganancia y teniendo en cuenta que poder regular

la ganancia es usual en los dispositivos utilizados para la musica, se decidió formar R_4 utilizando un potenciómetro y una resistencia fija, y para que el valor de la ganancia se maneje en su mayoría mediante el potenciómetro se decidió que el valor de R_3 fuese pequeño, en comparación a los que ofrecen los potenciómetro, por lo tanto se optó por una resistencia de $1k\Omega$. Para obtener una ganancia mínima menor a 8 veces y máxima de alrededor de 14 veces, se eligió una resistencia fija de $4.7k\Omega$ y un potenciómetro variable de $10k\Omega$. Finalmente para que la amplificación sea efectiva en todo el rango de la frecuencia audible y no así para señales de tensión continua, se eligió un capacitor $C_2 = 4.7\mu F$ con el que se obtiene la frecuencia en la cual inicia la amplificación en el rango de 2 a 6 Hz, y la misma se estabiliza y se vuelve constante a 33 Hz lo cual provoca que la amplificación de las señales en el rango de frecuencias que emite la guitarra sea la misma, lo cual evita que se introduzcan distorsiones en la señal audible en la etapa de amplificación.

Como no se quiere que la salida tenga componente de continua, se coloca el capacitor C_3 a la salida de la amplificación para filtrarla. Debe ser de gran capacidad para presentarle una baja impedancia a cualquier señal con frecuencias del rango audible, por lo que se utiliza un electrolítico de $4.7\mu F$.

5.2.4. Etapa de distorsión

La última etapa es la que se encarga de hacer el efecto de distorsión. Para lograr el efecto, se recorta la señal, acción conocida como clipping. Dicho recorte se realiza con los diodos D_1 y D_2 . Se utilizan diodos 1N4148 amplia utilización en aplicaciones relacionadas a la música debido a alta velocidad de respuesta.

La resistencia R_6 es necesaria para limitar la corriente que sale del amplificador por dos motivos. En primer lugar, porque según la hoja de datos del TL082, éste llega a entregar hasta 20mA como máximo, por lo que si la resistencia es muy pequeña, la corriente a la salida de la etapa de amplificación podría saturar. En segundo lugar, para que no circule corriente en exceso por los diodos en el momento en que éstos se activan. Con una resistencia de $1.5k\Omega$, la corriente a la salida del amplificador es de aproximadamente 3mA, con lo que se está a salvo de los dos posibles problemas, ya que 3mA no es una corriente excesiva para los diodos 1N4148.

Para que el clipping no sea tan abrupto, la resistencia R_7 junto con el capacitor C_4 forman un filtro pasa-bajos para atenuar las frecuencias altas, para poder evitar que suene mal el recorte de la señal. Para poder controlar esta atenuación, se decidió hacerla variable, pudiendo tener una frecuencia de corte de entre 1 kHz (soft clipping) y 23 kHz (hard clipping). Para esto se eligió R_7 de 470Ω en serie con un potenciómetro de $10k\Omega$ y C_4 de $15nF$. Se regula el volumen mediante un potenciómetro de $50k\Omega$, representado por R_8 . Si bien éste potenciómetro en realidad forma parte del filtro anterior, como la resistencia es muy grande no se la tiene en cuenta, ya que tan sólo produce una diferencia de 2dB como mucho en las cuentas.

En la Figura 5.4 se muestra la transferencia del filtro pasa-bajos con la frecuencia de corte al mínimo.

