

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE BUENOS AIRES

22.01 TEORÍA DE CIRCUITOS

Trabajo práctico 2

Grupo 4

STEWART HARRIS, María Luz	57676
PARRA, Rocío	57669
PIERDOMINICI, Matías Nicolás	57498
GONZÁLEZ ORLANDO, Tomás Agustín	57090

Profesores

JACOBY, Daniel Andrés
IRIBARREN, Rodrigo Iñaki

Presentado: 04/09/2018

Índice

0.1	Modelo ideal	4
0.2	Otros modelos	5
0.3	Alimentación y saturación	5
0.4	Otros parámetros del <i>op amp</i>	6
1	Comportamiento de amplificadores operacionales	6
1.1	Introducción	6
1.2	Circuito inversor	7
1.2.1	Caso A_{vol} infinito	7
1.2.2	Caso A_{vol} finito	7
1.2.3	Caso A_{vol} con polo dominante	8
1.2.4	Alinealidades del amplificador operacional	11
1.2.5	DC sweep	11
1.2.6	Respuesta en frecuencia	13
1.2.7	Impedancia de entrada	17
1.2.8	Observaciones del circuito	20
1.3	Circuito no inversor	20
1.3.1	Caso A_{vol} infinito	20
1.3.2	Caso A_{vol} finito	21
1.3.3	Caso A_{vol} con polo dominante	21
1.3.4	DC sweep	23
1.3.5	Respuesta en frecuencia	24
1.3.6	Impedancia de entrada	28
1.3.7	Observaciones del circuito	30
1.4	Conclusión	30
2	Caracterización de amplificadores operacionales	31
2.1	Análisis matemático con modelo de polo dominante	31
2.2	Método de medición	32
2.3	Análisis de resultados	34
2.3.1	Respuesta en frecuencia	34
2.3.2	Impedancia de entrada	36
2.4	Conclusiones	37
3	Medición corriente de bias y tensión de offset	41
3.1	Importancia de las corrientes de bias y la tensión de offset	41
3.2	Circuitos con realimentación	42
3.3	Funcionamiento del circuito	44
3.3.1	Funcionamiento en DC: mediciones de V_{IO} y I_B	48
3.3.2	Funcionamiento en AC	48
3.4	Estabilidad en diferentes configuraciones	49
3.4.1	Configuración consigna	49
3.4.2	Otras configuraciones	49
4	Circuitos integradores y derivadores	50

4.1	Análisis matemático	51
4.1.1	A_0 infinito	51
4.1.2	A_0 finito	51
4.1.3	$A_{vol}(s)$	52
4.2	Derivador	52
4.2.1	Análisis matemático: respuesta en frecuencia	53
4.2.2	Análisis matemático: impedancia de entrada	53
4.2.3	Análisis de resultados: respuesta en frecuencia	55
4.2.4	Análisis de resultados: impedancia de entrada	57
4.2.5	Análisis de resultados: respuesta transitoria	58
4.3	Derivador compensado	60
4.3.1	Análisis matemático: respuesta en frecuencia	60
4.3.2	Análisis matemático: impedancia de entada	61
4.3.3	Análisis de resultados: respuesta en frecuencia	61
4.3.4	Análisis de resultlados: impedancia de entrada	63
4.3.5	Análisis de resultados: respuesta transitoria	64
4.4	Integrador	66
4.4.1	Análisis matemático: respuesta en frecuencia	66
4.4.2	Análisis matemático: impedancia de entrada	67
4.4.3	Análisis de resultados: respuesta en frecuencia	68
4.4.4	Análisis de resultados: impedancia de entrada	69
4.4.5	Análisis de resultados: respuesta transitoria	70
4.5	Integrador compensado	70
4.5.1	Análisis de matemático	71
4.5.2	Análisis de resultados: respuesta en frecuencia	72
4.5.3	Análisis de resultados: impedancia de entrada	73
4.5.4	Análisis de resultados: respuesta transitoria	74
4.6	Conclusiones	75
5	Pedal de Distorsión	76
5.1	Introducción	76
5.2	Consideraciones de diseño	78
5.3	Diseño del circuito	78
5.3.1	Sección de alimentación	79
5.3.2	Sección de clipping	81
5.3.3	Sección de amplificación	82
5.4	Implementación del circuito y valores elegidos	84
5.5	Simulaciones	84
5.6	Mediciones y contraste con simulación	85
6	Sensor de Temperatura	87
6.1	Introducción	87
6.2	Análisis del LM35 y condiciones a tener en cuenta	88
6.3	Cambio de rango operacional	88
6.4	Protección del circuito a conectar	90
6.5	Calibración del sensor	92

6.6	Implementación del circuito	94
6.7	Mediciones y conclusión	94
6.8	Datasheet	95
7	Anexo	98

Introducción

En el presente informe se busca caracterizar el comportamiento de los amplificadores operacionales, tanto de forma analítica como empírica y con la ayuda de *software* de simulación. Se estudiará cómo su presencia afecta la respuesta en frecuencia e impedancia de entrada de varios circuitos, así como sus parámetros característicos. Por último, se diseñarán dos circuitos de aplicación que hacen uso de operacionales: un pedal de distorsión y un sensor de temperatura.

El amplificador operacional, comúnmente denominado *op amp*, es un componente activo que cumple la función de amplificar en su salida lo máximo posible la diferencia de potencial entre sus entradas positiva y negativa. Retroalimentando la salida al terminal positivo o negativo, pueden construirse circuitos que realicen operaciones matemáticas de gran utilidad como por ejemplo suma, multiplicación por una constante, derivación e integración. Otra aplicación que se puede mencionar de este componente es en diseño de filtros.

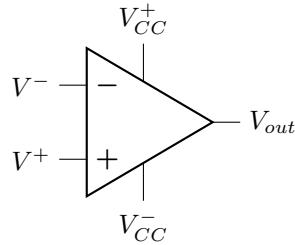


Figura 1: Amplificador operacional con entrada inversora V^- , entrada no inversora V^+ , salida V_{out} , alimentación positiva V_{CC}^+ y alimentación negativa V_{CC}^-

La ecuación fundamental de un operacional ideal es:

$$V_{out} = A_0 \cdot (V^+ - V^-)$$

Como el propósito de este componente es amplificar la diferencia de potencial $V^+ - V^-$, la ganancia a circuito abierto del operacional A_0 debe ser lo más grande posible.

0.1 Modelo ideal

Si el objetivo de tener un *op amp* en un circuito es amplificar lo máximo posible la diferencia de potencial entre la entrada positiva y la negativa, entonces la primera aproximación que se puede hacer de su comportamiento es que la amplificación que se produce es infinita, es decir que $A_0 = \infty$. Para que V_{out} no diverja, surge de esta consideración que $V^- = V^+$.

Si bien en la mayoría de los casos estudiados en este trabajo este modelo no será suficiente para realizar un análisis en profundidad, puede resultar útil para tener una idea básica del comportamiento del circuito, que en la práctica se cumplirá en un cierto rango de frecuencias (por consideraciones que se mencionarán luego).

Una consecuencia interesante de esta suposición es que si una de las entradas está conectada a tierra, en la otra entrada se replicará este potencial de referencia. De esta forma, se tendrá en el circuito lo que se conoce como tierra virtual, ya que existirá un punto que si bien no está conectado con tierra, tiene su mismo potencial.

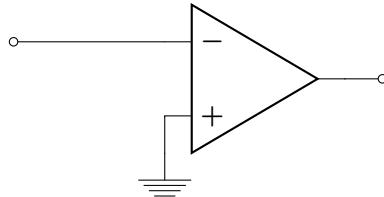


Figura 2: Circuito con tierra virtual

Otra de las suposiciones necesarias para considerar al operacional como ideal es que no hay corriente entre V^+ y V^- , es decir, que la impedancia entre esos dos puntos es infinita. En general, esta suposición no se dejará de lado incluso cuando se admite que la diferencia de potencial no es nula, ya que el valor de esta impedancia está típicamente en el orden de los $M\Omega$.

0.2 Otros modelos

Si se quisiese mejorar el modelo anterior, la primera corrección que se podría hacer es tener en cuenta que la ganancia efectivamente no es infinita, si bien su valor suele ser considerablemente grande (típicamente alrededor de los $100dB$).

En algunos casos (por ejemplo, cuando se trabaja en frecuencias de cientos de kHz o superiores, o circuitos retroalimentados con ganancia alta), considerar a A_0 constante no llevará a resultados satisfactorios. Es más conveniente recurrir en este caso al modelo de polo dominante.

Si bien la respuesta en frecuencia de un *op amp* no presenta un único polo sino varios, en general existirá uno en particular que será el que más visiblemente altere el comportamiento del circuito. Si se quiere tener en cuenta el filtro pasabajos que impone el operacional, entonces se deberá reemplazar A_0 por $\frac{A_0}{s+\omega_p}$. En esta expresión, ω_p es la frecuencia angular del polo dominante. El valor que se puede encontrar en la hoja de datos es usualmente el del *bandwidth product*: $BWP = A_0 \cdot \omega_p$. Este parámetro permite obtener para una ganancia ideal G constante cuál será el valor de la frecuencia de corte ω'_p que imponga el operacional, ya que también se cumplirá que $G \cdot \omega'_p = BWP$.

Esto último es, sin embargo, una aproximación proveniente de asumir que el valor de A_0 es constante para todas las frecuencias, lo cual no siempre puede considerarse cierto. Esto se debe a que lo suele preocupar al fabricante de un operacional no es que este valor sea constante, si no que se mantenga lo suficientemente elevado como para que pueda considerarse infinito.

0.3 Alimentación y saturación

Como ya se mencionó, el amplificador operacional es un componente activo. Para que funcione se lo debe alimentar por V_{CC}^+ y V_{CC}^- con una tensión continua indicada en la hoja de datos del componente,

que suele ser de alrededor de $\pm 15V$. En función del valor de V_{CC} , se determinará el rango de tensiones que puede tener V_{out} , fuera del cual el comportamiento del operacional deja de ser lineal. Este intervalo suele tomarse como (V_{CC}^-, V_{CC}^+) , con un cierto margen en ambos extremos (por ejemplo, si $V_{CC} = 15V$, no debería considerarse que el circuito tendrá un comportamiento lineal más allá de $12V$ o $13V$).

0.4 Otros parámetros del *op amp*

Si bien el modelo tratado hasta ahora es de gran utilidad para simplificar el comportamiento de un operacional, este componente posee también otras características que no están consideradas en el mismo, y que en ciertas circunstancias pueden afectar visiblemente la respuesta de un circuito.

Uno de ellos es el *slew rate* o velocidad de subida. Este parámetro indica la máxima $\frac{\partial V_{out}}{\partial t}$ que soporta el operacional. Si la señal que entra exige una tasa de cambio mayor que el *SR* del *op amp*, la salida estará deformada y no podrá considerarse que se cumple el comportamiento lineal del circuito. Si consideramos que V_{out} es una función senoidal de amplitud V_{max} y frecuencia f , derivando obtenemos que debemos asegurar en todo momento que se cumpla $SR > V_{max} \cdot 2\pi f$.

Otra información que proporciona el fabricante y que en algunos casos puede resultar relevante son la corriente de *bias* y la tensión de *offset*. Estos parámetros indican respectivamente la corriente que circula entre V^+ y V^- y la tensión entre ellos. Sus valores normalmente se encuentran en el orden de los nA y de los mV .

1 Comportamiento de amplificadores operacionales

1.1 Introducción

Se analizaron dos circuitos con amplificadores operacionales. El primero es un circuito inversor, cuya salida es opuesta a la entrada y la amplifica o atenúa, de acuerdo a cómo se configure. El segundo es no inversor, igual que el primero, atenúa o amplifica la señal de entrada, pero no la invierte. El objetivo es evaluar las características lineales y no lineales de los amplificadores operacionales. También la respuesta en frecuencia y la respuesta a distintos valores de tensiones de entrada.

1.2 Circuito inversor

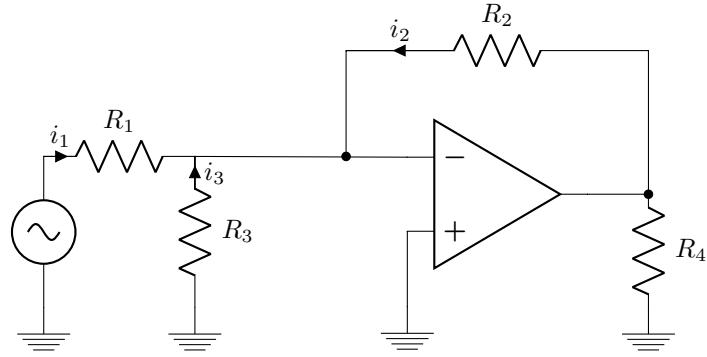


Figura 3: Esquematico del circuito Inversor

Los valores de las resistencias utilizados fueron los indicados en la Tabla 1.

Caso	$R_1 = R_3$	R_2	R_4
1	$5K\Omega$	$50K\Omega$	$20K\Omega$
2	$5K\Omega$	$5K\Omega$	$20K\Omega$
3	$50K\Omega$	$5K\Omega$	$100K\Omega$

Tabla 1: Valores de resistencias.

1.2.1 Caso A_{vol} infinito

Como A_{vol} lo consideramos infinito, $V_i = 0$ (tierra virtual). Por ende $i_3 = 0$ e $i_2 = -i_1$. Además no circula corriente por la entrada del amplificador operacional.

$$V_{out} = -\frac{i_1}{R_2} \quad (1)$$

$$i_1 = \frac{V_{in}}{R_1} \quad (2)$$

Reemplazando 2 en 1 y operando algebráicamente se obtiene:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (3)$$

1.2.2 Caso A_{vol} finito

Como A_{vol} lo consideramos finito, $V^+ \neq V^-$. Se considera que no circula corriente por los terminales de entrada del amplificador operacional, debido a la alta impedancia que hay entre ellos.

$$V_{out} = -V_i \cdot A_{vol} \quad (4)$$

$$i_1 = \frac{V_{in} - V_i}{R_1} \quad (5)$$

$$i_2 = \frac{V_{out} - V_i}{R_2} \quad (6)$$

$$i_3 = \frac{-V_i}{R_3} \quad (7)$$

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad (8)$$

Reemplazando 4, 5, 6, 7 en 8, se obtiene:

$$\frac{V_{in}}{R_1} + \frac{V_{out}}{R_2} + \frac{V_{out}}{A_{vol}} \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) = 0$$

Operando algebráicamente, se obtiene:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{A_{vol} \cdot R_2 \cdot R_3}{A_{vol} \cdot R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_2} \quad (9)$$

Observación:

$$\lim_{A_{vol} \rightarrow \infty} (9) = -\frac{R_2}{R_1}$$

La expresión se redujo a la ganancia del circuito, con el amplificador operacional ideal (3).

1.2.3 Caso A_{vol} con polo dominante

$$A_{vol} = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (10)$$

Reemplazando (10) en (9) se obtiene:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{\frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \cdot R_2 \cdot R_3}{\frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \cdot R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_2} \quad (11)$$

Llamando $K = R_2 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_2$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{A_0 \cdot R_2 \cdot R_3}{A_0 \cdot R_1 \cdot R_3 + K} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\frac{S}{K}}{\frac{\omega_p \cdot (A_0 \cdot R_1 \cdot R_3 + K)}{K}}} \quad (12)$$

Despejando se obtiene la frecuencia de corte del circuito:

$$f_P = \left(\frac{A_0 \cdot R_1 \cdot R_3 + K}{K} \right) \cdot \frac{\omega_P}{2 \cdot \pi} \quad (13)$$

Observación: la ecuación (12) posee la misma forma que la función transferencia de un pasabajos.

El amplificador operacional utilizado fue el LM324 de ON Semiconductor. De la hoja de datos se obtuvieron las siguientes características del integrado:

A_0	f_P	Slew rate
$10 \cdot 10^4$	$12Hz$	$0.5 \frac{V}{\mu S}$

Tabla 2: Características del LM324

Donde A_0 es la ganancia del amplificador operacional a lazo abierto y f_P es la frecuencia de corte a lazo abierto. A partir de las tablas 1 y 2 y de ecuación 12, se calcularon las características de las tres configuraciones del circuito analizadas.

Caso	Ganancia ideal	Ganancia A_{vol} finito	Frecuencia de corte
1	-10	-9,997	$54,7kHz$
2	-1	-0,999	$386kHz$
3	-0,1	- 0,099	$960kHz$

Tabla 3: Ganancia en veces y frecuencia de corte del circuito.

A continuación se graficarán los tres casos del circuito inversor, comparando la respuesta en frecuencia con A_{vol} infinito y A_{vol} con polo dominante.

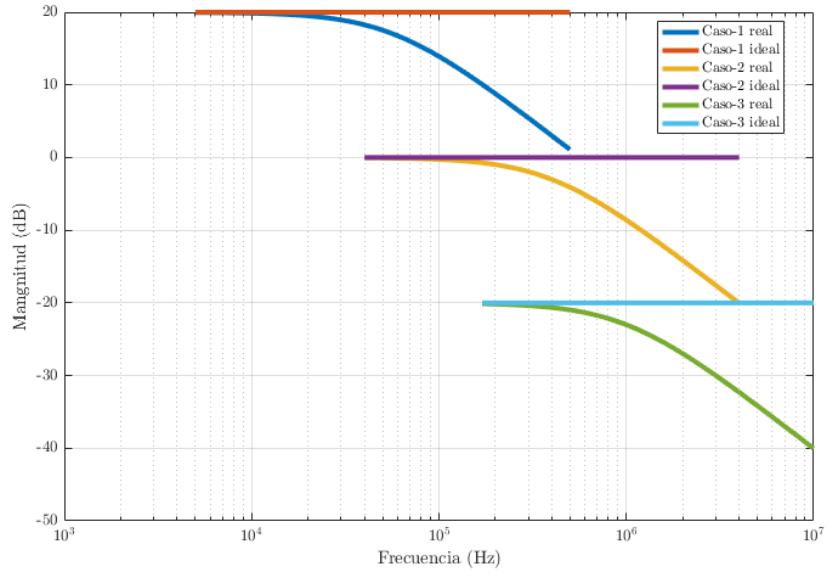


Figura 4: Comparación del módulo de la respuesta en frecuencia de los tres casos

El error relativo de considerar A_{vol} como infinito, se calculó $Error(\omega) = \frac{|GananciaA_{vol}(\omega) - GananciaA_{vol\text{ infinito}}|}{|GananciaA_{vol}(\omega)|}$, de esta manera se obtuvieron los siguientes gráficos:

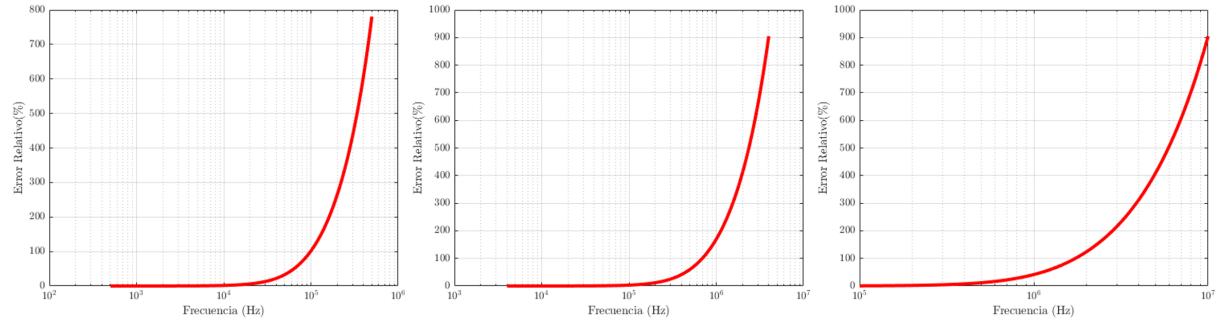


Figura 5: Error relativo porcentual, de izquierda a derecha Caso 1, Caso 2 y Caso 3

Como se observa en los tres gráficos de la figura 5, el error una década antes del polo dominante es menor que el 1%, por ende utilizando el amplificador operacional a una frecuencia menor que una década antes de la frecuencia de corte, se lo puede considerar como ideal.

1.2.4 Alinealidades del amplificador operacional

En esta sección se analizaran las alinealidades del amplificador operacional

- **Saturación:** los amplificadores operacionales poseen alimentación ($+ - V_{cc}$) externa para así poder amplificar. Por ende la salida del amplificador no puede superar a la alimentación. Si la señal de entrada fuera tal que amplificada superara la alimentación, el amplificador operacional entrega a la salida $\pm V_{cc}$. No todos los amplificadores operacionales saturan en $+ - V_{cc}$, generalmente lo hacen por debajo de dichas tensiones y no necesariamente saturan a la misma tensión, por ejemplo un Amplificador operacional es alimentado con ± 10 v, y la saturación se da a los $-8V$ y a los $9V$.
- **Slew Rate:** es la tasa de cambio de la tensión en función del tiempo. Los amplificadores operacionales poseen un slew rate máximo, a partir del cual no pueden seguir la señal de entrada y la salida se distorsiona. Para señales senoidales, la relación entre la frecuencia de entrada, la ganancia y el slew rate es $SlewRate_{max} = G \cdot A \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$, donde G es la ganancia del circuito, A es la amplitud de la señal de entrada y f es la frecuencia de la señal.
- **Crossover distortion:** los amplificadores operacionales clase B y AB (ejemplo el LM324), poseen la característica que la salida se encuentra en 0 v, cuando la tensión de entrada del operacional se encuentra entre $-0,7v$ y $0,7v$.

1.2.5 DC sweep

El DC sweep consiste en variar la tensión de entrada (corriente continua) del circuito y observar la salida. En este caso se varió la entrada entre $\pm V_{cc}(\pm 15V)$. Dicho procedimiento se realizó de la siguiente manera: en la entrada se inyectó una rampa cuya tensión variaba entre $\pm V_{cc}$ y de período 60 segundos, y la salida se midió con el osciloscopio. Luego se exportaron los datos del osciloscopio en formato CSV y se superpuso la información en el siguiente gráfico.