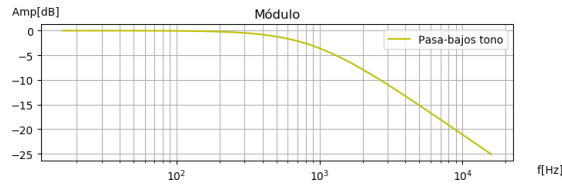


FIGURA 5.4: Módulo de la transferencia del pasa-bajos de tono

5.3. Elección e Influencia del Amplificador Operacional

La elección del amplificador fue realizada en base a varios factores. Como primera característica técnica se considera el slew-rate. Considerando el peor caso, con una señal de entrada de 1200 mV_{pp} , y a una frecuencia de 15 kHz , que es de las más altas que pueden proveer la guitarra, y con la ganancia máxima de 15 veces, la máxima pendiente de crecimiento a la salida del opam será:

$$\begin{aligned} m_{max} &= G \cdot A \cdot 2\pi \cdot f = 15 \cdot 600\text{mV} \cdot 2\pi \cdot 15\text{kHz} \\ m_{max} &= 0.84 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \end{aligned} \quad (5.5)$$

El amplificador elegido debe tener un slew-rate superior a $0.84 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$ para evitar éste tipo de saturación, que no es deseada porque la distorsión buscada por el pedal no la involucra, y se escucharía mal. En segundo lugar, como la ganancia máxima es de 15 veces y la máxima frecuencia que interesa amplificar proveniente de la guitarra es de aproximadamente 15 kHz , se tiene que

$$G_{max} \cdot f_o = 225\text{kHz} \quad (5.6)$$

Por lo tanto, el GBP del operacional debe ser mayor a 225kHz .

Se eligió el amplificador operacional TL082, muy utilizado en el ámbito de la música por su alta fidelidad, dado que para aplicaciones relacionadas a éste ambito se eligen los componentes que mejor suenen al oído humano, tratándose ésto de algo subjetivo. Por lo tanto, el uso en aplicaciones relacionadas se considera un factor muy importante a la hora de elegir el componente.

En cuanto a las características técnicas, el TL082 tiene un SR de $16\text{ V}/\mu\text{s}$ y un GBP mínimo de 2.5 MHz , con lo que cumple los requerimientos del circuito.

5.3.1. Influencia del TL082

La ganancia a lazo abierto en corriente continua del TL082 tiene un valor típico de 200.000, con lo que su polo dominante se encuentra a la siguiente frecuencia:

$$f_p = GBP/A_o = 12.5\text{Hz} \quad (5.7)$$

Por lo tanto, el valor de A_{vol} para la mayor frecuencia que interesa amplificar es:

$$|A(j2\pi 15\text{kHz})| = \left| \frac{200.000}{1 + j15\text{kHz}/12.5\text{Hz}} \right| \approx 166,66 \quad (5.8)$$

Como la máxima ganancia del circuito es de 15 veces, para todas las frecuencias se cumple que la ganancia es mucho menor que A_{vol} , por lo que el valor finito y el polo de A_{vol} no tienen influencia en el análisis.

En cuanto a las corrientes de bias, éstas tienen un valor máximo de 200pA según la hoja de datos. A la hora de calcular el offset de continua a la entrada del operacional se desprecia esta corriente para calcular un divisor resistivo entre R_1 y R_2 , y por eso se eligieron resistencias de igual valor, para que la señal tenga el mismo margen de amplitud a la salida para arriba que para abajo. Si la corriente a la entrada del operacional influyera, provocaría que caiga más tensión en R_1 que en R_2 , causando que a la entrada del operacional haya menos de $4.5V_{DC}$. Por lo tanto, la señal no tendría el mismo margen de amplitud para arriba que para abajo y saturaría el operacional antes de un lado que del otro. Sin embargo, como la tensión de alimentación es de $9V$, y R_1 y R_2 son de $330k\Omega$, la corriente que circula por ellas es del orden de los μA , con lo que la corriente de bias del orden de los pA es despreciable.

5.4. Mediciones y Análisis de Resultados

5.4.1. Salida de una guitarra

En primer lugar, para saber qué tensión iba a haber a la entrada del circuito, se midió la salida de una guitarra eléctrica. Las mediciones arrojaron que la tensión varía entre 50mV y 500mV de amplitud. En la Figura 5.5 se muestra la salida tocando tanto una cuerda suelta como un acorde a volumen medio. En ambos casos, la señal tiene una amplitud de 200mV .