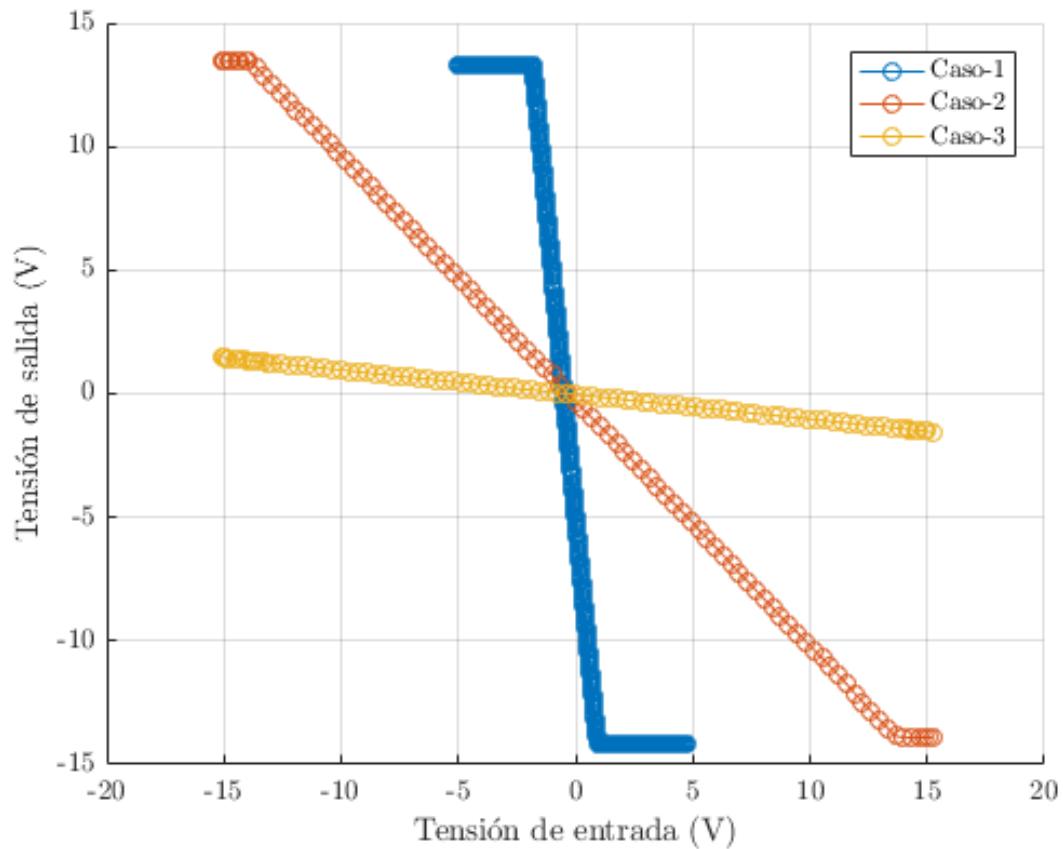


Figura 6: DC Sweep Medido

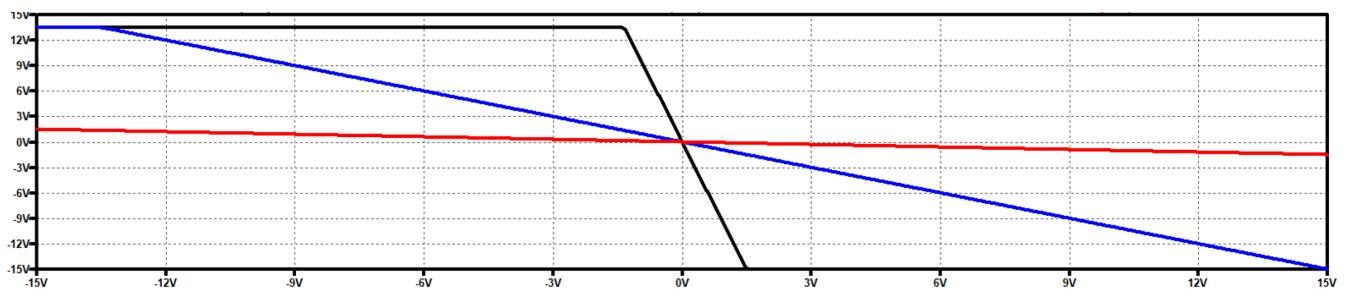


Figura 7: Dc Sweep Simulado para caso 1 (negro), caso 2 (azul) y caso 3 (rojo)

La figura 6, es la superposición de los DC sweep medidos de los tres casos. En ella se manifiesta fenómeno de la saturación del amplificador operacional, en dos de los tres casos analizados. Dependiendo

de la ganancia del circuito (pendiente de la recta), la saturación se da a distintas tensiones de entrada, a mayor ganancia (caso 1) satura a menor tensión que el circuito de menor ganancia (caso 2). Como se alimentó con $\pm V_{cc}$ el circuito 3 no se logró llegar a la saturación. Para lograrlo se tendría que haber realizado el DC sweep con tensiones del orden de 150V. Tanto en la figura 6 como en la figura 7, se observa que la saturación se da a tensiones en módulo menores que V_{CC} . Sin embargo la medición y la simulación no coinciden, esto se puede deber a que el modelo utilizado no se ajusta al amplificador operacional que se usó en el circuito.

1.2.6 Respuesta en frecuencia

La ecuación 12 es la función transferencia del circuito, como la parte real del polo es negativa el sistema es bilo-estable y para hallar la respuesta en frecuencia basta con reemplazar $s = i2\pi f$. El sistema corresponde a un circuito pasa bajos de primer orden, por ende se esperaría que las frecuencias una década menor que la frecuencia de corte no se vean atenuadas y frecuencias una década superiores a la frecuencias de corte, se vean atenuadas. En cuanto a la fase debería variar entre 180° , una década antes de la frecuencia de corte, y 90° grados una década después de la frecuencia de corte, pasando por los 135° en la frecuencia de corte.

En la medición de la respuesta en frecuencias se tuvieron que tener en cuenta las alinealidades ya mencionadas. Para que el crossover distortion no afecte las mediciones, a la señal de excitación se la montó sobre una tensión continua, tal que la señal de entrada no cruce por cero. Esto provocó que la amplitud de la señal tenga que ser menor que la esperada para que no se sature la salida. Otro factor importante a tener en cuenta es el slew rate. En base a esto la tensión de entrada quedó limitada de la siguiente manera.

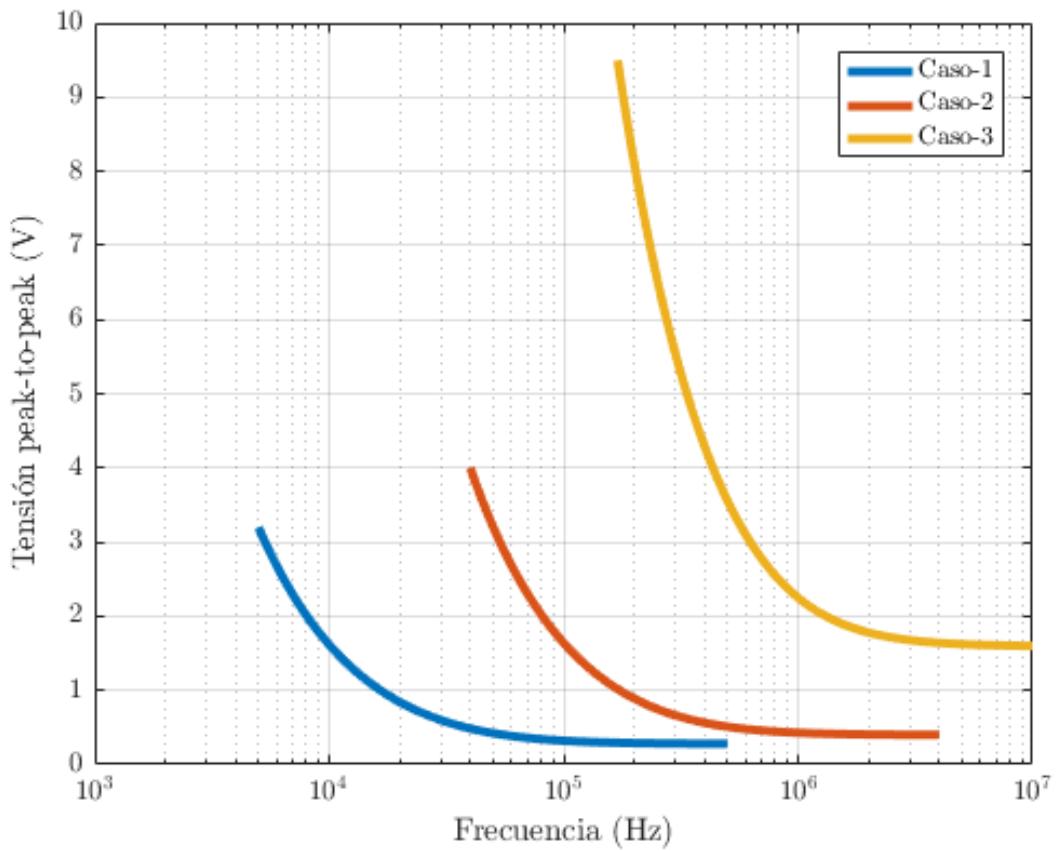
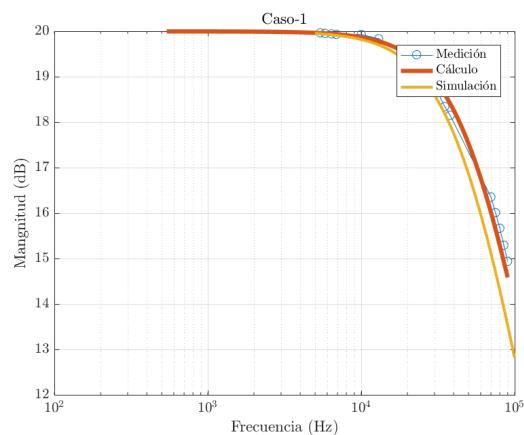


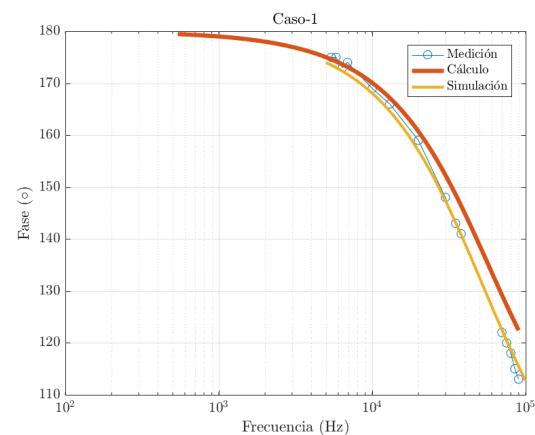
Figura 8: Tensión de entrada,slew rate

El gráfico 8 muestra la máxima tensión de entrada en cada caso, sin embargo únicamente tiene en cuenta el slew rate, entonces de acuerdo al offset de la señal se limitará la amplitud para que no haya saturación.

Teniendo en cuenta los factores mencionados se midió la respuesta en frecuencia del circuito.



(a) Magnitud



(b) Fase

Figura 9: Caso 1 - superposición respuesta en frecuencia medida, simulada, calculada

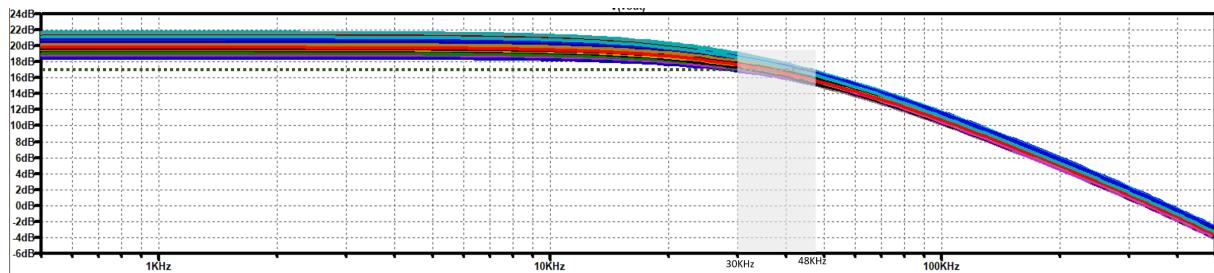


Figura 10: Montecarlo Caso-1

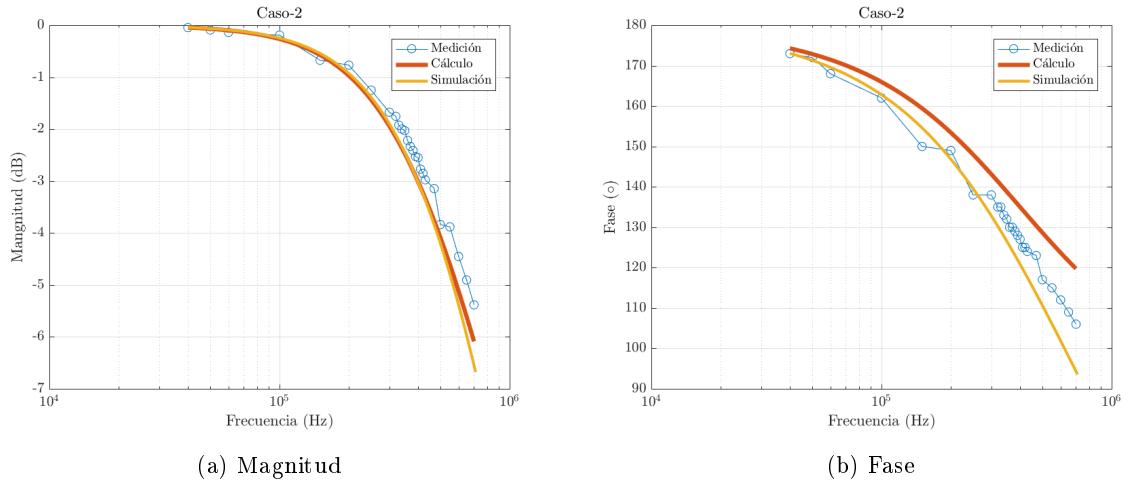


Figura 11: Caso 2 - superposición respuesta en frecuencia medida, simulada, calculada

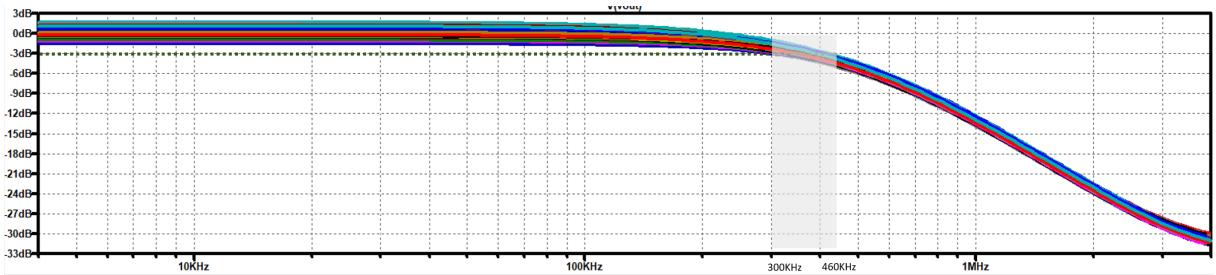


Figura 12: Montecarlo Caso-2

De las figuras 9a y 11a, obtuvimos las frecuencias de corte del circuito: $47KHz$ y $430KHz$ respectivamente. Ambas frecuencias no coinciden con las calculadas en la tabla 3. Sin embargo dichas frecuencias de corte pertenecen a los intervalos marcados en los gráficos 10 y 12. Por ende, podemos considerar que la diferencia se debe a la tolerancia de los componentes.

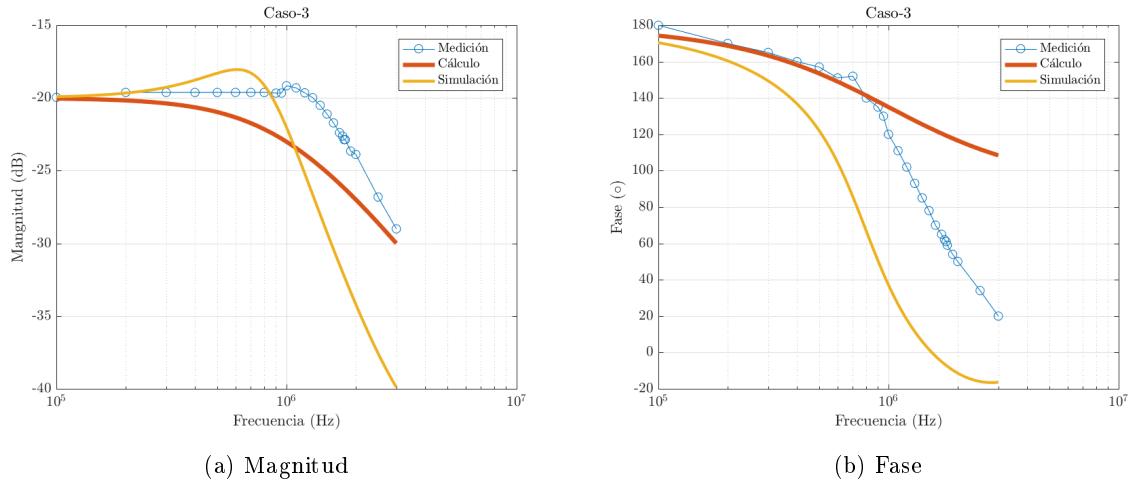


Figura 13: Caso 3 - superposición respuesta en frecuencia medida, simulada, calculada

En la figura 13a, se observa un sobrepico cercano a la frecuencia de corte, en la medición y la simulación, sin embargo éste no se observa en los cálculos. Suponemos que este fenómeno se debe a la baja ganancia del circuito, lo que amplía su ancho de banda haciendo que el polo dominante del A_{vol} se acerque a un polo secundario, provocando el sobrepico. La diferencia que se observa entre lo simulado y lo medido se debió a que se tuvo que cambiar de modelo en Ltpspice, puesto que el que se utilizó en los otros casos posee un único polo del A_{vol} .

También se puede ver el fenómeno de los dos polos, en la fase. Tal como se observa en el gráfico 13b, la fase medida y simulada varían entre 180° y 0° , lo que implica la existencia de dos polos.

1.2.7 Impedancia de entrada

Reemplazando las ecuaciones 6, 7 en 8 y despejando V_i de la ecuación 5 y reemplazando, obtengo la siguiente expresión de la impedancia de entrada del circuito, con A_{vol} finito.

$$Z_{in} = \frac{R_2 R_3 + R_1 (R_3 (A_{vol} + 1) + R_2)}{R_3 (A_{vol} + 1) + R_2} \quad (14)$$

La impedancia ideal del circuito es

$$\lim_{A_{vol} \rightarrow \infty} (14) = R_1$$

Para la medición de la impedancia de entrada del circuito, se colocó un resistencia de $100k\Omega$ en serie a la entrada, y se midió la tensión antes y después de ella. De esta manera haciendo la resta fasorial de las tensiones y conociendo la resistencia, se obtuvo la corriente. Luego dividiendo la tensión después de la resistencia por la corriente se halló la impedancia.

También se tuvieron las mismas precauciones sobre las alinealidades que en la medición de la respuesta en frecuencia.

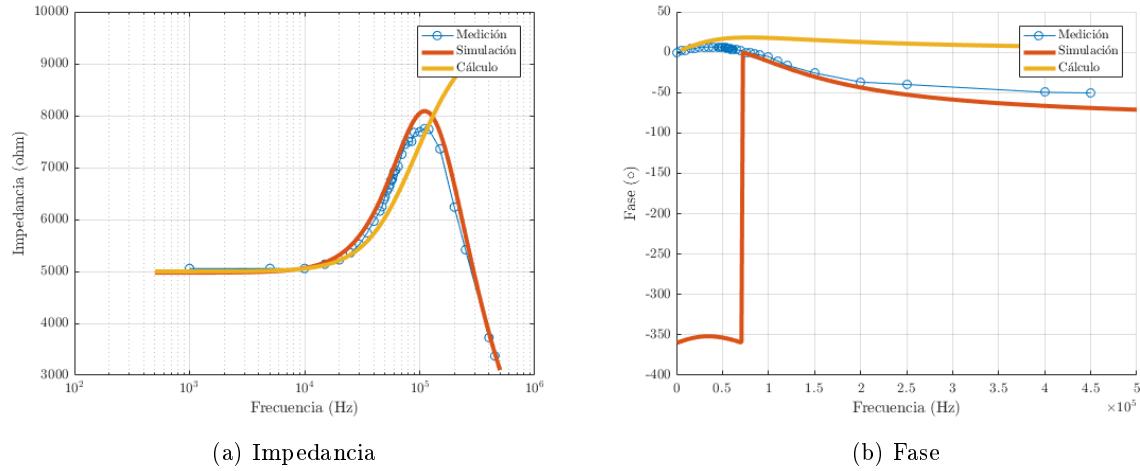


Figura 14: Caso 1 - superposición Impedancia de entrada medida, simulada, calculada

Como se observa en el gráfico 14a , lo calculado tiene un comportamiento distinto al simulado y medido, esto se debe a que la ecuación de impedancia de entrada no tiene en consideración las dos puntas del osciloscopio utilizadas para medir la caída de tensión en la resistencia. Debido a esto, en la simulación se agregaron la puntas del osciloscopio, modeladas como el paralelo de un capacitor de $100\mu F$ y una resistencia de $1M\Omega$, ya que se midió con las puntas en paralelo.

En cuanto a la fase, se observa en el gráfico 14b, que se produce un salto de fase en el simulado, dicho salto en realidad no ocurre, debido a que es de 360° .

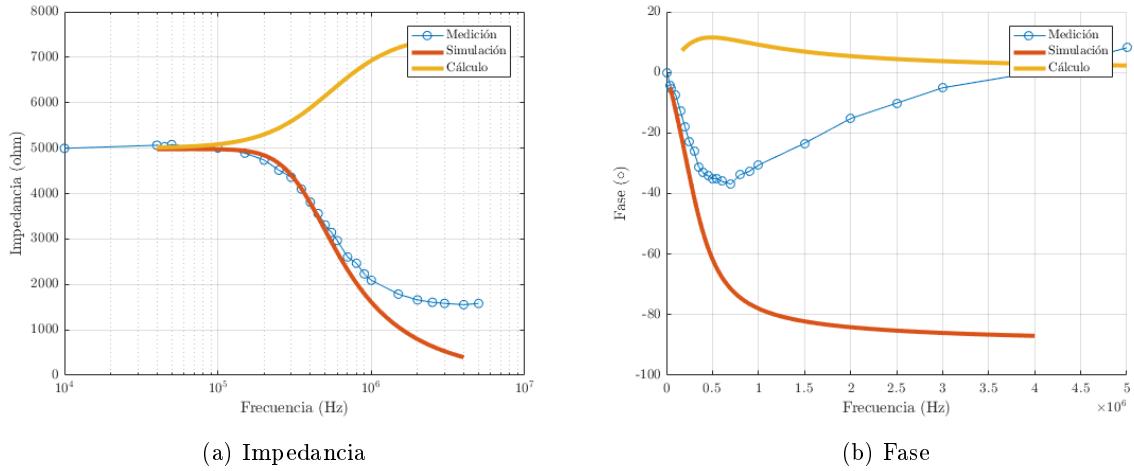


Figura 15: Caso 2 - superposición Impedancia de entrada medida, simulada, calculada

Tal como el caso anterior, se observan diferencias entre los calculado, lo simulado y lo medido. Esto se debe también a las puntas. Sin embargo en este caso no se observa sobre pico. Esto se debe a que las frecuencias en este caso son mayores y los efectos de las puntas se manifiestan antes.

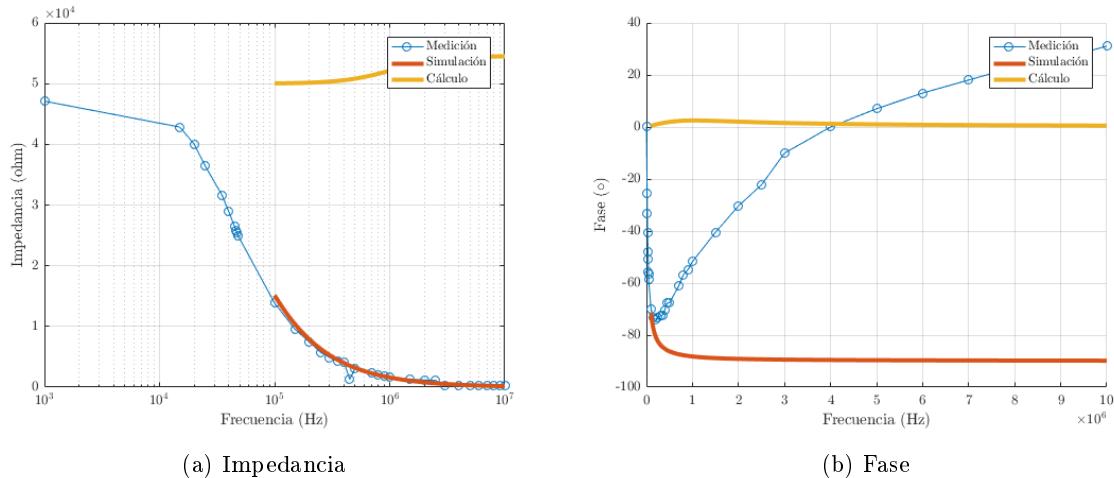


Figura 16: Caso 3- superposición Impedancia de entrada medida, simulada, calculada

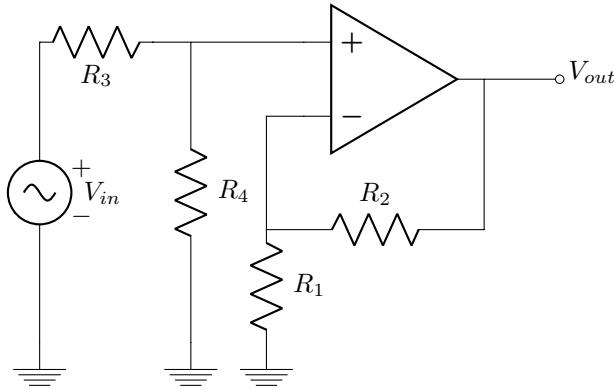
También en este caso las puntas alteraron significativamente las mediciones, tal como se observa en el gráfico 16a, la impedancia de entrada desciende en vez de aumentar.

1.2.8 Observaciones del circuito

Si la R_3 valiese cero, V^+ y V^- , valen lo mismo independientemente de la frecuencia y de la tensión de entrada. De acuerdo a la ecuación $V_{out} = A_{vol}(V^+ - V^-)$, la salida del opamp sería cero. Esto mismo se puede ver haciendo el límite tendiendo a cero de R_3 de la ecuación 12, la salida del operacional es cero independientemente de la entrada.

La función de la R_4 es cargar al circuito, sin embargo no puede tener cualquier valor. Como la salida del circuito tiene una tensión V_o independiente de la carga, si se conecta una resistencia de valor pequeño la corriente debería aumentar para así mantener la salida. En principio esa resistencia podría ser tan pequeña como se desee, entonces la corriente debería aumentar para mantener la tensión. Sin embargo los OpAmp reales tienen una máxima corriente de salida i_{max} , entonces se debe cumplir $R_4 > \frac{V_o}{i_{max}}$.

1.3 Circuito no inversor



Los valores de los componentes utilizados en cada caso son los indicados en la tabla 1

1.3.1 Caso A_{vol} infinito

Considerando que a través de V^+ y V^- , no circula corriente. Debido a A_{vol} infinito, $V^+ = V^-$.

$$V^+ = V^- \quad (15)$$

$$\frac{V^+}{R_4} = \frac{V_{in}}{R_3 + R_4} \quad (16)$$

$$\frac{V^-}{R_1} = \frac{V_{out}}{R_1 + R_2} \quad (17)$$

Reemplazando 16 , 17 en 15 y operando, se obtiene la ganancia del circuito ideal

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_1(R_3 + R_4)} \quad (18)$$

1.3.2 Caso A_{vol} finito

Consideramos que la impedancia de entrada del ppamp es muy alta, por ende no circula corriente entre V^+ y V^- .

$$V_{out} = A_{vol}(V^+ - V^-) \quad (19)$$

Reemplazando 16 , 17 en 19 y operando, se obtiene la ganancia del circuito con A_{vol} finito.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_{vol}R_4(R_1 + R_2)}{(R_1 + R_2 + A_{vol}R_1)(R_3 + R_4)} \quad (20)$$

Observación:

$$\lim_{A_{vol} \rightarrow \infty} (20) = \frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_1(R_3 + R_4)}$$

La expresión se redujo a la ganancia del circuito con el amplificador operacional ideal (18).

1.3.3 Caso A_{vol} con polo dominante

$$A_{vol} = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (21)$$

Reemplazando 21 en 20 y operando, se obtiene la ganancia del circuito en función de la frecuencia

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_{vol}R_4(R_1 + R_2)}{(R_1 + R_2 + A_{vol}R_1)(R_3 + R_4)} \frac{1}{1 + \frac{\omega_p(R_1(A_0) + R_2)}{R_1 + R_2}} \quad (22)$$

Despejando se obtiene la frecuencia de corte del circuito:

$$f_P = \frac{\omega_p(R_1(A_0 + 1) + R_2)}{(R_1 + R_2)2\pi} \quad (23)$$

A partir de las ecuaciones 22y23, la tabla 2 y de los valores de los componentes, se calculó siguiente tabla.

Caso	Ganancia ideal	Ganancia A_{vol} finito	Frecuencia de corte
1	8.8	8.799	109KHz
2	1.6	1,599	600KHz
3	0.733	0.733	1100KHz

Tabla 4: Ganancia en veces y frecuencia de corte del circuito.

A continuación se graficarán los tres casos del circuito inversor, comparando la respuesta en frecuencia con A_{vol} infinito y A_{vol} con polo dominante.

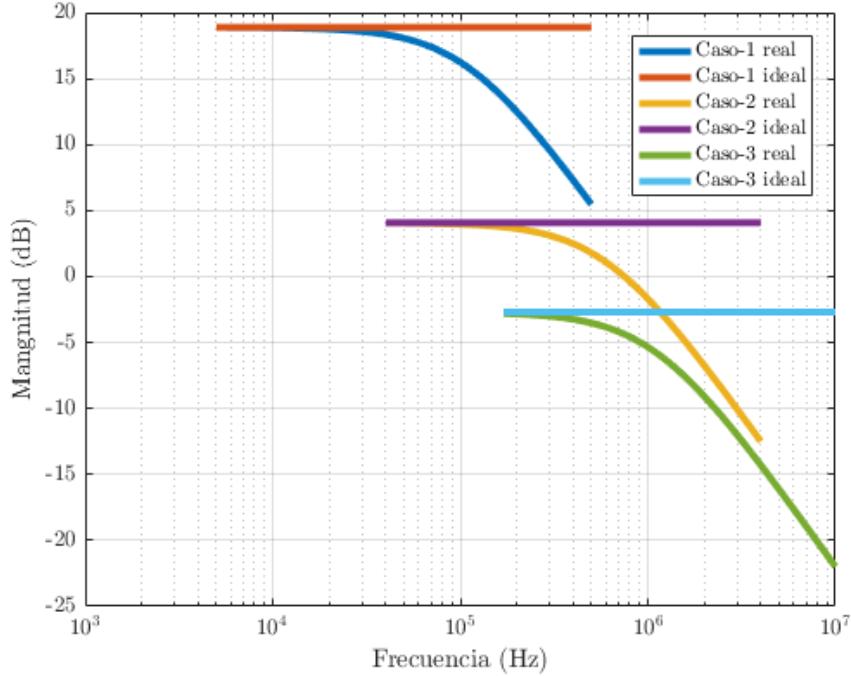


Figura 17: Comparación del módulo de la respuesta en frecuencia de los tres casos

El error relativo de considerar A_{vol} como infinito, se calculó $Error(\omega) = \frac{|GananciaA_{vol}(\omega) - GananciaA_{volinfinito}|}{|GananciaA_{vol}(\omega)|}$, de esta manera se obtuvieron los siguientes gráficos:

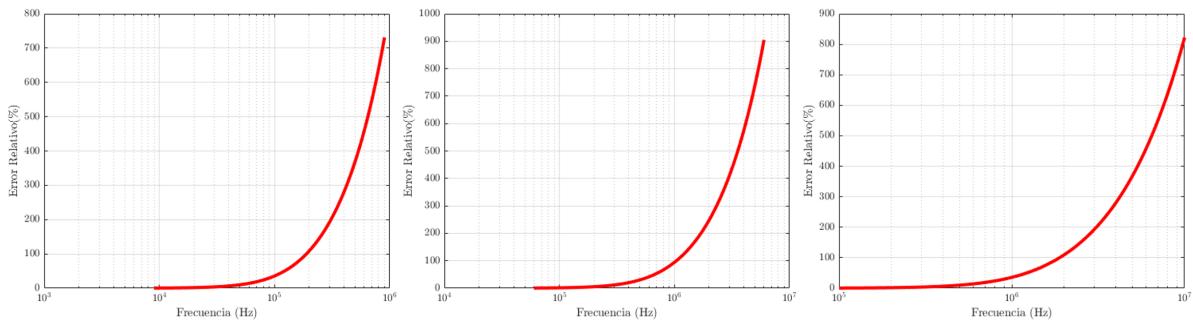


Figura 18: Error relativo porcentual. De izquierda a derecha: caso 1, caso 2 y caso 3

Tal como ocurrió en el circuito inversor, se puede usar la aproximación del opamp como ideal cometiendo un error menor que el 1%, a frecuencias una década por debajo de la frecuencia de corte.

1.3.4 DC sweep

La medición del DC sweep se realizó de la misma manera que el circuito inversor, mediante el osciloscopio y el generador de funciones. También se alimentó al OpAmp con $\pm 15V$ y la tensión de entrada varió en ese mismo rango.

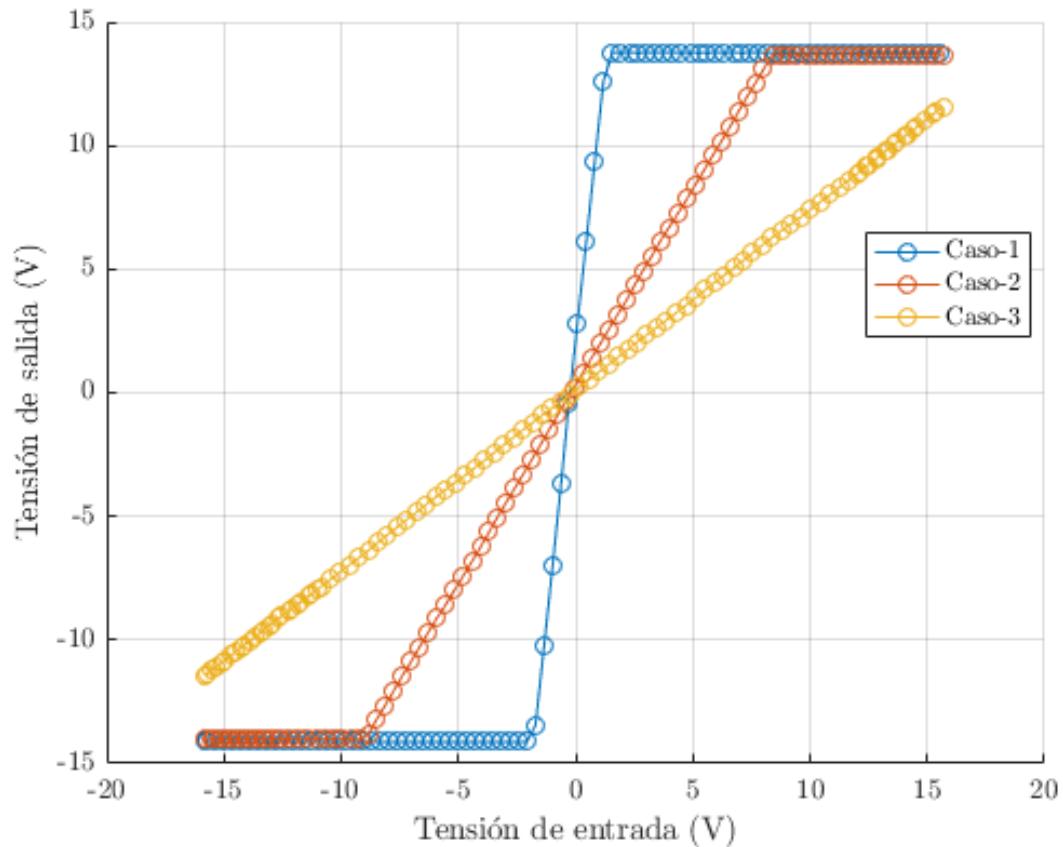


Figura 19: DC Sweep medido

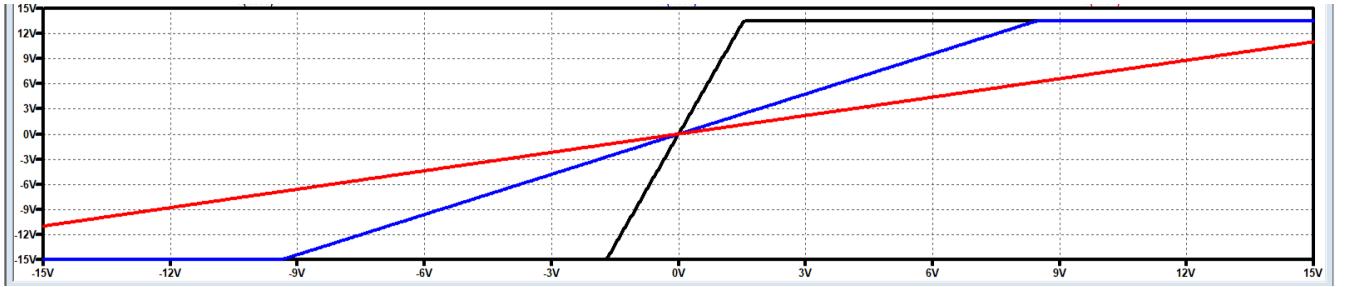


Figura 20: DC Sweep simulado para caso 1 (negro), caso 2 (azul) y caso 3 (rojo)

Tal como se observa en ambas figuras, la saturación del opamp, en los casos 1 y 2. Esto se debe a su alta ganancia en comparación a la tensión de entrada. Para poder haber observado la saturación del caso 3, la tensión de entrada debería haber sido de $\pm 25V$. También se puede observar que la saturación no se da a la misma tensión en las tensiones de salida positivas y las negativas.

A partir de la pendiente de las rectas se puede inferir cuál es la ganancia en veces del circuito.

1.3.5 Respuesta en frecuencia

La ecuación 22 es la función transferencia del circuito, como el polo de la función posee su parte real negativa y el grado del denominador es mayor que el numerador el sistema es BIBO estable. Por ende, para hallar la respuesta en frecuencia, basta reemplazar $S = i2\pi f$. Dicha función transferencia corresponde a un pasa bajos de primer orden, por ende se esperarían los siguientes comportamientos:

- La fase varía entre $0^\circ(0.1f_P)$ y $-90^\circ(10f_P)$.
- La magnitud en f_P cae 3dB y luego 20 dB por década.

En la medición de la respuesta en frecuencia se tuvieron en consideración las alinealidades. Para evitar el crossover distortion se agregó un tensión de offset tal que la señal de entrada no pase por 0V. Además se controló la amplitud de la señal de entrada para evitar la saturación y a medida que aumentaba la frecuencia, dicha amplitud se redujo para evitar el slew rate.

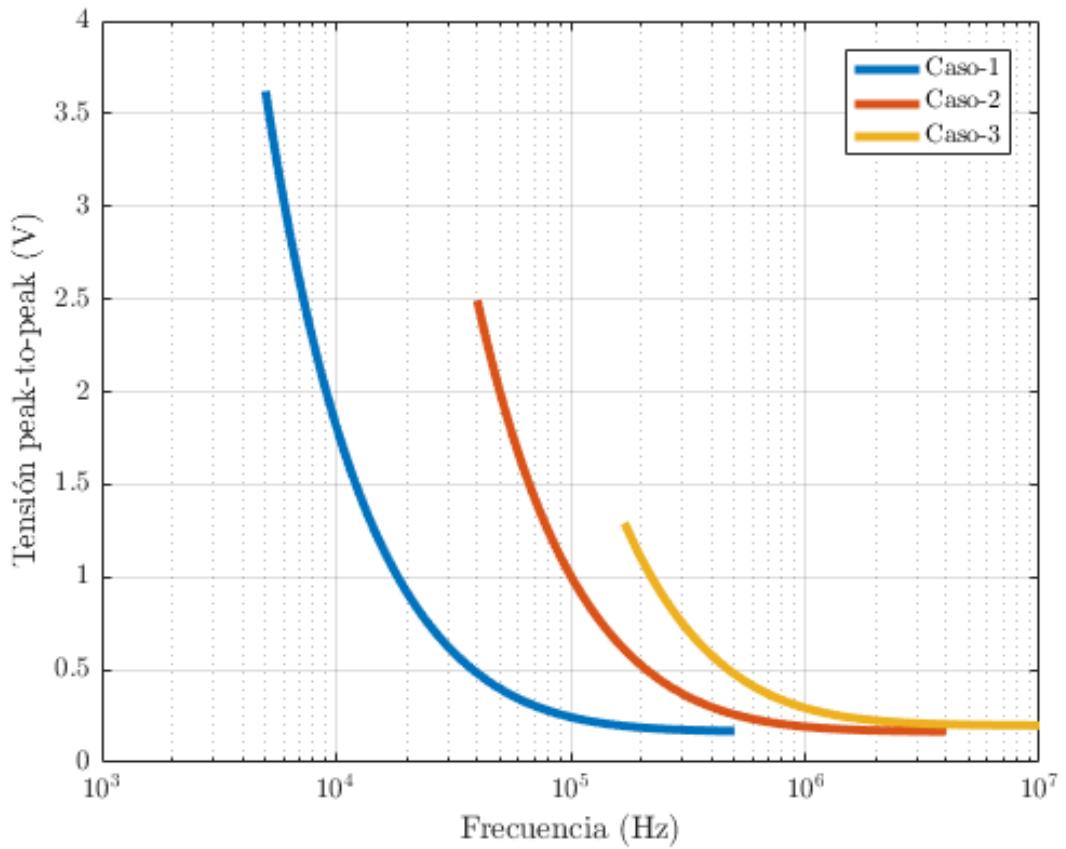
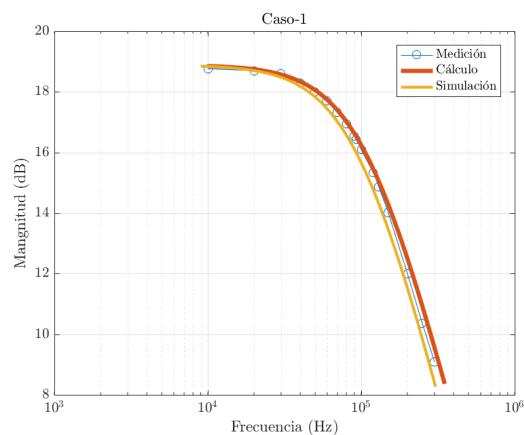
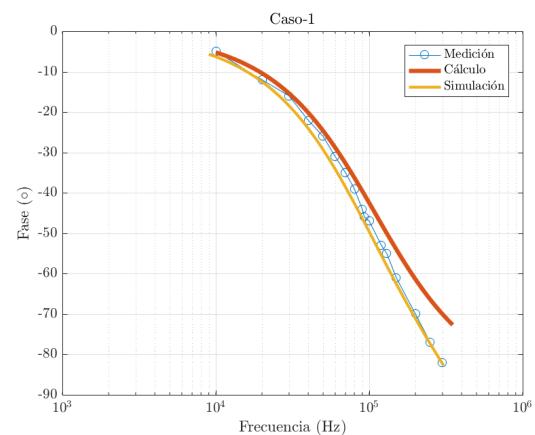


Figura 21: Tensión de entrada, slew rate

La figura 21 muestra la máxima tensión peak-to-peak de entrada, sin que haya slew rate. Sin embargo las mediciones se realizaron con tensiones menores a las indicadas en el gráfico, puesto que en él no se tiene en cuenta la saturación y el offset.