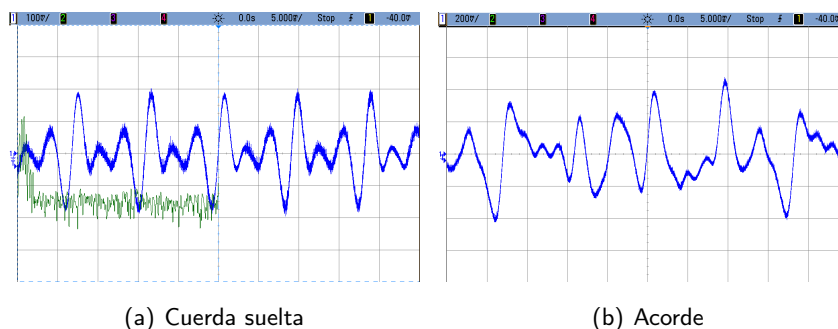


FIGURA 5.5: Salida de una guitarra eléctrica tocando a volumen medio

5.4.2. Respuesta en frecuencia

Se muestra la respuesta en frecuencia del sistema la cual tiene su mayor etapa de amplificación en el rango audible, pero varía según la relación en que se encuentren los potenciómetros.

Asumiendo que una etapa del circuito no carga a la anterior se puede caracterizar al sistema con

la siguiente función transferencia:

$$H(s) = \frac{s^2 C_1 C_2 R_2 (R_3 + R_4) + S R_2 C_1}{S^3 C_1 C_2 C_4 R_3 R_4 R_8 + s^2 (C_1 C_2 R_3 R_4 + C_4 R_8 (C_1 R_2 + C_2 R_3)) + s (C_1 R_2 + C_2 R_3 + C_4 R_8) + 1} \quad (5.9)$$

En la Figura 5.6 se puede observar el diagrama de Bode medido del circuito contrastado con el teórico. Los polos y ceros se encuentran en las frecuencias dichas en la explicación del funcionamiento del circuito. La medición se realizó con la ganancia al mínimo para evitar la saturación, la frecuencia de corte del tono al mínimo y el volumen no estaba al máximo.

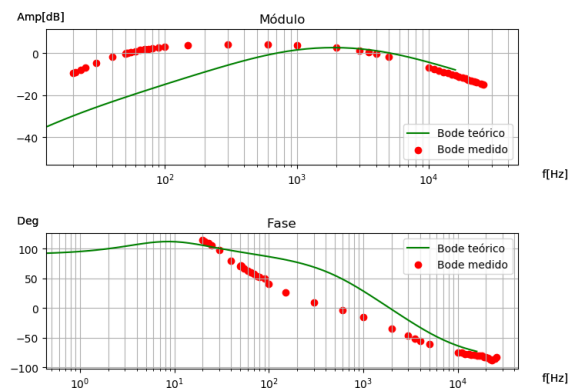


FIGURA 5.6: Diagrama de bode en módulo y fase contrastado con el teórico

Por último, en la Figura 5.7 se muestra la salida del circuito para una entrada de 440Hz y 200mV de amplitud, donde se pueden observar los efectos alineales buscados para distorsionar.