(a) Magnitud



(b) Fase

Figura 22: Caso 1 - superposición respuesta en frecuencia medida, simulada, calculada

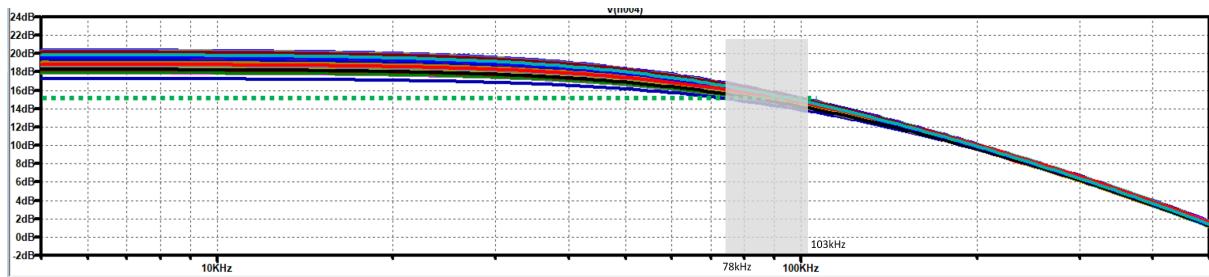


Figura 23: Montecarlo Caso-1

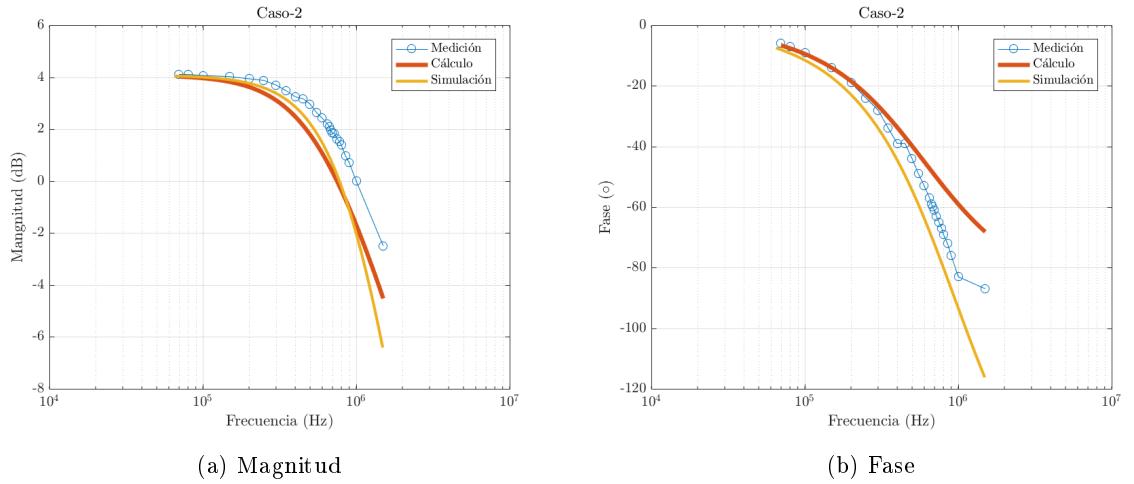


Figura 24: Caso 2 - superposición respuesta en frecuencia medida, simulada, calculada

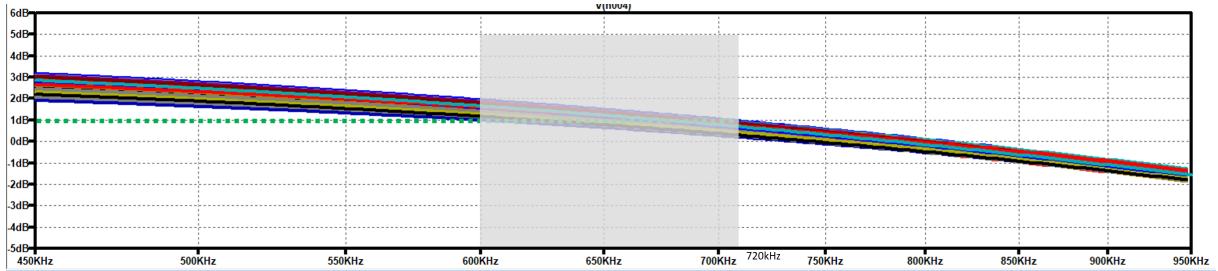


Figura 25: Montecarlo Caso-1

En los casos 1 y 2, el comportamiento del circuito fue el esperado en cuanto a magnitud y fase. De los gráficos 22a y 24a obtuvimos las frecuencias de corte del circuito 96kHz y 700 kHz respectivamente. Ambas frecuencias no coinciden con las calculadas en la tabla 4. sin embargo dichas frecuencias de corte pertenecen a los intervalos marcados en los gráficos 23 y 25 , por ende podemos considerar que la diferencia se debe a la tolerancia de los componentes.

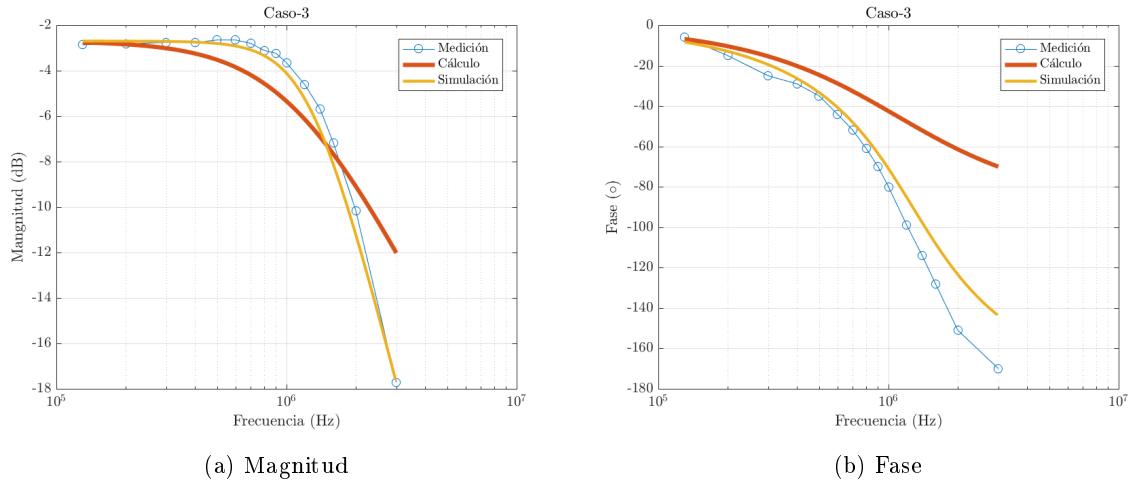


Figura 26: Caso 3 - superposición respuesta en frecuencia medida, simulada, calculada

En el caso 3, el comportamiento del circuito no era el esperado, la fase varía entre 0° y -180° , y la ganancia cae 40 dB por década, tal como se observa en la figura 26. Este comportamiento corresponde a un pasa bajos de orden 2. Suponemos que esto se debe a que se está manifestando un segundo polo del A_{vol} .

1.3.6 Impedancia de entrada

Como no circula corriente entre los terminales V^+ y V^- del opamp, considerándolo ideal , con A_{vol} finito y con polo dominante, la impedancia de entrada es la misma.

$$Z_{in} = R_3 + R_4 \quad (24)$$

Para la medición de la impedancia de entrada se colocó una resistencia de $33K\Omega$ a la entrada del circuito, para los casos 1 y 2, para el caso 3 se utilizó una resistencia de $220K\Omega$. Estos valores se eligieron ya que el orden de magnitud coincide con el de la impedancia teórica del circuito.

En la medición se tuvieron las mismas precauciones que en la respuesta en frecuencia, en cuanto a las alinealidades.

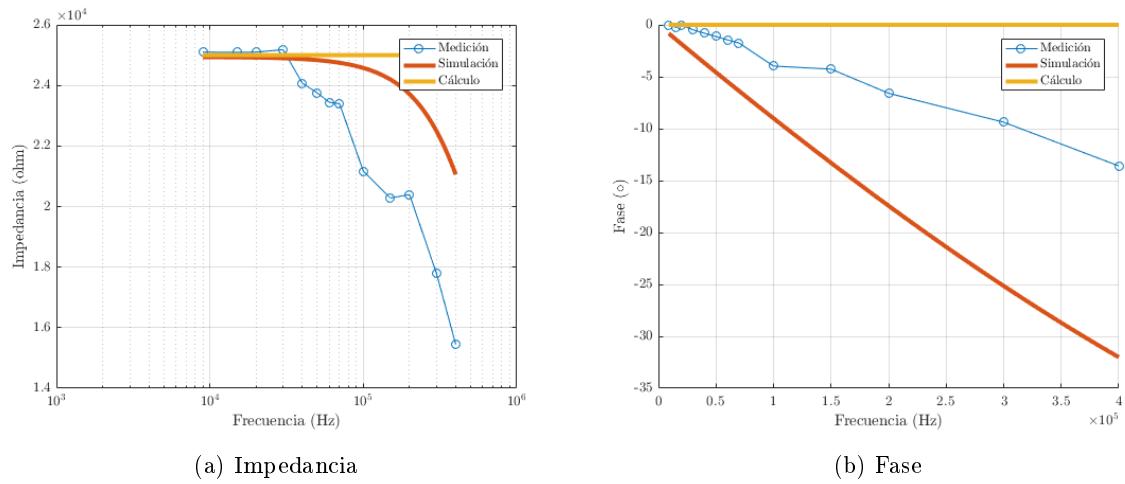


Figura 27: Caso 1 - superposición Impedancia de entrada medida, simulada, calculada

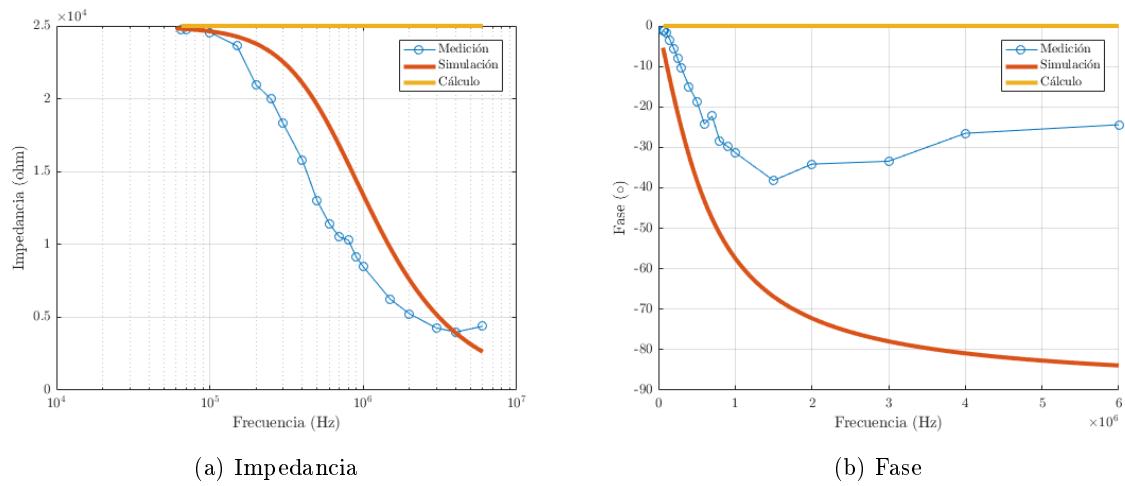


Figura 28: Caso 2 - superposición Impedancia de entrada medida, simulada, calculada

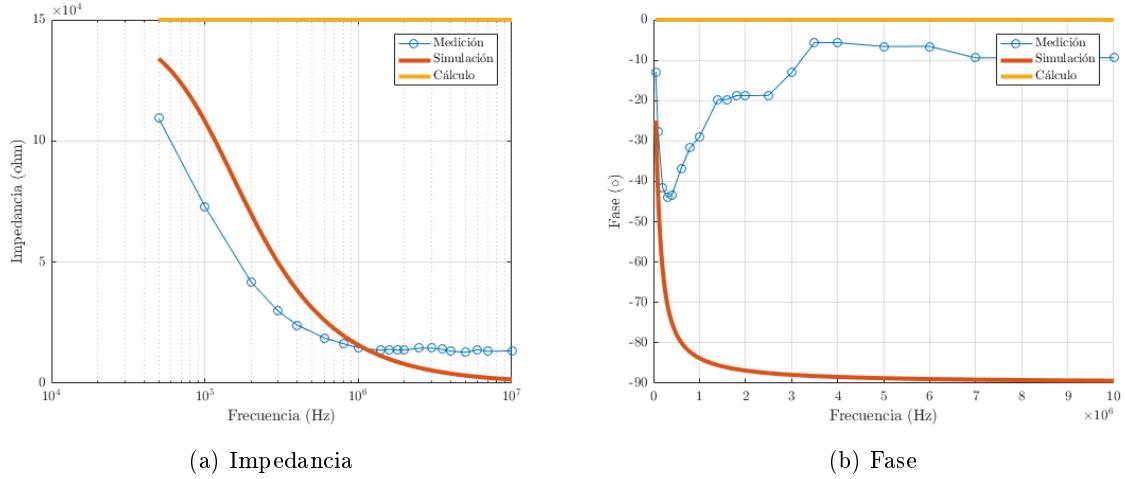


Figura 29: Caso 3 - superposición Impedancia de entrada medida, simulada, calculada

En los tres casos se observa el mismo comportamiento, la impedancia en vez de mantenerse constante, tal como muestra el cálculo, decrece, como lo indica la simulación y lo medido. Esto se debe a que los cálculos no tienen en cuenta las puntas del osciloscopio (se midió con puntas por 10), que la simulación sí las tiene. Las puntas se modelaron como el paralelo de una resistencia de $10M\Omega$ y un capacitor de $10pF$. A pesar de la baja capacidad de la punta, a medida que la frecuencia aumenta la impedancia de la punta disminuye y como se conectaron en paralelo con el circuito, a medida que disminuía bajaba la impedancia.

1.3.7 Observaciones del circuito

En el caso que R_3 valga cero, la ganancia del circuito se altera de la siguiente manera $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(R_1+R_2)}{R_1}$, en contraposición al caso del circuito inversor, la salida del opamp no es cero, y depende de la tensión de entrada y la frecuencia. Tampoco la ganancia del circuito depende de la resistencias R_4 .

1.4 Conclusión

Es importante tener presente las alinealidades en el uso del OpAmp, debido a que alteran altamente el comportamiento esperado. También las puntas del osciloscopio alteran las mediciones si su impedancia es comparable con el circuito, este fenómeno se manifestó en la mediciones de la impedancia de entrada.

En cuanto al GBP, a una misma ganancia y aumentando el GBP, tambien aumenta la frecuencia de corte, es decir el OpAmp se comporta como ideal a mayores frecuencias.

Teniendo en cuenta los factores ya mencionados, es posible considerar al opamp como ideal en un rango de frecuencias y tensiones.

2 Caracterización de amplificadores operacionales

En esta sección se estudiará cómo la presencia del operacional afecta a un circuito que sin él es puramente resistivo, lo cual permite apreciar los cambios introducidos por los polos propios de este componente. El circuito en cuestión es el siguiente:

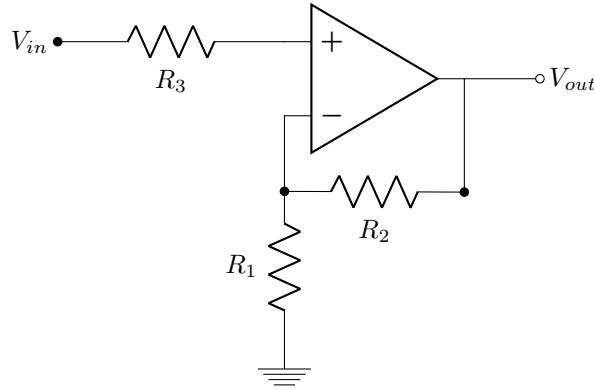


Figura 30: Circuito no inversor

Los componentes utilizados fueron:

Componente	Valor de la consigna	Valor comercial ($\pm 5\%$)	Valor medido
R_1	2	2.2	2.19
R_2	160	150	145
R_3	100	100	98

Tabla 5: Valores de resistencias en $k\Omega$

El operacional utilizado fue el *LM833*, y el circuito fue armado en una *protoboard*.

2.1 Análisis matemático con modelo de polo dominante

Como el único componente de este circuito que puede introducir polos en este circuito es el *op amp* (dejando de lado capacidades e inductancias parásitas), la única forma de obtener una respuesta en frecuencia para este circuito que no sea una constante es considerando modelos de operacionales que tomen en cuenta las singularidades de los mismos.

Asumiendo que entre V^+ y V^- no circula corriente, y aplicando un divisor de tensión obtenemos que:

$$\begin{cases} V^+ = V_{in} \\ V^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{out} \end{cases}$$

Aplicando la ecuación fundamental del operacional y simplificando, resulta que la ganancia ideal (con A_0 infinito) es:

$$G = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 67.21 \sim 36.5dB \quad (25)$$

Como el A_0 del operacional (según su hoja de datos) es de $110dB \sim 3.16 \times 10^5 \gg G$, entonces podemos utilizar el modelo explicado en la introducción para obtener la ω'_p a esta ganancia, con lo cual la función transferencia del circuito queda:

$$H(s) = \frac{G}{\frac{s}{\omega'_p} + 1} \quad (26)$$

Habiendo obtenido el valor del *bandwidth product* de la *data sheet* del operacional, el valor de la frecuencia de corte es $f'_p = \frac{BWP}{G} \sim 238kHz$, de donde se puede completar la transferencia 26 con $\omega'_p = 2\pi f'_p$. El circuito tiene, entonces, un único polo que se encuentra en esta frecuencia, y para $f \ll f'_p$, la ganancia debería ser igual a la ideal.

Por otro lado, como consideramos que no circula corriente entre las entradas inversora y no inversora del operacional, la impedancia de entrada según este modelo es infinita.

2.2 Método de medición

Hasta este punto, parecería que la resistencia R_3 no tiene ninguna influencia en el comportamiento del circuito. Sin embargo, si consideramos que el valor de esta resistencia es de $98k\Omega$, se debería tener en cuenta que incluso una corriente del orden de los nA podría provocar una caída de tensión de varios mV . Siendo que según la hoja de datos del operacional, la corriente de *bias* del circuito es típicamente de $300nA$, esperaríamos observar un *offset* en esta resistencia de $R_3 \cdot I_b = 29.4mV$. Siendo que además el circuito tiene una ganancia elevada, esta pequeña diferencia de potencial podría resultar en la salida de un *offset* de aproximadamente $1.98V$, lo cual podría afectar considerablemente la saturación del circuito.

Para verificar que este análisis tiene mérito, se midió la diferencia de potencial entre la entrada y la salida cuando la fase entre ellas era de 0° , que se cumplía en $f = 1kHz$.

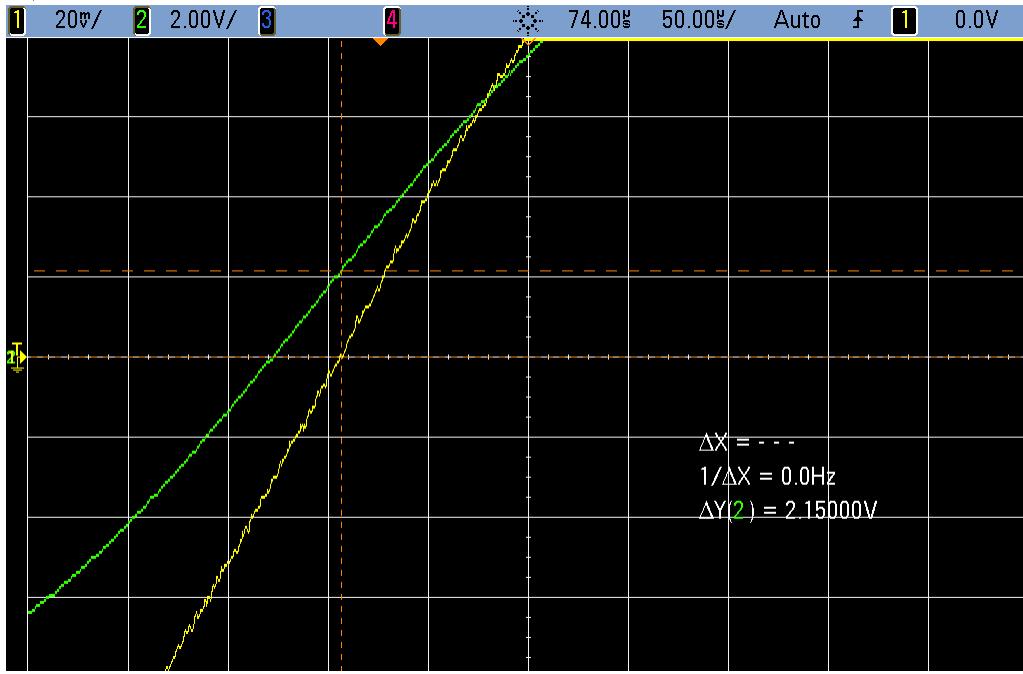


Figura 31: *Offset* entre la salida y la entrada cuando $|H(f)| = 0^\circ$

Efectivamente, se obtuvo un *offset* de 2.15V en esta medición. La discrepancia entre lo calculado y lo obtenido podría provenir de una corriente de *bias* superior a la típica: una corriente de $327nA$ explicaría perfectamente el resultado obtenido, y la información aportada por el fabricante indica que este valor puede llegar hasta los $750nA$, con lo cual parecería un valor razonable. A su vez, parte de la tensión continua que se ve amplificada podría deberse a una V_{DC} parásita del generador utilizado, ya que $2.5mV$ extra en la entrada también explicarían el resultado obtenido. Cualquiera de estos dos factores, o una combinación de ambos, podría estar influyendo en el resultado.

Debido a este fenómeno, se debió trabajar con un *offset* de alrededor de $-30mV$ a la hora de medir la respuesta en frecuencia y la impedancia de entrada del circuito (aproximadamente porque no en todas las mediciones se usó exactamente el mismo valor). No considerarlo llevaba a una asimetría en la saturación del operacional que limitaba la tensión de entrada aún más que lo que lo hacía la gran ganancia del circuito y el *slew rate*.

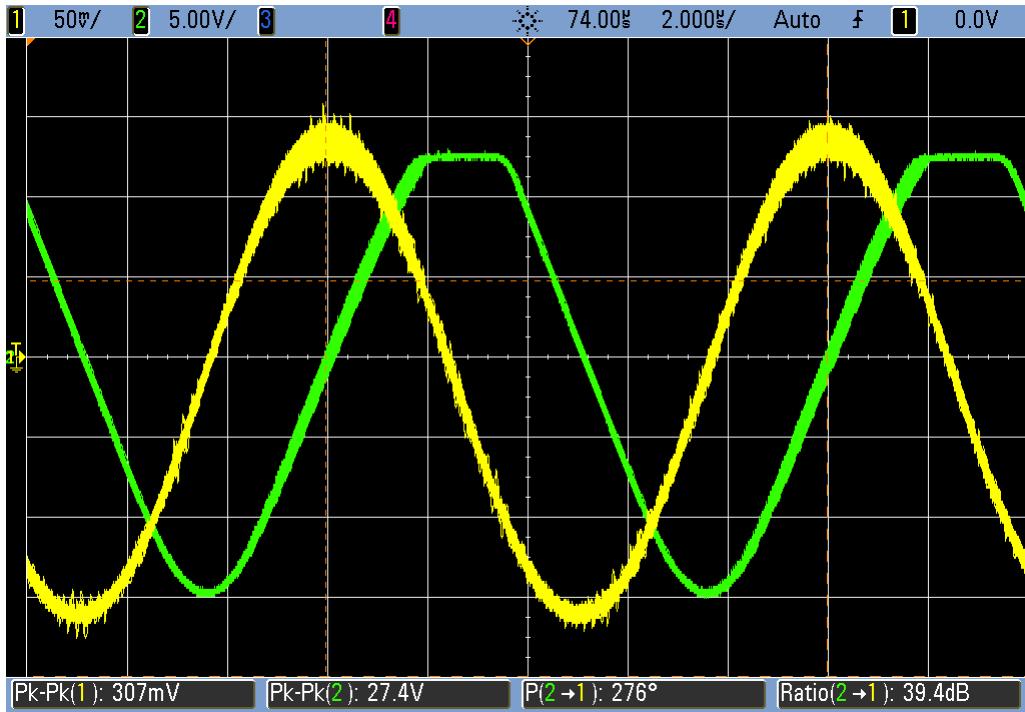


Figura 32: Saturación producto del *offset* entre la salida y la entrada

En cuanto a la impedancia de entrada, la misma se midió asumiendo que la resistencia R_3 podía considerarse constante y con fase 0° para todas las frecuencias, de forma tal que midiendo V_{R_3} , se puede obtener la corriente como $I = \frac{V_{R_3}}{R_3}$.

2.3 Análisis de resultados

2.3.1 Respuesta en frecuencia

Superponiendo las mediciones de respuesta en frecuencia, lo calculado con la fórmula 26 y la simulación del circuito en *LTspice*, se elaboraron los diagramas de Bode de la figura 35¹.

Tanto el modelo utilizado para llegar a la función transferencia analíticamente como el utilizado por el simulador predicen que en la frecuencia de corte debe observarse un polo de primer orden. Sin embargo, las mediciones indican la presencia de un polo de segundo orden, donde los dos polos son complejos conjugados debido al sobrepico que se presenta.

Efectivamente este circuito está presentando otro polo además del dominante del capacitor. Una explicación que se podría ofrecer yace en la capacidad entre V^+ y V^- , o *differential input capacitance*,

¹Los diagramas de bode se encuentran al final de esta sección

que el fabricante estima en $12pF$. Planteado con la presencia de este capacitor, las ecuaciones del circuito resultan:

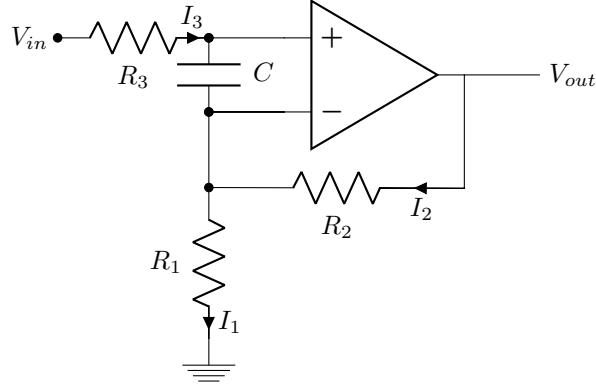


Figura 33: Circuito considerando la *differential input capacitance*

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{in} = V^+ + I_3 \cdot R_3 \\ V^+ = V^- + I_3 \cdot \frac{1}{sC} \\ V_{out} = I_2 \cdot R_2 + V^- \\ V_{out} = A_{vol}(s) \cdot (V^+ - V^-) \\ V^- = I_1 \cdot R_1 \\ I_1 = I_2 + I_3 \end{array} \right.$$

Resolviendo el sistema, la nueva función transferencia se obtiene como:

$$H(s) = \left(\frac{A_0 \cdot (R_1 + R_2)}{R_2 + A_0 \cdot (R_1 + 1)} \right) \cdot \left(\frac{1}{\frac{K}{\omega_p \cdot (R_2 + A_0 \cdot (R_1 + 1))} \cdot s^2 + \frac{(\omega_p \cdot K + R_1 + R_2)}{\omega_p \cdot (R_2 + A_0 \cdot (R_1 + 1))} \cdot s + 1} \right) \quad (27)$$

En la expresión anterior, llamamos $K = C \cdot (R_1 \cdot R_2 + R_3 \cdot (R_1 + R_2))$. Notamos que el término constante es idéntico al que habíamos obtenido sin considerar el capacitor, que aproximadamente la ganancia ideal del circuito.

Simulando con $C = 12pF$, se obtienen los resultados de la figura 36.

El modelo predice la presencia de un sobrepico, pero sin embargo no se llega a ajustar exactamente a lo que se midió. Esto puede deberse a que para un valor tan bajo de C , cualquier capacidad parásita presente en el circuito puede influir en el resultado obtenido. Por ejemplo, si considerásemos que podemos tener otros $10pF$ provenientes de la *protoboard*, y que la capacidad del operacional es de $14pF$ en lugar de $12pF$ (ya que el fabricante indica que son 12, pero no aporta valores máximos ni con cuánto error ni en qué condiciones fueron medidos), la capacidad podría llegar a resultar incluso el doble.

Estudiaremos el efecto de los errores de aproximación con un análisis Montecarlo. Simulando el circuito con las puntas del osciloscopio, el capacitor de $12pF$ con tolerancia 5% para todos los componentes del circuito, el resultado que se obtiene es:

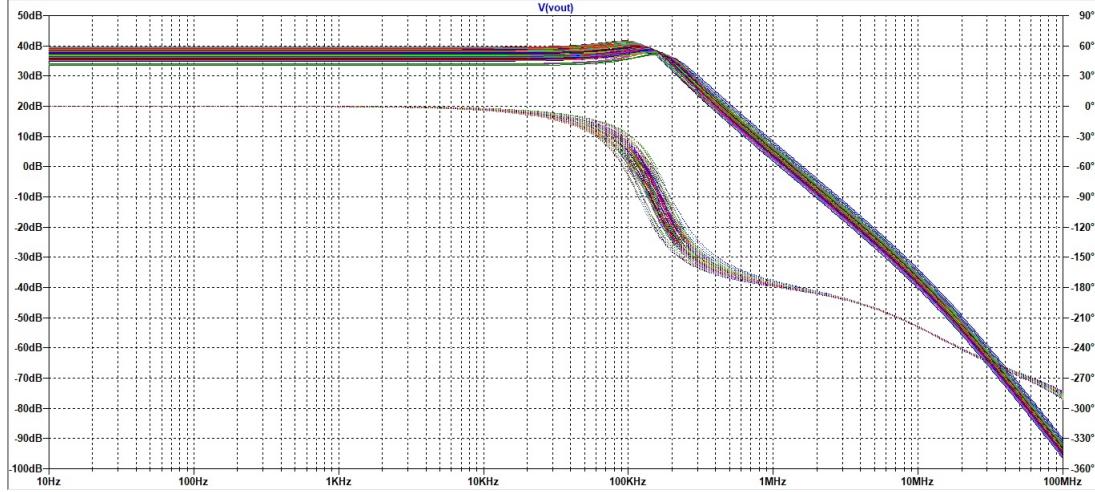


Figura 34: Análisis de Montecarlo de la respuesta en frecuencia

Siendo que se observan picos de hasta $42dB$, concluimos que los resultados obtenidos pueden explicarse con el modelo utilizado si tenemos en cuenta el error en el valor de los componentes.

Cabe destacar que en la función 27, si $R_3 = 50\Omega$ (del generador), la función no sólo no presenta un sobrepico, sino que el segundo polo no se aprecia en absoluto en este rango de frecuencias. Esto quiere decir que la presencia de una resistencia de $100k\Omega$ a la entrada, que según los modelos estudiados no debería afectar el comportamiento del circuito, ocasiona que un factor que de otra forma sería despreciable lleve la respuesta en frecuencia observable de primer orden a segundo orden.

2.3.2 Impedancia de entrada

Si consideramos que la impedancia entre la entrada inversora y la no inversora del operacional es infinita, entonces también debería serlo la impedancia de entrada del circuito. Sin embargo, al estar midiendo una impedancia tan grande, debemos considerar que ya comienza a afectar las mediciones considerablemente la presencia de las puntas del osciloscopio. Como se utilizaron en configuración $x10$, conectarlas al circuito implica poner en paralelo un capacitor de $C_{osc} \sim 10pF$ y una resistencia de $R_{osc} \sim 10M\Omega$. A su vez, con impedancias de este orden tampoco es razonable considerar que no entra ninguna corriente por el operacional. Deben tenerse en cuenta también, pues, los $C = 12pF$ que informa el fabricante que hay entre V^+ y V^- , que quedarán en serie con R_1 .

La impedancia de entrada que utilizaremos es entonces:

$$Z_{in}(s) = \frac{C_{osc}CR_{osc}R_1R_3 \cdot s^2 + [R_3 \cdot (C_{osc}R_{osc} + CR_1 + CR_{osc}) + R_{osc}CR_1] \cdot s + R_3 + R_{osc}}{C_{osc}CR_{osc}R_1 \cdot s^2 + (C_{osc}R_{osc} + CR_1 + CR_{osc}) \cdot s + 1} \quad (28)$$

Con esta función, simulando en *Spice* con las tres puntas utilizadas (antes R_3 , después de R_3 y en la salida para controlar que no se sature), se obtiene el diagrama de bode de la figura 37

El modelo utilizado por el simulador se asemeja más a los resultados obtenidos que el que respresenta la ecuación 28, sobre todo en la fase. Esto podría indicar que en *Spice* se están teniendo en cuenta parámetros adicionales del operacional, como por ejemplo el segundo polo de $A_{vol}(s)$, que sabemos que existe porque la *unity gain frequency* ($9MHz$) no es igual al *bandwidth product* ($16MHz$). Sin embargo, la forma de la función medida se respeta en ambos casos.

2.4 Conclusiones

Si bien los modelos de operacional discutidos en la introducción resultan útiles en muchos casos, es importante tener presente qué suposiciones se están haciendo cuando se los utiliza y si las mismas son válidas en cada circuito que se utiliza en particular. En este caso, la presencia de una resistencia de $100k\Omega$ a la entrada provocó que no se pudiese despreciar el efecto de la corriente de *bias*, que producía un *offset* de $2V$ a la salida, así como que el efecto de la capacidad parásita del operacional fuera apreciable, resultando que el circuito presentara dos polos complejos conjugados en lugar de primer orden. No conocer la existencia de un sobrepico en un circuito podría ocasionar garrafales errores en ganancia en la frecuencia de corte y *overshoot* en el transitorio, con lo cual es importante tener en cuenta estos parámetros a la hora de diseñar circuitos.

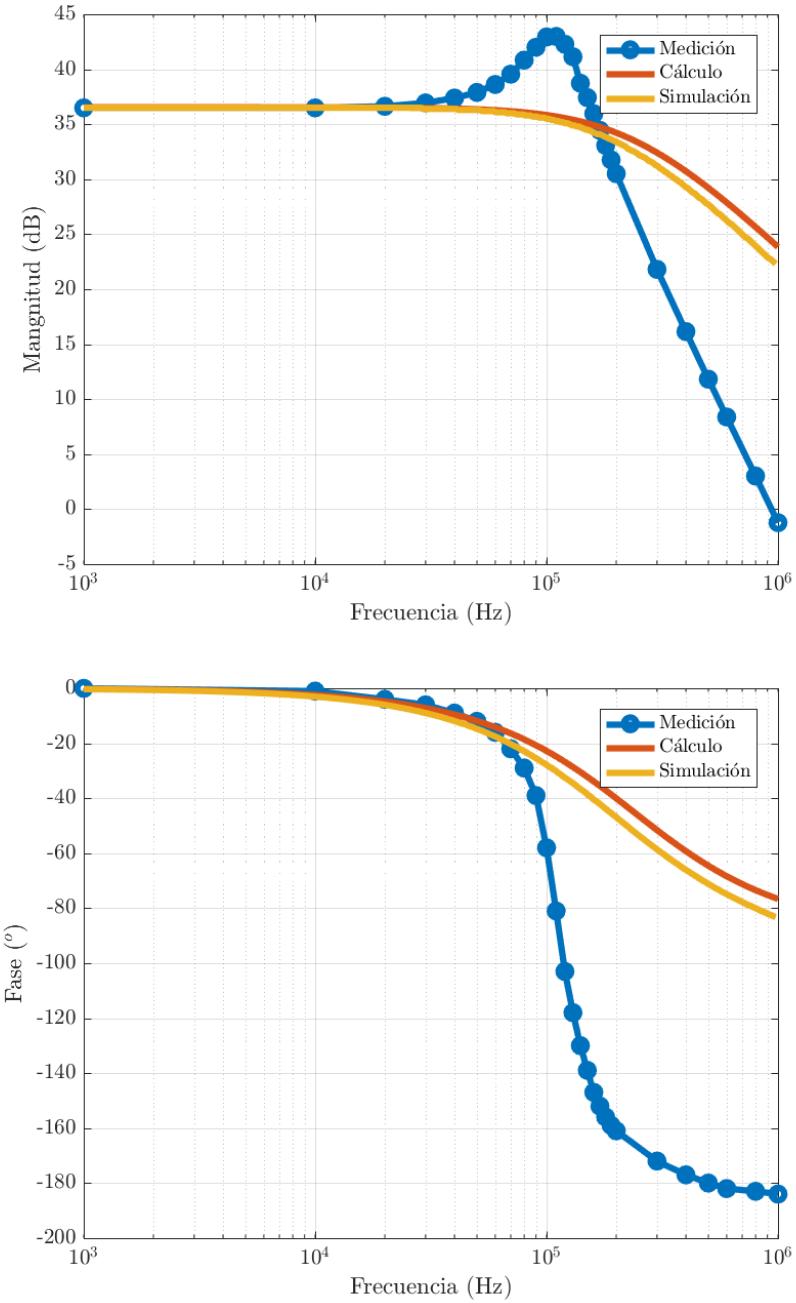


Figura 35: Respuesta en frecuencia según modelo $A_{vol}(s)$

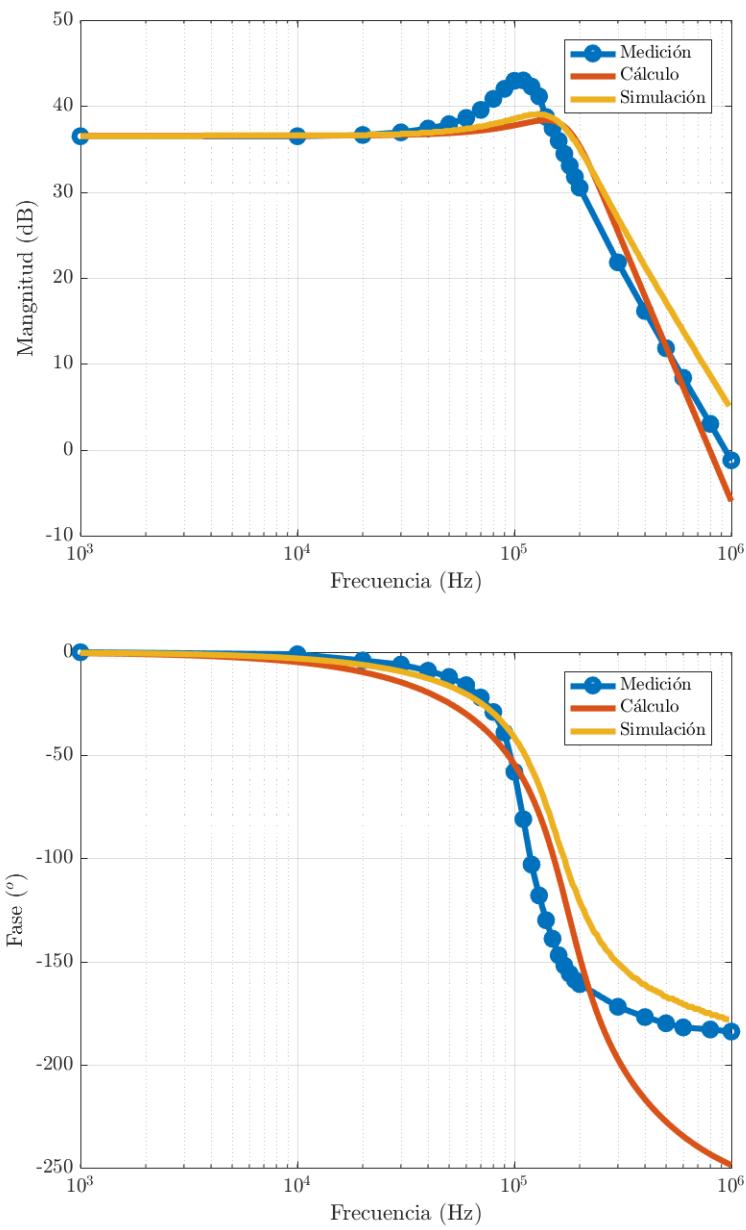


Figura 36: Respuesta en frecuencia considerando la *differential input capacitance*

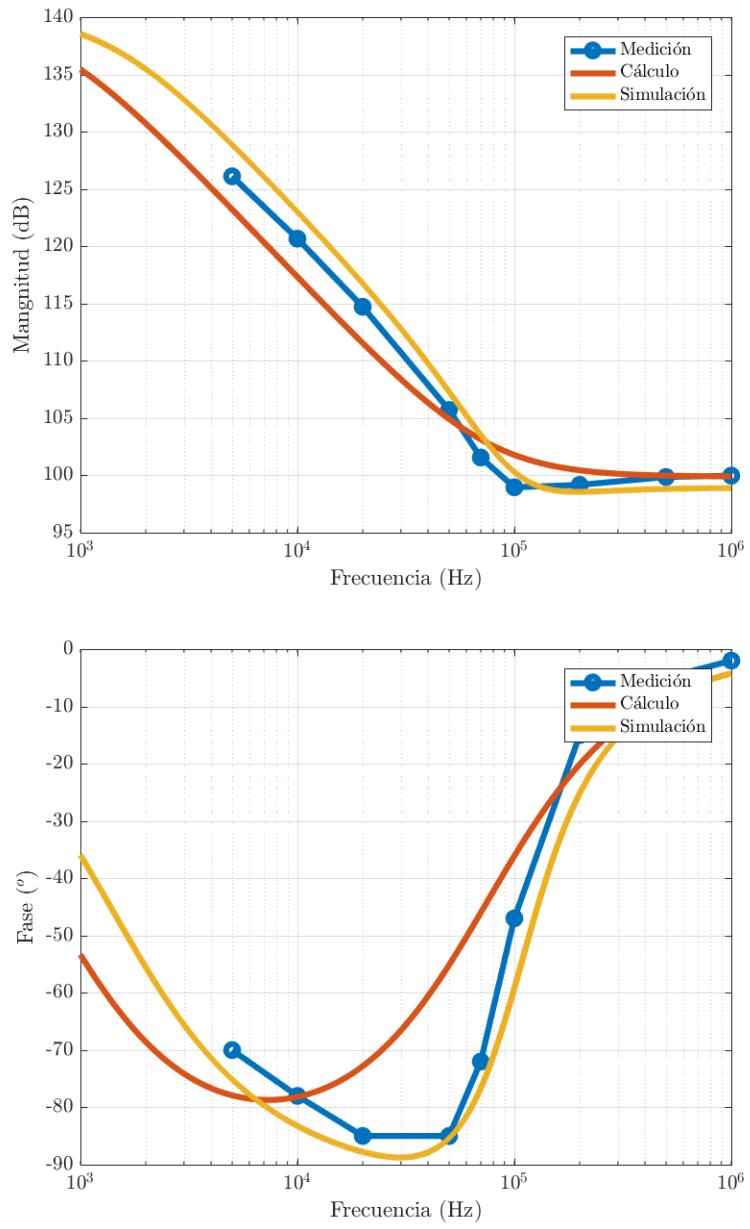


Figura 37: Impedancia de entrada

3 Medición corriente de bias y tensión de offset

3.1 Importancia de las corrientes de bias y la tensión de offset

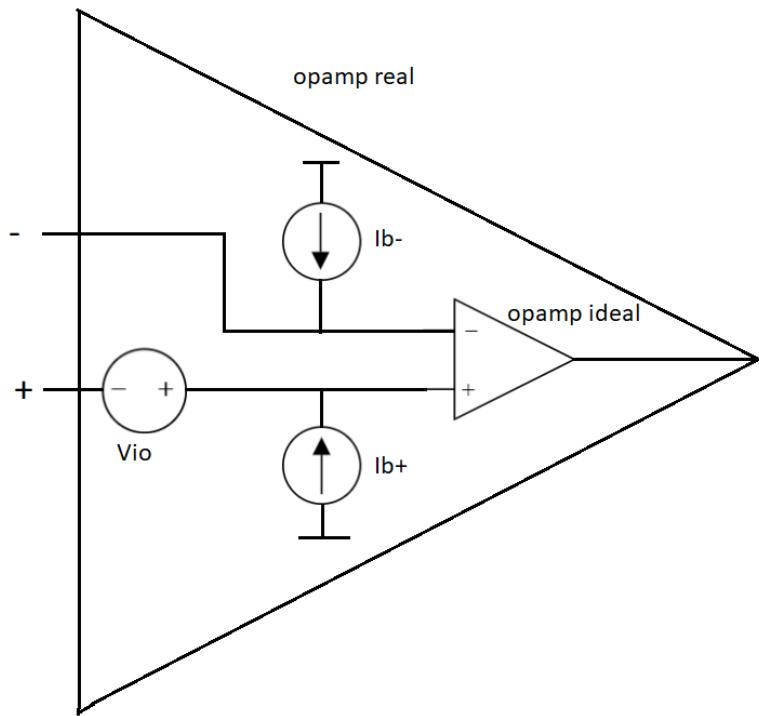


Figura 38: Modelo de amplificador operacional con corrientes de bias y tensión de offset