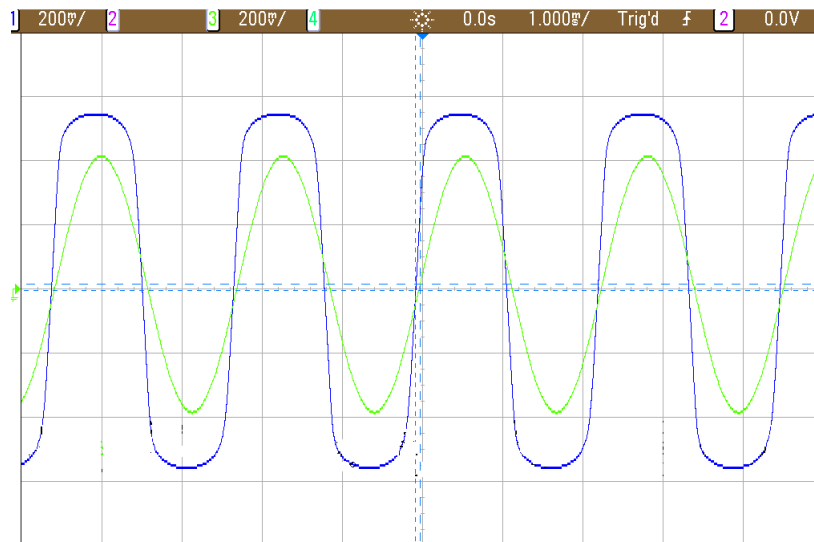


FIGURA 5.7: Salida para una entrada de 440Hz del generador de señales

A modo de cierre, se concluye que se logró el objetivo de realizar un pedal de distorsión dado que realiza la distorsión esperada en un principio.

6. Circuito de Aplicación

6.1. Análisis Teorico

6.1.1. Transformación

Según las especificaciones requeridas, el circuito debe transformar la salida del integrado LM35, en el rango de (35°C-45°C), a una tensión de salida en el rango de (0V-5V) la cual aumente linealmente con el aumento de la temperatura.

$$X(T) = 10 \frac{mV}{^{\circ}C} \cdot T \quad (6.1)$$

$$Y(T) = \frac{5V}{10^{\circ}C} \cdot (T - 35^{\circ}C) \quad (6.2)$$

$$Y(T) = 50 \cdot (X(T) - 350mV)$$

Siendo la salida del integrado la descrita por la ecuación 6.1, y la salida del necesario la descrita por la ecuación 6.2, se pudo observar que tomando como entrada la señal del LM35, para lograr lo requerido era necesario aplicarle un offset a la señal y posteriormente amplificarla.

Otra cuestión importante para tener en cuenta es el error que maneja el circuito, ya que en el rango de temperaturas en el que se quiere utilizar, el error no debe superar el que presenta el sensor LM35, el cual es de 0,25°C a temperatura ambiente, con lo cual la forma de implementar el amplificación y el offset a la señal de salida del integrando, no deben superar dicho margen de error.

6.1.2. Circuito

Para implementar la ecuación 6.2 se optó por un circuito sumador-inversor, el cual podría realizar ambas operaciones, la amplificación y la suma del offset, en la misma etapa. Resolviendo el circuito de la figura 6.2, asumiendo el operacional como uno ideal, lo cual es posible ya que se buscaba trabajar con una ganancia de 50 veces, y la frecuencia también sería muy baja debido a que los

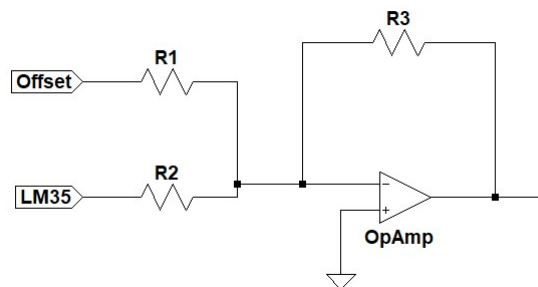


FIGURA 6.1: Circuito sumador

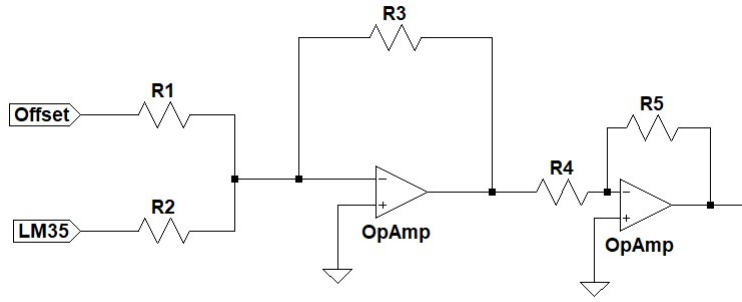


FIGURA 6.2: Circuito completo

cambios físicos de la temperatura se llevan a cabo en procesos lentos, por lo tanto basta utilizar un operacional cuya ganancia en continua sea mucho mayor en comparación a la requerida para que lo asumido sea correcto, se obtuvo la ecuación 6.3, la cual muestra que la salida saldrá invertida ante las entradas positivas del LM35, por lo tanto fue necesaria otra etapa para invertir nuevamente la salida.