Las corrientes de bias (I_B^+ y I_B^-) y la tensión de offset (V_{IO}) pueden generar efectos que no concuerdan con el modelo ideal de un amplificador operacional. Se presentan a continuación tres ejemplos:

Efecto de V_{IO}

El circuito de la figura 39 representa un amplificador operacional en configuración inversora con tensión de offset no despreciable modelado por un *op-amp* ideal y una fuente de tensión continua V_{IO} . De ignorarse la tensión de offset, puede obtenerse la función transferencia:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{-R_F}{R_G}$$

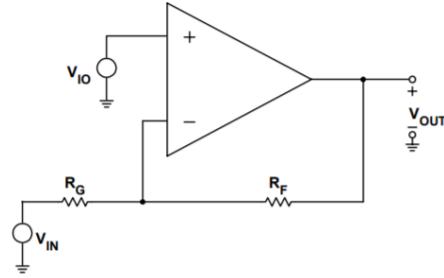


Figura 39: Amplificador con V_{IO} no despreciable en configuración inversora

Sin embargo, si se considera la tensión de offset, no es posible obtener la función transferencia ya que el sistema no es lineal:

$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{-R_F}{R_G} + V_{IO} \left(1 + \frac{R_F}{R_G} \right)$$

Si $V_{IN} = 0$, $V_{OUT} = V_{IO} \left(1 + \frac{R_F}{R_G} \right) \neq 0$

⇒ El sistema no es lineal

Dependiendo el orden de V_{IN} y de V_{IO} y de la precisión necesaria, el efecto de V_{IO} en V_{OUT} no puede ser despreciado.

Efecto de I_B^+ y I_B^-

El amplificador operacional no puede funcionar si se impide el paso de las corrientes de bias. Si se decide poner un capacitor en serie con una de las entradas, I_B no podrá circular, haciendo que el amplificador no funcione correctamente. Ver ejemplo en figura 40.

Por otro lado, si hay una resistencia R en serie con la entrada del operacional, habrá una caída de tensión $V = I_B^\pm \cdot R$ que puede o no ser despreciable dependiendo de la relación entre I_B^\pm y R y las características del circuito. Este efecto es usado en el circuito de medición de I_B^+ y I_B^-

3.2 Circuitos con realimentación

Un circuito realimentado es aquel en el que una proporción de la salida se redirige a la entrada con el propósito de controlar el comportamiento del sistema. Se muestra un diagrama de un sistema realimentado típico en la figura 41 ²

²Es común encontrar el mismo modelo con la diferencia que a la entrada se le resta una señal en vez de sumarse. Ambos modelos pueden representar los mismos sistemas (alcanza con cambiar la fase de β en 180° para pasar de uno a otro). En este caso se decidió usar la opción con suma ya que es más simple encontrar la similitud con el circuito analizado (ver siagrama de flujo de señal en la figura 46b)

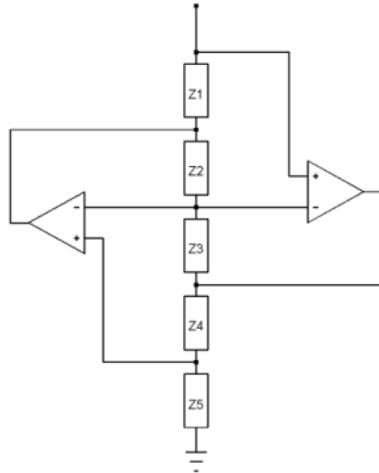


Figura 40: Circuito GIC. Si Z_2 y Z_3 fueran capacitores, no podrían circular las corrientes de bias. Una posible solución consiste en poner una resistencia en paralelo que permita la circulación y que sea lo suficientemente grande como para que la impedancia resultante sea aproximadamente capacitiva pura.

A_{OL} : ganancia a lazo abierto del sistema (*open-loop*)

A_{CL} : ganancia a lazo cerrado del sistema (*closed-loop*)

$A_{CL\,ideal}$: ganancia a lazo cerrado ideal del sistema. $\lim_{T \rightarrow \infty} A_{CL} = A_{CL\,ideal}$

β : ganancia de realimentación

$T = A_{OL} \cdot \beta$: ganancia de lazo

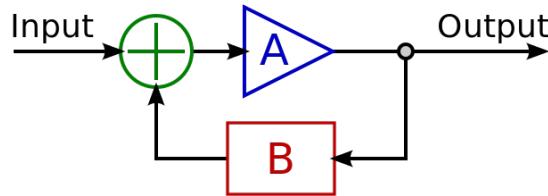


Figura 41: Diagrama de flujo de señal de sistemas realimentados.

La función transferencia del sistema $H(s)$ equivale a su ganancia a lazo cerrado:

$$\begin{aligned} x_d &= x_i + x_f \\ x_f &= \beta x_f \\ x_o &= A_{OL}x_d = A_{OL}(x_i + x_f) = A_{OL}(x_i + \beta x_o) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
x_o - A_{OL}\beta x_o &= A_{OL}x_i \\
\Rightarrow H(s) = A_{CL} &= \frac{x_o}{x_i} = \frac{A_{OL}}{1 - A_{OL}\beta}
\end{aligned} \tag{29}$$

Suponiendo que $T \gg 1$ se obtiene la ganancia a lazo cerrado ideal:

$$A_{CL\,ideal} = \frac{-1}{\beta} \tag{30}$$

Un sistema tiene realimentación negativa si la fase de la ganancia de lazo está entre 180° (inclusive) y 360° (no inclusive), y realimentación positiva en caso contrario.

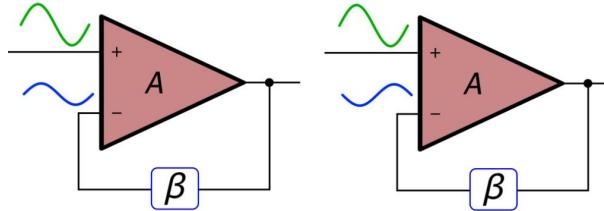


Figura 42: Ejemplo de realimentación positiva (izquierda) y negativa (derecha) en un *op-amp*.

3.3 Funcionamiento del circuito

La función del circuito es medir la tensión de offset y las corrientes de bias. La corriente de bias se obtiene midiendo la caída de tensión que genera sobre una resistencia de $1M\Omega$. En la tabla 6 se observan los valores que se esperan medir.

	TL081			LF356		
	V_{IO} (mV)	I_B (pA)	I_O (pA)	V_{IO} (mV)	I_B (pA)	I_O (pA)
Valor típico	3	30	5	3	30	3
Valor máximo	6	200	100	10	200	50

Tabla 6: Valores de las hojas de datos

Todas las tensiones a determinar son amplificadas para así aumentar la precisión en la medición. Se utiliza amplificación con realimentación para tener un control preciso sobre la ganancia. En la figura 43 se muestra un circuito de medición de V_{IO} con ganancia lazo cerrado. Sabiendo que la ganancia de un circuito de amplificación no inversor es $1 + \frac{R_2}{R_1}$, se obtiene $V_{IO} = \frac{R_1}{R_1+R_2} \cdot V_{OUT}$.

Ya que las señales que se quieren medir tienen una amplitud comparable con el ruido que pueda llegar a inducirse en el circuito, es conveniente reducir la amplificación para las frecuencias mayores a cero. Esto se logra en el circuito presentado en la consigna (figura 44).

Se utiliza un diagrama de flujo de señal (figura 46b) para obtener la función de transferencia del sistema. Se tomaron las siguientes consideraciones:



(a) Con *op-amp* real

(b) Con *op-amp* ideal y fuente de tensión modelando el *op-amp* real y su tensión de offset

Figura 43: Circuito de medición de V_{IO} simplificado. $V_{OUT} = V_{IO} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$. No mide corrientes de bias y amplifica todas las frecuencias por igual.

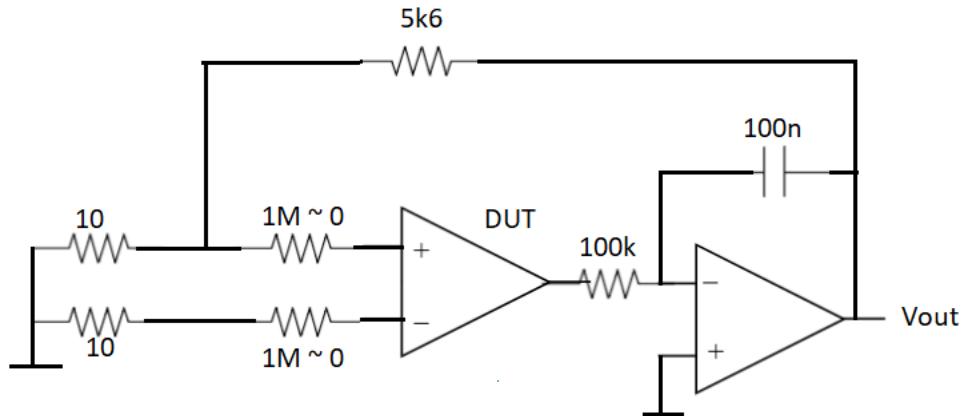


Figura 44: Circuito de medición de V_{IO} , I_B^+ y I_B^- . El dispositivo cuyas características se miden es el DUT, o *device under test*, el cual es un amplificador con V_{IO} y I_B no despreciables. Las dos resistencias en serie con las entradas del DUT pueden tomar dos valores: $1M\Omega$ o 0Ω si es que se las cortocircuitan

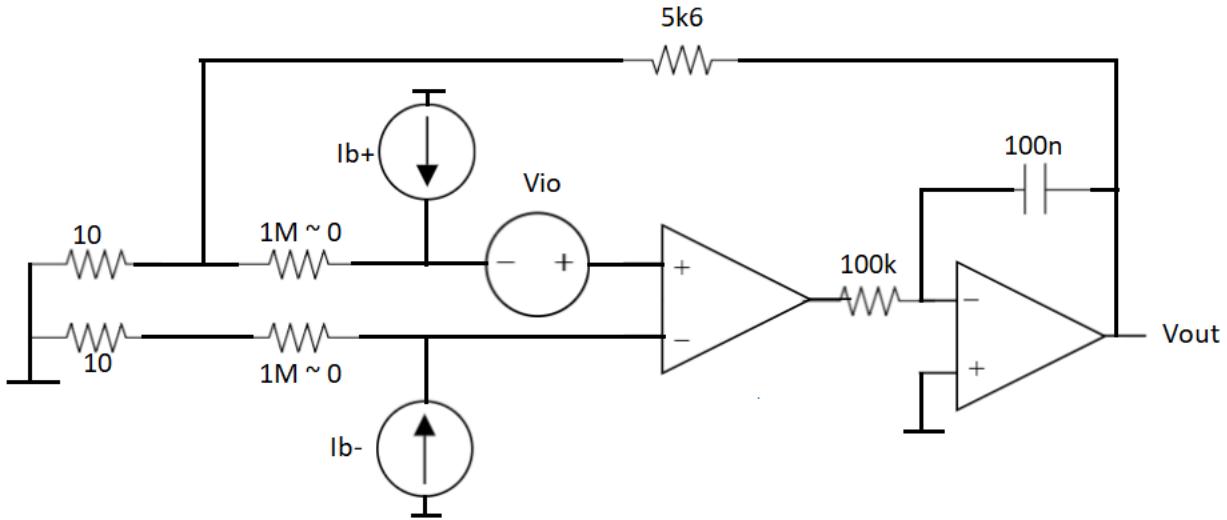


Figura 45: Mismo circuito que en la figura 44 cambiando el DUT por el modelo de la figura 38

- $\Delta V_{R1} = I_b^- \cdot 10\Omega \approx 0$
- $I_{R2} \approx I_{R3}$
- La ganancia a lazo abierto de ambos amplificadores es A_{vol} ³
- La ganancia a lazo cerrado del amplificador que no es el DUT es

$$A_{CL} = -\frac{A_{vol}}{1 + srC(1 + A_{vol})} \approx -\frac{A_{vol}}{1 + srCA_{vol}}$$

(obtenida en el ejercicio de integrador y derivador).

El diagrama de flujo de señal coincide con el de un sistema realimentado descripto en la sección 3.2. La única diferencia es que en este caso la entrada no es una única señal sino una suma:

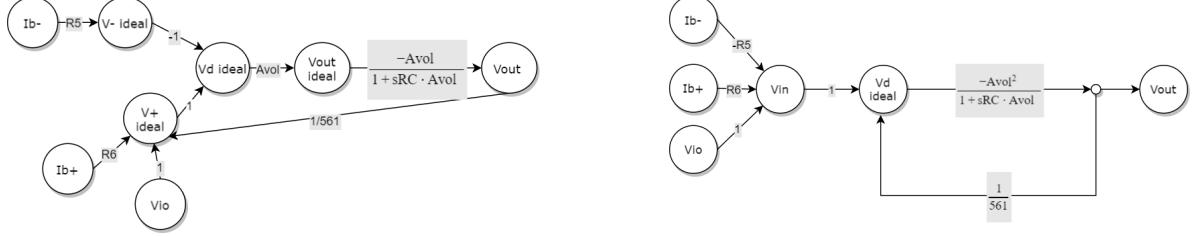
$$V_{in} = V_{IO} + I_B^+ \cdot R6 - I_B^- \cdot R5 \quad (31)$$

Cabe destacar V_{in} es una forma abstracta de agrupar los efectos no ideales del *op-amp* real, y no corresponde necesariamente con una diferencia de potencial real entre dos puntos.

Se puede obtener entonces la ganancia de lazo cerrado y la ganancia de realimentación del circuito:

$$\beta = \frac{1}{561}$$

³Es importante distinguir la ganancia a lazo abierto de un *op-amp* A_{vol} de la ganancia a lazo abierto del circuito total A_{OL}



(a) Diagrama de flujo de señal para el circuito de la consigna usando el modelo de la figura 38 para el DUT. Se desprecian los efectos de I_B y V_{IO} en el otro *op-amp*.

(b) Simplificación del diagrama de flujo de señal. La estructura coincide con la de un circuito con realimentación (ver figura 41).

Figura 46

$$A_{OL} = -\frac{A_{vol}^2}{1 + sRC \cdot A_{vol}}$$

Con estos valores y teniendo en cuenta la ecuación 29 se obtiene la función transferencia del sistema:

$$H(s) = \frac{-\frac{A_{vol}^2}{1+sRC \cdot A_{vol}}}{1 + \frac{A_{vol}^2}{1+sRC \cdot A_{vol}} \beta} = -\frac{1}{\frac{1}{A_{vol}^2} + \beta} \cdot \frac{1}{\frac{s}{RCA_{vol}} + 1} \quad (32)$$

Si se considera que $A_{vol}^2 \beta \gg 1 \Rightarrow \beta \gg \frac{1}{A_{vol}^2}$ se puede simplificar la expresión:

$$H(s) = -\frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{\frac{s}{RCA_{vol}\beta} + 1}$$

Utilizando el modelo de A_{vol} de polo dominante (explicado en detalle en el ejercicio 1), se obtiene:

$$H(s) = -\frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{\frac{s}{\frac{\omega_p}{RC} + \frac{1}{A_o \beta}} + 1}$$

$$H(s) = -\frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{s^2 \frac{RC}{w_p A_o \beta} + s \frac{RC}{A_o \beta} + 1} \quad (33)$$

Sabiendo que $\lim_{T \rightarrow \infty} A_{CL} = A_{CL\,ideal}$:

$$A_{CL\,ideal} = -\frac{1}{\beta} = -561 \quad (34)$$

3.3.1 Funcionamiento en DC: mediciones de V_{IO} y I_B

Cuando $f = 0$, evaluando en la función transferencia (ecuación 32) se obtiene que la ganancia del circuito es $-\frac{1}{\beta} = -561$, por lo que $V_{in} = -\frac{V_{out}}{561}$

Medición de V_{IO} : Cortocircuitando las resistencias R5 y R6 se obtiene que $V_{in} = V_{IO}$, valor que se puede obtener midiendo V_{OUT} :

$$V_{IO} = -\frac{V_{OUT}}{561}$$

Medición de I_B^\pm y I_B : Cortocircuitando R5 se obtiene $-\frac{V_{OUT}}{561} = V_{IO} + I_B^+ \cdot R6$. Despejando:

$$I_B^+ = \frac{1}{R6} \cdot \left(-\frac{V_{OUT}}{561} - V_{IO} \right)$$

Análogamente,

$$I_B^- = -\frac{1}{R5} \cdot \left(V_{IO} + \frac{V_{OUT}}{561} \right)$$

Una vez obtenidas I_B^\pm , se calcula I_B definida como $\frac{I_B^+ + I_B^-}{2}$

Parámetro a calcular	TL081		LF356	
	V_{OUT} (mV)	Resultado	V_{OUT} (mV)	Resultado
V_{IO}	255	-0,455mV	135	-0,241mV
I_B^+	0,675	453pA	0,179	241pA
I_B^-	202	-94,5pA	207	-143pA
I_{IO}	—	584 pA	—	384pA
I_B	—	179 pA	—	49pA

Tabla 7: Resultados

Las mediciones que son acordes a lo especificado en la hoja de datos son V_{IO} y I_B en los dos amplificadores. Por otro lado, se midieron valores de I_O mayores al máximo especificado por el fabricante, también en los dos casos.

3.3.2 Funcionamiento en AC

	TL081	LF356
ω_p (rad/s)	$2\pi \cdot 94$	$2\pi \cdot 157$
A_o (V/mV)	200	200

Tabla 8: Características de los amplificadores

La transferencia (ecuación 33) cumple con la forma

$$\frac{C(cte)}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + s \frac{2\xi}{\omega_0} + 1}$$

Se obtiene

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_p A_o \beta}{RC}}$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_p A_o \beta}{RC}} \frac{RC}{A_o \beta} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_p RC}{A_o \beta}}$$

con polos en el semiplano izquierdo del plano complejo (ver sección 3.4.1). Esto indica que el circuito es un pasabajos de orden 2 con frecuencia de corte $f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{\omega_p A_o \beta}{RC}}$. Para el TL081, $f_0 = 291Hz$ y para el LF356 $f_0 = 376Hz$. Se encontró experimentalmente que el mayor ruido era de 50Hz. Si para atenuarlo se decidiera poner la frecuencia de corte a menos de 50Hz, se necesitaría como mínimo un capacitor de $C = \frac{1}{4\pi^2} \cdot \frac{\omega_p A_o \beta}{R(50Hz)^2}$. Para el TL081, $C > 0,5\mu F$ y para el LF356 $C > 0,9\mu F$.

Para el LF356, $xi = 0.033$ y para el TL081, $xi = 0,026$, por lo tanto ambos tienen sobrepico. Por este motivo, no alcanza con que $f_0 < 50Hz$ para asegurar que se está atenuando la interferencia a esta frecuencia. Por el contrario: si f_0 es menor que 50Hz pero cercano, puede ser que caiga dentro del sobrepico y se esté amplificando.

3.4 Estabilidad en diferentes configuraciones

Para determinar la estabilidad del circuito se analizan la posición de los polos de la función transferencia:

3.4.1 Configuración consigna

De la ecuación 33 se obtienen los polos.

Los polos de la función transferencia tienen la forma

$$s_{1,2} = \frac{-\frac{2\xi}{\omega_0} \pm \sqrt{\frac{4\xi^2}{\omega_0^2} - \frac{4}{\omega_0^2}}}{\frac{2}{\omega_0^2}}$$

$$= -\omega_0 \xi \pm \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\xi^2 - 1}$$

Como $\xi < 0$, el segundo término es imaginario y la parte real de los polos es $-\omega_0 \xi < 0$. Por lo tanto, el sistema es estable.