$$V_{out} = -\frac{R_3}{R_1}V_{offset} - \frac{R_3}{R_2}V_{LM35} \quad (6.3)$$

Para invertir la salida fue necesario colocar otro operacional en una configuración de inversor y resolviendo el circuito de la figura 6.2, se obtuvo la ecuación 6.4.

$$\begin{aligned} V_{out} &= -\frac{R_5}{R_4} \cdot \left(-\frac{R_3}{R_1}V_{offset} - \frac{R_3}{R_2}V_{LM35} \right) \\ V_{out} &= \frac{R_5 R_3}{R_4 R_1} \cdot \left(V_{LM35} + \frac{R_1}{R_2}V_{offset} \right) \end{aligned} \quad (6.4)$$

Con esta ecuación se puede observar que se presenta la posibilidad de realizar la amplificación de forma repartida entre el primer y el segundo amplificador, pero esto no sería una buena opción debido a que en el segundo operacional se estaría amplificando en ruido insertado al circuito por el primer opamp, por lo tanto se decidió tomar $R_4 = R_5$, para que el segundo opamp tenga la función de invertir la señal.

Otra observación que se puede hacer de la expresión obtenida es que la resistencia R_1 esta involucrada tanto en la amplificación como en la determinación del offset, por lo tanto para facilitar la calibración del circuito se colocó una resistencia fija en dicha posición, con lo cual para satisfacer la ecuación 6.2 se debe tener $R_3 = 50R_1$.

$$\begin{aligned} Offset &= \frac{R_1 \cdot V_{offset}}{R_2} = -350mV \\ \frac{R_1 \cdot V_{offset}}{-350mV} &= R_2 \end{aligned} \quad (6.5)$$

Luego con la ecuación 6.5 se obtuvo una expresión para la resistencia R_2 , la cual depende directamente del valor de la tensión utilizada para formar dicho desfasaje, por lo tanto para reducir el error en este aspecto es necesario que V_{offset} tenga un valor preciso con pocas variaciones para poder mantener al circuito calibrado.

6.2. Elección de componentes

Los primeros componentes a elegir fueron los operacionales utilizados, ya que el análisis fue basado en que por sus características podía ser considerado ideal, por lo tanto se debió buscar uno que cumpla con dichos requisitos, con lo cual se escogió el TL-082, el cual en un mismo encapsulado integra ambos opamps necesarios, presenta una impedancia de entrada del orden de $1T\Omega$ y A_0 en el orden de 200k, lo cual es mucho mayor a la ganancia de 50 veces requerida.

Luego para las resistencias fijas R_2, R_4, R_5 se buscó un valor que no genere corrientes elevadas y tampoco introduzca ruido térmico al circuito, por lo tanto se tomaron resistencias de $1k\Omega$.

Posteriormente para la ganancia se propuso formar R_3 mediante una resistencia fija y un preset para poder calibrar el circuito, por lo tanto siendo que R_3 tiene que ser del orden de $50k\Omega$, se escogió una resistencia fija de $39k\Omega$ y planteando los casos límites de las tolerancias de las resistencias que involucran la ganancia se evaluó el valor para el preset.

$$\begin{aligned}
 G &= 50 \\
 50 &= \frac{R_5(Preset + R_{aux})}{R_4 R_1} \\
 \text{Limite inferior:} \quad 50 &= \frac{1k\Omega \cdot 1,05(Preset + 39k\Omega \cdot 1,05)}{1k\Omega \cdot 0,95 \cdot 1k\Omega \cdot 0,95} \\
 Preset &= \frac{50 \cdot 0,95^2 \cdot 1k\Omega}{1,05} - 39k\Omega \cdot 1,05 = 2k\Omega \\
 \text{Limite superior:} \quad 50 &= \frac{1k\Omega \cdot 0,95(Preset + 39k\Omega \cdot 0,95)}{1k\Omega \cdot 1,05 \cdot 1k\Omega \cdot 1,05} \\
 Preset &= \frac{50 \cdot 1,05^2 \cdot 1k\Omega}{0,95} - 39k\Omega \cdot 0,95 = 21k\Omega
 \end{aligned}$$

Para los valores obtenidos es posible cubrir todos los casos mediante un preset de $25k\Omega$ y 25 vueltas. Asumiendo que se puede obtener una precisión de un cuarto de vuelta en el ajuste del preset, podemos decir que el error del mismo es de 250Ω , por lo tanto su influencia en el valor de tensión de salida se ve descrita en la expresión 6.6.

En la misma se obtuvo un error de 25mV lo cual representa a la salida una incerteza de $0,05^\circ C$, que es menor al que presenta el sensor, por lo cual, el uso de un preset de $25k\Omega$ y 25 vueltas es

adecuado para esta aplicación.

$$\begin{aligned}
 Error &= \frac{d}{dP_{\text{Preset}}}(Y(T)) \cdot \epsilon_P \\
 Error &= \frac{R_5 \cdot (V_{LM35} - 350mV)}{R_4 R_1} \cdot \epsilon_P \\
 \text{Caso límite: } Error &= \frac{1k\Omega \cdot (450mV - 350mV)}{1k\Omega \cdot 1k\Omega} \cdot 250\Omega = 25mV
 \end{aligned} \tag{6.6}$$

Para la elección de los componentes que conforman la parte del offset se realizó un análisis similar y como ya se mencionó anteriormente para obtener un valor preciso de offset, según lo observado en la ecuación 6.5, es necesario que V_{offset} tenga pequeñas variaciones, por lo tanto se optó por utilizar el regulador de tensión LM-7905 el cual siendo alimentado con una tensión de -7V a -20V, garantiza a la salida una tensión de -5V con un error del 4 %, lo cual permite reducir el rango de valores que debería tomar R_2 si la señal, para formar el offset, fuese tomada directamente de la fuente, y con esto es posible utilizar un preset de menor valor pero con mayor precisión.

$$R_2 = -\frac{1k\Omega \epsilon_R \cdot V_{\text{offset}} \epsilon_V}{350mV} \tag{6.7}$$

Casos	$R_2[\Omega]$
$\epsilon_R=1.05, \epsilon_V=1.04$	15,6k
$\epsilon_R=0.95, \epsilon_V=0.96$	13k

TABLA 6.1: Valores límites de R_2

Por los valores obtenidos en la tabla 6.1 podemos observar que con un preset de 20k Ω es posible cubrirlos todos. Realizando la derivada parcial de la expresión 6.2 respecto de R_2 se pudo obtener una expresión para la influencia del error del preset en la salida del circuito. Utilizando uno de 25k Ω y 25 vueltas, en la expresión 6.8 que presenta un error cercano a los 250mV a la salida lo que representa un error de 0,5°C, que es el doble del que presenta el sensor LM-35, por lo tanto esta opción no es apropiada.

$$\begin{aligned}
 Error &= \frac{d}{dR_2} \left(G \cdot \left(X(T) + \frac{R_1}{R_2} \cdot V_{\text{offset}} \right) \right) \cdot \epsilon_R \\
 Error &= G \cdot \frac{R_1 \cdot V_{\text{offset}}}{(R_2)^2} \cdot \epsilon_R \\
 Error &= 50 \cdot \frac{1k\Omega \cdot 5V}{(14,3k\Omega)^2} \cdot 200\Omega = 244mV
 \end{aligned} \tag{6.8}$$

Para reducir este error es necesario el uso de un preset de menor valor, por lo cual se decidió utilizar uno de 5k Ω en serie con una resistencia de 12k Ω , de esta forma se alcanzó un error 4 veces menor, lo cual es menor al error del sensor de temperatura utilizado.