3.4.2 Otras configuraciones

Si se invierten las entradas de alguno de los amplificadores, el diagrama de flujo de señal sufre leves modificaciones:

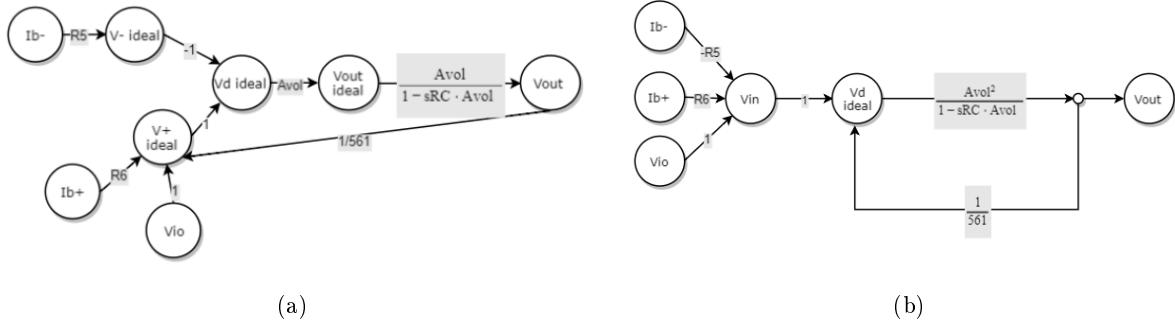


Figura 47: Diagrama de flujo de señal el circuito de la consigna invirtiendo las entradas en el amplificador no DUT. La obtención de la transferencia del amplificador no DUT es análoga a la de la configuración no inversora usado en el circuito de la consigna

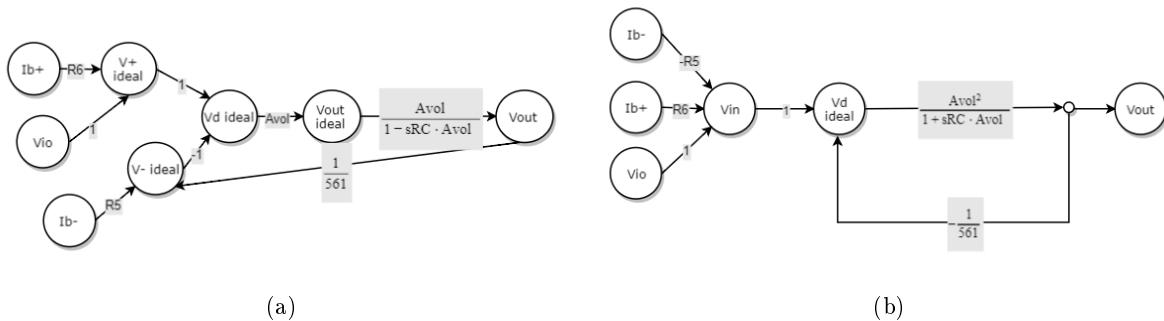


Figura 48: Diagrama de flujo de señal el circuito de la consigna invirtiendo las entradas en ambos amplificadores.

El cálculo de la estabilidad en estas configuraciones es igual al ya realizado con el circuito de la consigna: se obtiene la ganancia a lazo abierto y la ganancia de realimentación del diagrama, con la ecuación 29 se calcula la transferencia (teniendo en cuenta el modelo de polo dominante de A_{vol}) y luego se analiza la posición de los polos en el plano complejo (es estable si están en el semiplano negativo).

4 Circuitos integradores y derivadores

Algunas aplicaciones útiles de circuitos con amplificadores operacionales implican realizar operaciones matemáticas entre las señales involucradas en un circuito. En esta sección estudiaremos los casos particulares de derivación e integración con *op amps*. En ambos circuitos, se utilizará el operacional *LM833*, así como una resistencia de $R = 15k\Omega$ y un capacitor de $C = 6.8nF$.

4.1 Análisis matemático

Dado que todos los circuitos estudiados en esta sección presentan la misma topología general, analizaremos el caso general para cada modelo de operacional, y para obtener los resultados particulares bastará reemplazar en el resultado final con los valores de Z_1 y Z_2 que corresponda.

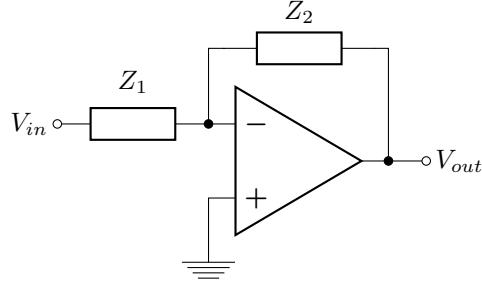


Figura 49: Circuito inversor

4.1.1 A_0 infinito

Si consideramos que $V^- = V^+$, entonces este circuito presenta una tierra virtual en ese punto, y por lo tanto puede resolverse trivialmente, obteniendo:

$$H(s) = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \quad (35)$$

$$Z_{in}(s) = Z_1(s) \quad (36)$$

4.1.2 A_0 finito

Al considerar que la ganancia no es infinita, ya no se cumple que $V^- = 0$, aunque mientras que sigamos admitiendo que la impedancia del operacional es infinita, existe una sola corriente en el circuito. Por lo tanto las ecuaciones quedan planteadas como:

$$\begin{cases} V_{in} - V_{out} = I \cdot (Z_1 + Z_2) \\ V^- = V_{out} + I \cdot Z_2 \\ V_{out} = -A_0 \cdot V^- \end{cases}$$

En este caso, el resultado obtenido es:

$$H(s) = -\frac{A_0 \cdot Z_2}{Z_2 + (A_0 + 1) \cdot Z_1} \sim -\frac{A_0 \cdot Z_2}{Z_2 + A_0 \cdot Z_1} \quad (37)$$

$$Z_{in}(s) = \frac{Z_2}{A_0 + 1} + Z_1 \sim \frac{Z_2}{A_0} + Z_1 \quad (38)$$

Podemos verificar la validez de estas expresiones notando que $\lim_{A_0 \rightarrow \infty}$ llegamos, en ambos casos, a los resultados de la sección anterior.

Para el operacional utilizado, el valor de A_0 es $110dB$.

4.1.3 $A_{vol}(s)$

Para obtener la fórmula del modelo de polo dominante aplicado a este circuito, basta reemplazar A_0 por $A_{vol}(s) = \frac{A_0}{\frac{s}{\omega_p} + 1}$ en las ecuaciones 37 y 38. Se obtiene entonces:

$$H(s) = -\frac{A_0 \cdot Z_2}{\left(\frac{s}{\omega_p} + 1\right)(Z_2 + Z_1) + A_0 \cdot Z_1} \sim -\left(\frac{A_0 \cdot Z_2}{A_0 \cdot Z_1 + Z_2}\right) \cdot \left(\frac{1}{\left(\frac{Z_1 + Z_2}{A_0 \cdot Z_1 + Z_2} \cdot \frac{1}{\omega_p}\right) \cdot s + 1}\right) \quad (39)$$

$$Z_{in}(s) = \frac{\left(\frac{s}{\omega_p} + 1\right)(Z_2 + Z_1) + A_0 \cdot Z_1}{\frac{s}{\omega_p} + A_0 + 1} \sim \left(\frac{Z_2 + A_0 \cdot Z_1}{A_0}\right) \cdot \left(\frac{\left(\frac{Z_1 + Z_2}{Z_2 + A_0 \cdot Z_1}\right) \cdot \frac{1}{\omega_p} \cdot s + 1}{\frac{1}{A_0 \cdot \omega_p} \cdot s + 1}\right) \quad (40)$$

En este caso también se verifica que el término que no depende de ω_p tiende a la ganancia cuando A_0 tiende a infinito. Sin embargo, se agrega un polo a la transferencia, y un polo y un cero a la impedancia.

En el *LM833*, dado que el valor del *BWP* = $16MHz$, $\omega_p = 2\pi \frac{BWP}{A_0} \sim 2\pi \cdot 50.6Hz$.

4.2 Derivador

Para armar un circuito derivador con los componentes mencionados, la conexión debe realizarse de la siguiente manera:

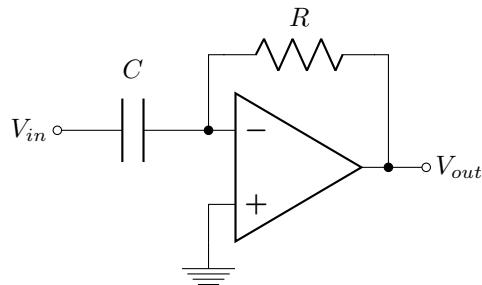


Figura 50: Circuito derivador

4.2.1 Análisis matemático: respuesta en frecuencia

Si consideramos el modelo ideal para el *op amp*, al tener una tierra virtual en V^- , la entrada y la salida están aisladas entre sí, reemplazando en 35 $Z_1 = \frac{1}{sC}$ y $Z_2 = R$:

$$H(s) = -RC \cdot s$$

Antitrasnformando esta expresión, obtenemos que $v_{out}(t) = -RC \cdot \frac{\partial}{\partial t} v_{in}(t)$, con lo cual analíticamente podemos ver que cumple la función planteada inicialmente, si bien la salida estará invertida y multiplicada por una constante.

Con el modelo de A_0 constante, en cambio, la ecuación resultante es:

$$H(s) = - \left(\frac{A_0 \cdot RC}{1 + A_0} \right) \cdot \left(\frac{s}{\left(\frac{RC}{A_0 + 1} \right) \cdot s + 1} \right)$$

Dado que $A_0 + 1 \sim A_0$, la constante es prácticamente idéntica a la del modelo ideal, pero en este caso se agrega a la transferencia un polo en $f = \frac{A_0 + 1}{2\pi \cdot RC} \sim 493MHz$. Por lo tanto, sus efectos no serían apreciables hasta llegar a frecuencias en el orden de los MHz , con lo cual hasta frecuencias de kHz el circuito debería derivar correctamente.

Por último, teniendo en cuenta el polo dominante del operacional, la función transferencia queda reducida a:

$$H(s) = - \left(\frac{A_0 \cdot RC}{1 + A_0} \right) \cdot \left(\frac{s}{\left(\frac{RC}{(1+A_0) \cdot \omega_p} \right) \cdot s^2 + \left(\frac{RC \cdot \omega_p + 1}{(1+A_0) \cdot \omega_p} \right) \cdot s + 1} \right)$$

En este caso, el polo queda de segundo orden, con $f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(1+A_0) \cdot \omega_p}{RC}} = 158kHz$, con $\xi = \frac{\omega_0 \cdot (RC \cdot \omega_p + 1)}{2\omega_p \cdot (1+A_0)} = 0.005$. La respuesta en frecuencia, entonces, presentará un sobrepico considerable en esta frecuencia, y un salto abrupto de -180° en la fase. Sin embargo, aquí no se están teniendo en cuenta los 50Ω de impedancia del generador de funciones que quedarán en serie con el circuito, que provocarían que el sobrepico no sea tan pronunciado. Esto se tratará más en detalle en la sección 4.3.

Como el último modelo introduce un cambio tan grande en el comportamiento del circuito, será el que contrastaremos con los resultados. Se espera que el circuito derive señales con frecuencia menor a la del polo. El alto factor de calidad sugeriría que no se empezaría a observar cambios hasta frecuencias del mismo orden que ella.

4.2.2 Análisis matemático: impedancia de entrada

Idealmente, la impedancia de entrada del circuito sería solo la del capacitor. Si utilizásemos la expresión 38, deberíamos además sumar $\frac{R}{A_0} \sim 0.05\Omega$, pero esto sería comparable con la impedancia del capacitor sólo en frecuencias del orden de los $100MHz$, con lo cual despreciaremos su aporte.

Con el modelo de $A_{vol}(s)$, la función que se obtiene es:

$$Z_{in}(s) = \frac{1}{sC} \cdot \left(\frac{\frac{RC}{(1+A_0) \cdot \omega_p} \cdot s^2 + \frac{1+RC \cdot \omega_p}{(A_0+1) \cdot \omega_p} \cdot s + 1}{\frac{1}{(1+A_0) \cdot \omega_p} \cdot s + 1} \right)$$

Al igual que la transferencia, esta función tiene $f_0 = 158kHz$ con un $\xi = 0.05$, pero en este caso en un cero en lugar de un polo. El polo que sí presenta esta función está en $16MHz$.

4.2.3 Análisis de resultados: respuesta en frecuencia

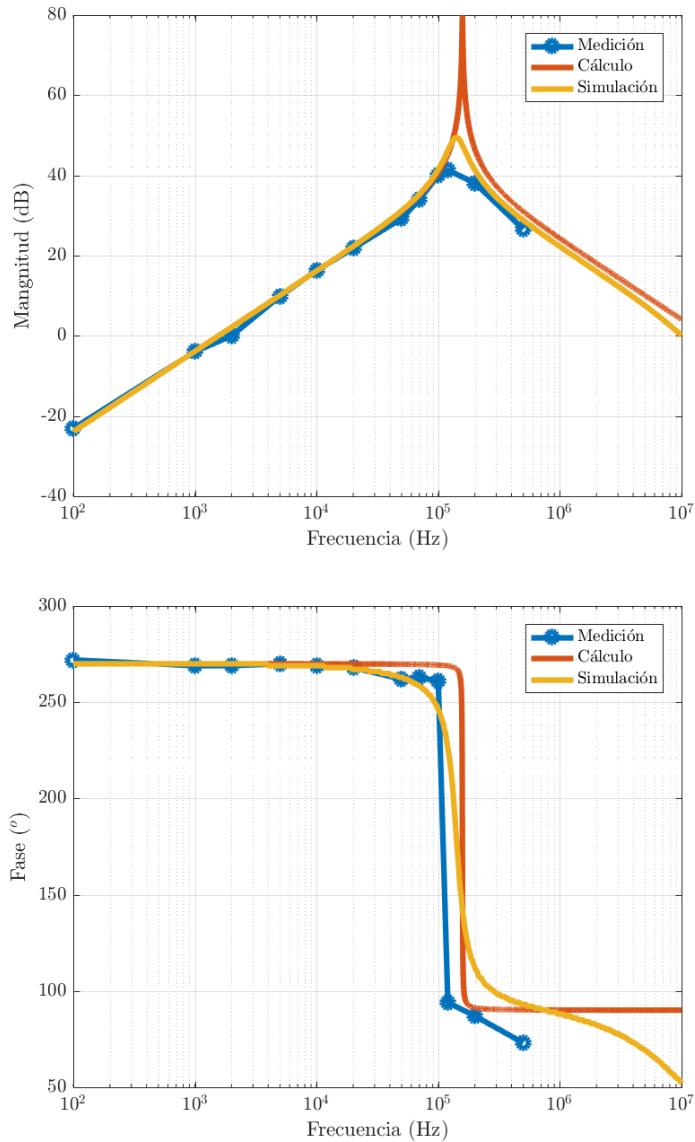


Figura 51: Respuesta en frecuencia del derivador

En la figura anterior, se observa que el modelo logró predecir correctamente la frecuencia del polo de segundo orden, así como la presencia de un sobre pico. Sin embargo, no se pudo medir en frecuencias muy cercanas a este punto, debido a limitaciones del *slew rate* de $7 \frac{V}{\mu s}$ del operacional. A $158k\Omega$, si estimamos

que la ganancia sería de $50dB$ como calcula el simulador, la máxima tensión de entrada admisible sería de $V_{in} = \frac{7\frac{V}{\mu s}}{2\pi \cdot 150kH\ddot{z} \cdot 10^{50/20}} \sim 22mV$, lo cual es del orden del ruido del osciloscopio y por lo tanto no sería una medición confiable.

Observando el comportamiento de la fase, podemos estimar que la predicción del simulador es mejor que la analítica. El hecho de que la fase continúa decreciendo más allá de los 90° sugeriría que hay otra singularidad en el sistema, que proviene de algún parámetro del operacional que el simulador tiene en cuenta y nosotros no. Puesto que la *data sheet* informa que la frecuencia en la cual el operacional tiene ganancia unitaria es $9MHz$, en lugar de los 16 que indicaría el *bandwidth product*, es razonable suponer que el operacional tiene otro polo de frecuencia mucho mayor a la del primero, que llega a apreciarse debido a que se está trabajando a frecuencia y ganancia elevadas.

Otra información que se puede extraer de la fase es el rango de frecuencias donde el circuito deriva. La fase se mantuvo en el rango $(-90 \pm 3)^\circ$ hasta $f = 20kHz$. Más allá de ese punto, se considera que no se puede utilizar el circuito como derivador.

4.2.4 Análisis de resultados: impedancia de entrada

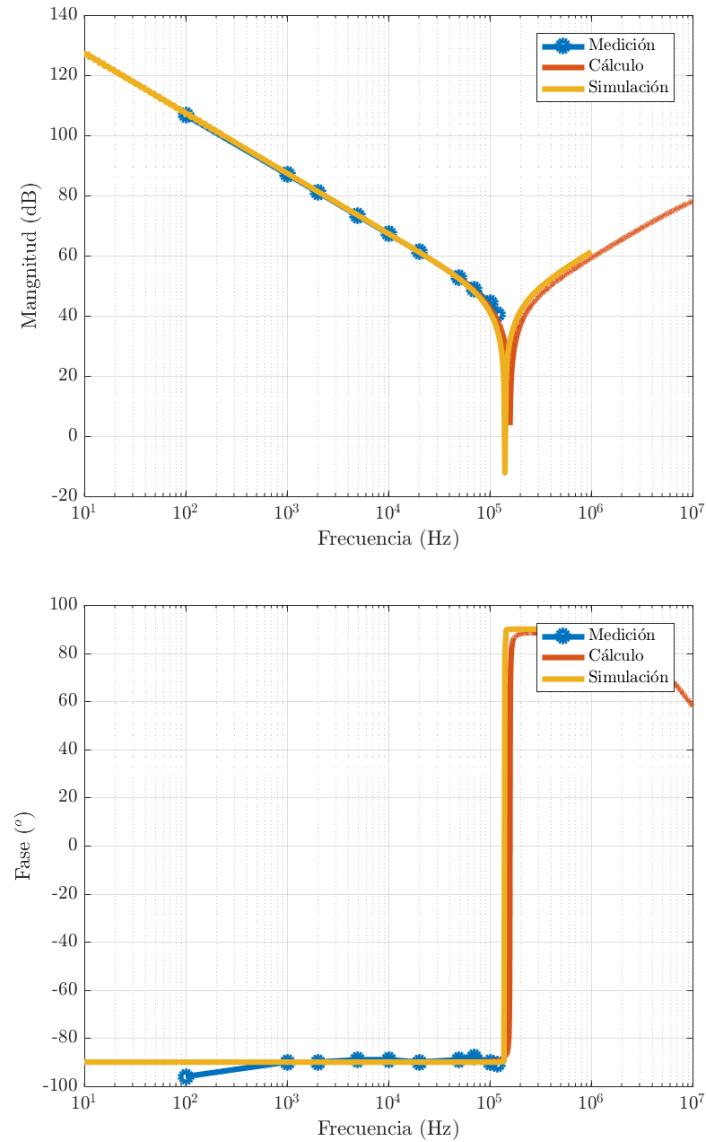


Figura 52: Impedancia de entrada del derivador compensado

Estas mediciones se realizaron colocando una resistencia de $10k\Omega$ en serie con el circuito, y asumiendo que la misma no introduce cambios de fase en el rango de frecuencias donde se trabajó.

Para el rango de frecuencias medido, el comportamiento es prácticamente idéntico al ideal: la fase se

mantiene constante en -90° , y la magnitud baja $20dB$ por década. No se pudieron hacer mediciones más allá de los $120kHz$ debido a las limitaciones explicadas en la sección anterior. En la última medición se llega a apreciar que el descenso en magnitud es más abrupto, lo cual coincidiría con la presencia del cero de orden dos que se observa en la teoría y en Spice.

Si asumimos que la impedancia medida es puramente capacitiva, podemos calcular para cada medición $C = (2\pi \cdot f \cdot 10^{|H|/20})^{-1}$. Salvo para el último punto, se obtienen valores de C entre 6.9 y $9nF$. Siendo que el valor del capacitor utilizado era $6.8nF \pm 5\%$, estos valores indicarían que una parte de la impedancia proviene de otros elementos, pero de todas formas el orden de magnitud es el adecuado. Para la última medición, sin embargo, se obtiene $C = 12.4pF$. Esto refuerza la idea de que en esta medición influye el cero de segundo orden proveniente del polo del operacional.

4.2.5 Análisis de resultados: respuesta transitoria

Según lo medido en la sección 4.2.3, deberían poder derivarse señales de $f \leq 20kHz$.



Figura 53: Respuesta del derivador (verde) a una entrada triangular (amarilla) de $1kHz$

Aquí se observa que el circuito deriva correctamente la señal de entrada. Cabe aclarar que la salida se muestra invertida para que se aprecie el efecto derivador, pues como ya se mencionó la salida está multiplicada por (-1) .

Algo que llama la atención en esta foto son los picos cuando la pendiente de la entrada cambia de signo.



Figura 54: Respuesta transitoria del derivador (verde) a una entrada triangular (amarilla) de $1kHz$

Se observa que el circuito oscila antes de estabilizarse. Esto es consistente con el hecho de que los polos del sistema son complejos conjugados, es decir, con que el sistema es subamortiguado.

Cuando observamos, en cambio, la respuesta de una frecuencia donde la fase ya no es cercana a -90° , la salida no coincide con la derivada de la entrada. Esto también puede explicarse con que, como se observa en la figura 55, el circuito no llega a estabilizarse en un período y sólo se observa la respuesta transitoria.



Figura 55: Respuesta del derivador (verde) a una entrada triangular (amarilla) de $50kHz$

4.3 Derivador compensado

En la sección anterior, la elevada ganancia del sistema en la frecuencia del polo impidió que se pudiesen tomar mediciones en un gran rango de frecuencia. Por lo tanto, procederemos a continuación a compensar este comportamiento.

Si observamos la función transferencia ideal del circuito derivador, observamos que la ganancia se hace infinita cuando la frecuencia también tiende a infinito. Esto se debe a que el sistema presenta un cero en el origen, que proviene de que para frecuencias altas la impedancia del capacitor disminuye y tiende a cero. Esto puede solucionarse imponiendo una impedancia mínima independiente de la frecuencia, lo cual se puede lograr colocando un resistor en serie con el capacitor.