Finalmente a la salida del circuito se incorporó una protección para cumplir con el requerimiento de que la tensión de salida no se encuentre fuera del rango (-1V;6V). Para ello se utilizó un diodo

zenner de 5.6V, y para limitar la corriente sobre el mismo se conecto una resistencia, la cual se calculo en base a la potencia del diodo. Al tratarse de un diodo de 0.5W por el mismo puede circular como máximo una corriente de:

$$I_z = \frac{P_z}{V_z} = \frac{0.5W}{5.6V} = 90mA$$

por lo tanto el valor de la resistencia colocada en serie viene dada por:

$$R = \frac{V_{max} - V_z}{I_z} = \frac{15V - 5.6V}{90mA} = 104\Omega$$

Tomando un margen de error se escogió una resistencia de 390Ω

6.3. Desarrollo final del Circuito

El diseño final del circuito se muestra en la figura 6.3. Respecto a lo analizado en las secciones previas se añadieron los capacitores de desacople para el TL-082, cerámicos de 100nF, además de los capacitores para el regulador de tensión LM-7905, cerámicos de 1μF, los cuales se encuentran ahí como impedancias bajas para pequeñas señales de alta frecuencias que son emitidas por el regulador es superposición a la señal de -5V.

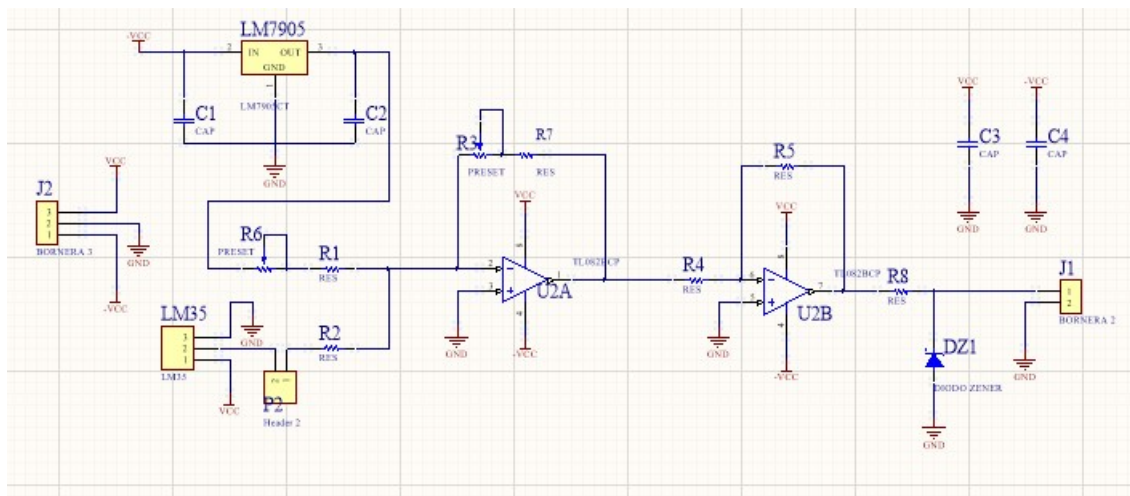


FIGURA 6.3: Esquemático del circuito sensor de temperaturas

Además se le añadió un par de pines entre la conexión del sensor LM-35 y el circuito para permitir ingresar una señal externa la cual sea utilizada para la calibración del circuito. Y teniendo en cuenta la tensión de input permitida por el TL-082, el LM-7905 y el LM-45, el rango de tensiones con el cual opera el circuito podrá ser con -Vcc entre -15v y -7v y +Vcc entre 5V y 15V, pero debido a que la tensión de salida del operacional debe poder llegar a los 5V, se debe alimentarlo con una tensión mayor ya que se esta trabajando con componentes reales, teniendo en cuenta dicha limitacion la tensión de alimentacion +Vcc debe ser mayor a 5V y tener un margen de error, por lo tanto se debió tomar el minimo valor de +Vcc como 7V.

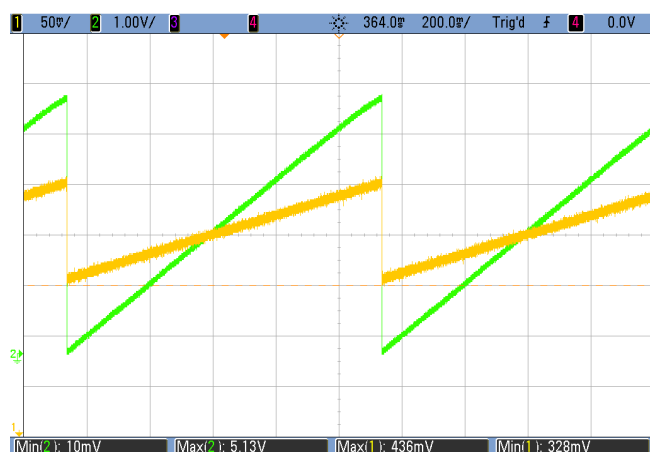


FIGURA 6.4: Ejemplo de calibración



FIGURA 6.5: Implementación en PCB del circuito

6.4. Calibración

Debido a la finalidad del circuito fue necesaria la incorporación de componentes que permitan realizar una calibración para poder ajustar los límites de la tensión de salida a la temperatura requerida, lo cual no hubiese sido posible utilizando componentes fijos.

Teniendo en cuenta la nomenclatura de los componentes mostrados en la figura 6.5, los dos componentes utilizados para la calibración son los presets R6 y R3.

Inicialmente utilizando el pin P2 se debe insertar al circuito una señal continua de 350mV, para simular la tensión emitida por el LM-35 a 35°C, y modificando el *presset* R6 se debe obtener a la salida una tensión de 0V. Una vez logrado esto, se debe cambiar la tensión de P2 a 450mV, y con el *presset* R3 se debe obtener a la salida una tensión de 5V.

Una vez calibrados los límites el circuito quedará calibrado y se puede comprobar la transformación lineal ingresando una rampa que tome valores entre 350mV y 450mV como se ejemplifica en la figura 6.4

6.5. Datasheet

Datos	Max	Ideal	Min	Unit
+Vcc	15	10	7	V
-Vcc	-15	-10	-7	V
Vout	6	(5-0)	-1	V
Zout		390		Ω
Rango Operativo	45		35	°C
ΔT		0.25		°C
Ganancia		500		$\frac{mV}{^\circ C}$

7. Conclusión

A modo de conclusión, tras haber trabajado con circuitos caracterizados por la presencia de amplificadores operaciones se cumplieron los distintos objetivos planteados. Fue posible observar, analizar y entender tanto el comportamiento de estos sistemas como sus posibles aplicaciones y sus limitaciones. A lo largo del presente trabajo, se desarrollaron los circuitos de forma física mediante el uso del software Altium y su posterior aplicación en PCB's y protoboards; se realizaron análisis teóricos sobre distintas condiciones; se simularon los circuitos mediante el software LTSpice para obtener otro punto de comparación; y se efectuaron diversas mediciones documentando la respuesta de los circuitos ante determinados escenarios.

Lógicamente, no en todos los casos la contrastación derivó en resultados similares. Sino, se evidenciaron casos donde lo teórico se aleja mucho de lo experimentado. Por dicha causa, se estudiaron los distintos factores que podrían estar actuando sobre los circuitos resultando en mediciones no esperables. Todas estas consideraciones fueron registradas y se estudiaron complejamente para un entendimiento en profundidad del asunto.