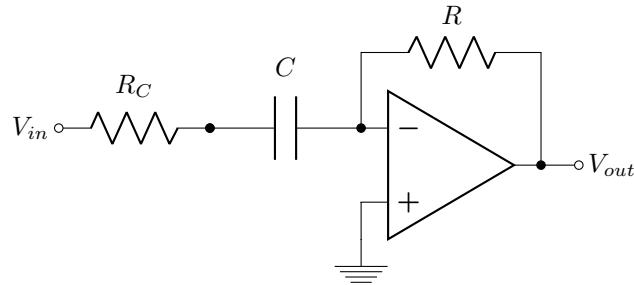


Figura 56: Circuito derivador compensado

4.3.1 Análisis matemático: respuesta en frecuencia

El análisis de este circuito es equivalente al efectuado en la sección 4.1, efectuando las sustituciones $Z_1 = R_C + \frac{1}{sC}$ y $Z_2 = R$.

La función transferencia que se obtiene es:

$$H(s) = - \left(\frac{A_0 \cdot R C \cdot s}{1 + A_0} \right) \cdot \left(\frac{1}{\frac{(R+R_C) \cdot C}{(1+A_0) \cdot \omega_p} \cdot s^2 + [\frac{1}{\omega_p} + C \cdot (R + R_C \cdot (1 + A_0))] \cdot \frac{1}{1+A_0} \cdot s + 1} \right) \quad (41)$$

Por lo tanto, para eliminar el sobrepico debemos obtener el valor de R_C tal que $xi \geq 0.707$. Esto se resolvió con el siguiente código en *Matlab*:

```
r = 15e3; c = 6.8e-9;
Ao = 10^(110/20); % de la hoja de datos: Ao=110dB
BWP = 16e6;
wp = 2*pi*BWP/Ao;

syms r2;
w0 = sqrt(wp*(1+Ao)/c/(r+r2));
```

```

xi = w0/2*(c*(r+r2*(1+A0))+1/wp)/(1+A0);
r2 = eval(solve(xi == 0.707, r2));

```

Se obtiene así que $R_C \geq 210\Omega$. Sin embargo, si se tomase la mínima indispensable para quitar el sobrepico, se tendría una ganancia de aproximadamente $40dB$ en la frecuencia del polo. Por lo tanto, se utilizó $R_C = 470\Omega$, con la cual la magnitud no debería superar los $30dB$.

Como ahora el sistema está sobreamortiguado, los polos ya no son complejos conjugados sino dos polos reales distintos. Calculando ω_0 y ξ con el valor elegido de R_2 , las frecuencias de corte que se obtienen son

4.3.2 Análisis matemático: impedancia de entrada

En este caso, la impedancia de entrada ideal es R_C en serie con el capacitor:

$$H(s) = \frac{1}{C} \cdot \frac{R_C C \cdot s + 1}{s}$$

Esta transferencia cuenta con un polo en el origen y un cero en $f = \frac{1}{2\pi \cdot R_C C} \sim 50kHz$.

De igual manera que el caso anterior, se desprecian los 0.05Ω que se suman en el modelo de A_0 constante.

Considerando, en cambio, el modelo de polo dominante, la impedancia de entrada que se obtiene es:

$$Zin(s) = \frac{1}{s \cdot C} \cdot \left(\frac{\frac{(R+R_C) \cdot C}{\omega_p} \cdot s^2 + [\frac{1}{\omega_p} + C \cdot (R + R_C \cdot (1 + A_0))] \cdot \frac{1}{1+A_0} \cdot s + 1}{\frac{1}{(1+A_0) \cdot \omega_p} \cdot s + 1} \right) \quad (42)$$

Los ceros de esta función están en los polos de la transferencia, es decir que tiene un , y se agrega además un polo en $f_1 = 56kHz$ y $f_2 = 432kHz$. Teniendo en cuenta que se realizarán mediciones en ese rango, se utilizará este modelo para comparar con las mediciones.

4.3.3 Análisis de resultados: respuesta en frecuencia

En este caso sí se pudieron efectuar mediciones en un rango continuo de mediciones gracias a la ausencia del sobrepico. Los resultados obtenidos fueron:

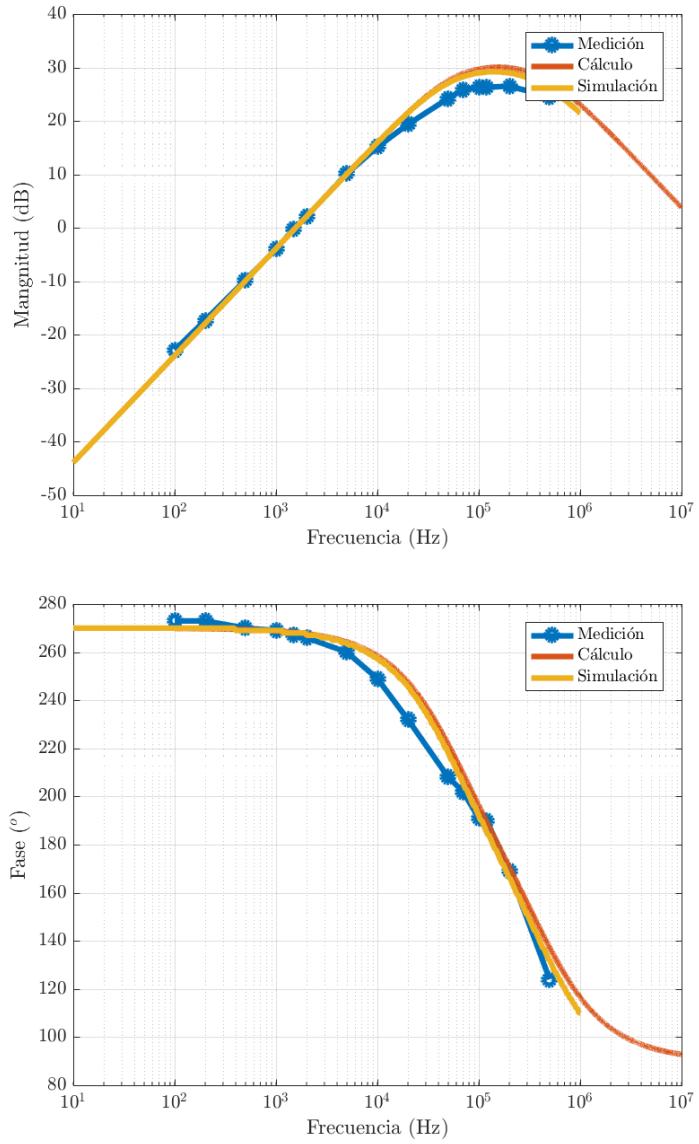


Figura 57: Respuesta en frecuencia del derivador compensado

El modelo predice adecuadamente el comportamiento del circuito. El hecho de que la magnitud máxima medida no coincida con la calculada ni la simulada podría atribuirse a que las mediciones se realizaron con tasas de cambio de V_{out} cercanas, si bien inferiores, al *slew rate* del operacional. Este efecto se habría visto exacerbado de haber elegido una resistencia de compensación menor.

En base a los resultados obtenidos para la fase, el nuevo circuito integra hasta $f = 2k\Omega$, es decir un

orden de magnitud menos que el derivador no compensado.

4.3.4 Análisis de resultados: impedancia de entrada

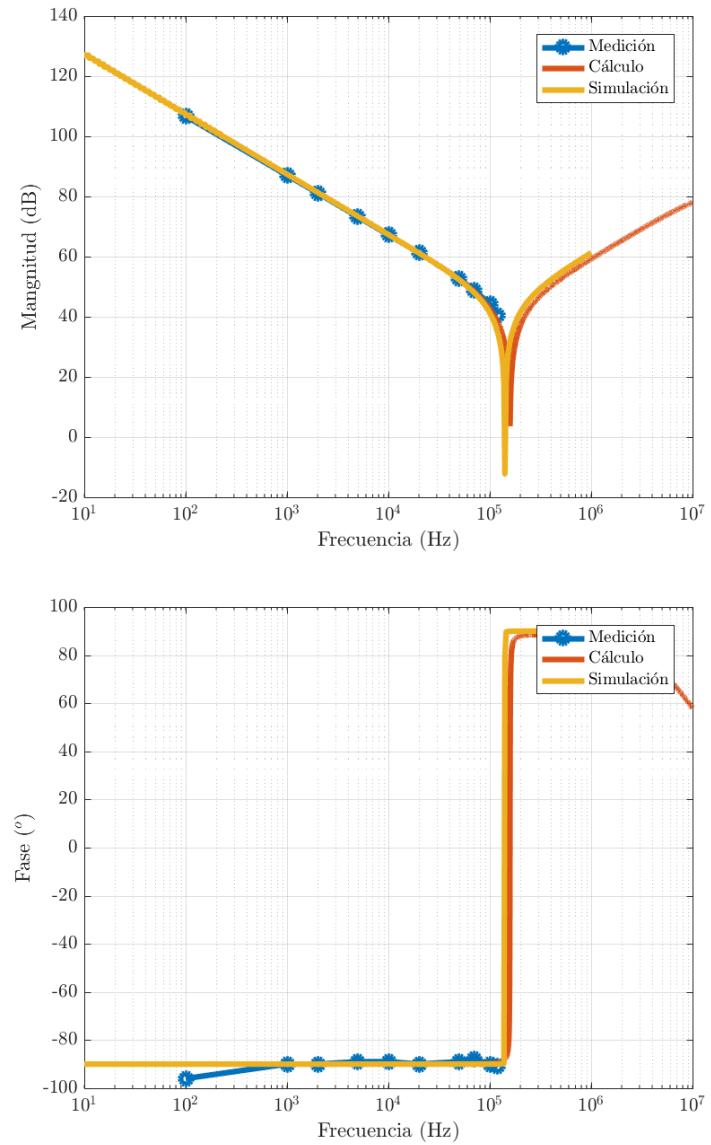


Figura 58: Impedancia de entrada del derivador compensado

Las mediciones cumplen las predicciones del simulador y las analíticas, que esta vez coinciden entre ellas. Se logró satisfactoriamente lograr limitar el mínimo de impedancia de entrada.

4.3.5 Análisis de resultados: respuesta transitoria

Repetiremos la medición que realizamos para el circuito no compensado en $f = 1kHz$.



Figura 59: Respuesta del derivador compensado (verde) a una entrada triangular (amarilla) de $1kHz$



Figura 60: Respuesta del derivador compensado (verde) a una entrada triangular (amarilla) de $1kHz$

El sistema conserva su comportamiento de derivador para frecuencias menores a $2kHz$ como se esperaba. En este caso, además, ya no se produce un *overshoot* en el transitorio, si no que ahora corresponde al de un circuito de segundo orden sobreamortiguado, que es lo que pretendíamos al compensar el circuito.

Para frecuencias altas, sin embargo, el circuito ya no se comporta como un derivador. Esto sucede porque el período de la señal es menor que el tiempo del transitorio del circuito.

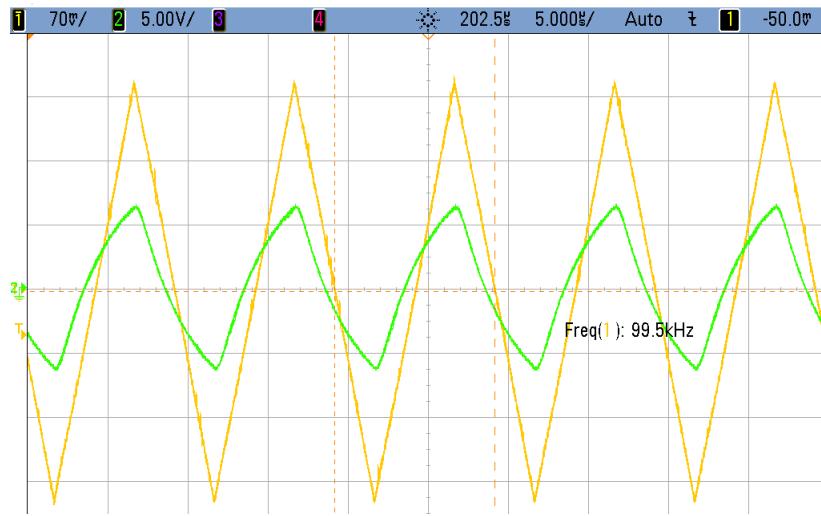


Figura 61: Respuesta del derivador compensado (verde) a una entrada triangular (amarilla) de $1kHz$

4.4 Integrador

Colocando los componentes en el orden inverso al derivador se obtiene el circuito integrador:

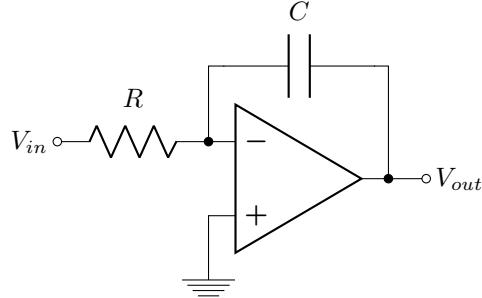


Figura 62: Circuito integrador

4.4.1 Análisis matemático: respuesta en frecuencia

Reemplazando Z_1 por R y Z_2 por $\frac{1}{sC}$ en la ecuación 35, obtenemos:

$$H(s) = -\frac{1}{RC \cdot s}$$

Efectuando la antitransformada de Laplace a esta expresión, resulta que $v_{out}(t) = -\frac{1}{RC} \int_{-\infty}^t v(u)du$, es decir que a la salida se obtiene la integral de la señal de la entrada, invertida y multiplicada por la constante $\frac{1}{RC}$. Así planteado, este sistema tiene ganancia infinita para corriente continua. Esto podría ser un problema debido a que cualquier ruido de frecuencias bajas se verá enormemente amplificado.

Utilizando la ecuación 37, la nueva transferencia que obtenemos es:

$$H(s) = -\frac{A_0}{(A_0 + 1) \cdot RC \cdot s + 1}$$

Aquí el polo se traslada del origen a $f = \frac{1}{2\pi \cdot RC \cdot (A_0 + 1)} \sim 5mHz$. Esto establece un máximo de ganancia para continua, pero en una frecuencia tan baja que sería razonable esperar que sea un problema de todas maneras.

Por último, considerando el polo del operacional la transferencia final queda en:

$$H(s) = -\frac{A_0}{\frac{RC}{\omega_p} \cdot s^2 + \left(\frac{1}{\omega_p} + (A_0 + 1) \cdot RC\right) \cdot s + 1} \quad (43)$$

Esta función tiene también un polo en $0.005Hz$, pero tiene un segundo en $16MHz$. Sin embargo, para esta frecuencia la atenuación probablemente sea tal que no se pueda medir la salida, puesto que los

generadores de funciones utilizados para medir sólo pueden entregar hasta $20V_{pp}$. Por lo tanto, no podría en principio apreciarse un polo en esa frecuencia.

4.4.2 Análisis matemático: impedancia de entrada

Idealmente, debido a la tierra virtual en V^- , la entrada sólo se carga con $Z_1 = R$, con lo cual la impedancia sería constante:

$$Z_{in}(s) = R$$

Si consideramos la expresión 38, obtenemos en cambio que:

$$Z_{in}(s) = \frac{(A_0 + 1) \cdot RC \cdot s + 1}{(A_0 + 1) \cdot C \cdot s}$$

Según esta expresión, tendríamos un polo en el origen y un cero en $0.005Hz$. La ganancia que tendría el sistema en esas frecuencias sería, sin embargo, tan elevada que impidiría medir la entrada sin que la salida saturase, con lo cual sólo se podría medir en frecuencias donde los efectos del polo y el cero ya fueron neutralizados entre sí, y la expresión se vería nuevamente reducida a $Z_{in} = R$.

Finalmente, con el modelo de A_{vol} la impedancia de entrada resulta ser:

$$Z_{in}(s) = \frac{\frac{RC}{\omega_p} \cdot s^2 + \left(\frac{1}{\omega_p} + (A_0 + 1) \cdot RC\right) \cdot s + 1}{sC \cdot (A_0 + 1) \cdot \left(\frac{1}{\omega_p(A_0+1)} \cdot s + 1\right)} \quad (44)$$

Los polos de la transferencia mencionados en 43 son ahora ceros de la impedancia. Esta función cuenta también con un polo en $f = \frac{\omega_p(A_0+1)}{2\pi} \sim BWP = 16MHz$, que es la misma frecuencia de uno de los ceros. Esto implica que sus efectos se ven cancelados entre sí, quedando sólo el cero en $0.005Hz$.

4.4.3 Análisis de resultados: respuesta en frecuencia

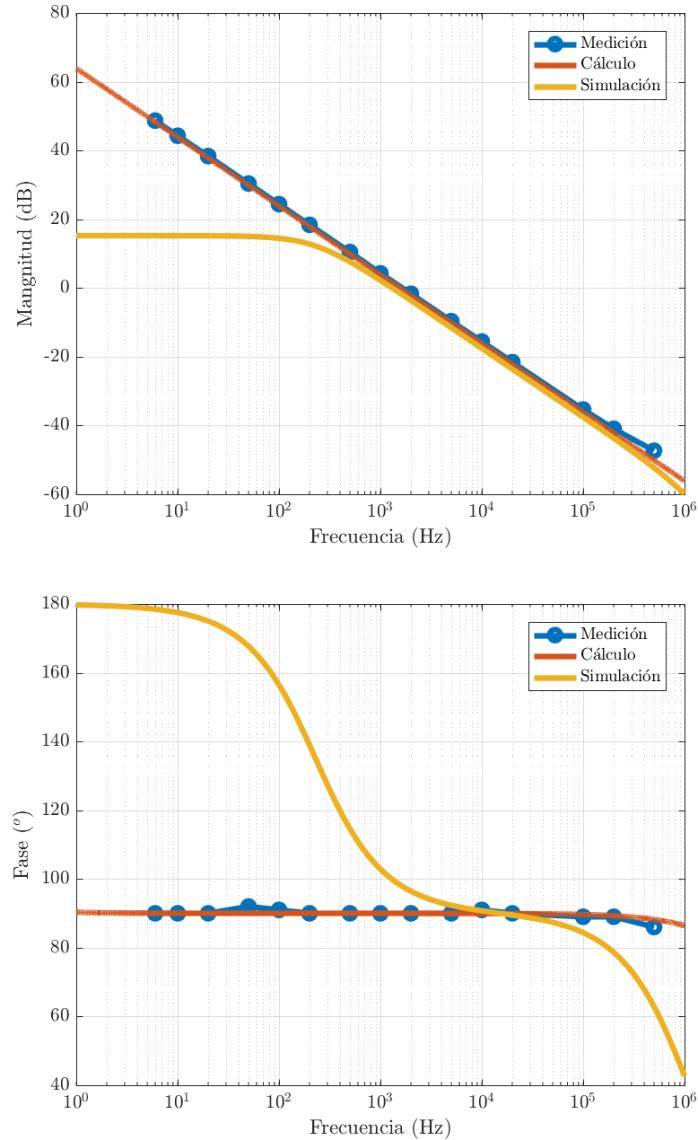


Figura 63: Respuesta en frecuencia del integrador

El circuito se comporta como un integrador ideal en el rango de frecuencias donde se midió. Para frecuencias más bajas la saturación del operacional debido a la alta ganancia del circuito impidió realizar más mediciones. No se explica por qué el simulador obtiene resultados tan dispares con los obtenidos

teóricamente, si bien a partir de los 100Hz el comportamiento de la magnitud es el de un polo simple.

4.4.4 Análisis de resultados: impedancia de entrada

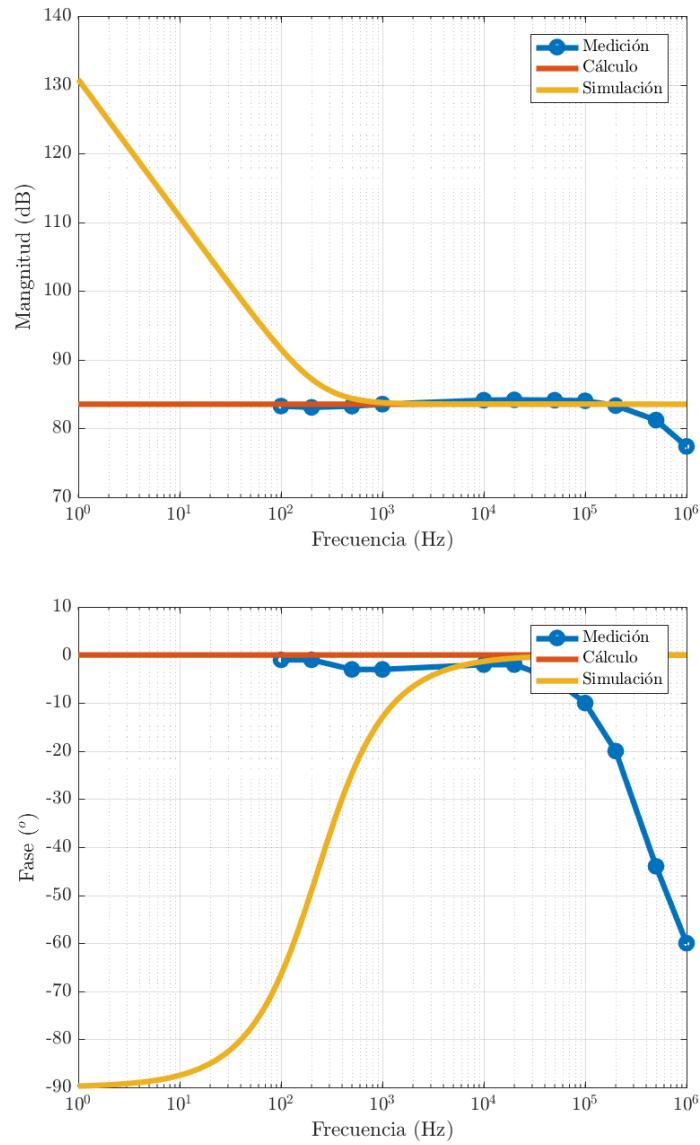


Figura 64: Impedancia de entrada del integrador

Hasta aproximadamente 100kHz , el comportamiento del circuito se corresponde con el modelo ideal, es decir, una resistencia de aproximadamente $15\text{k}\Omega$ con fase 0° . En frecuencias más elevadas, sin embargo, aparece un polo de primer orden en 500kHz cuya presencia no se explica ni con el modelo de $A_{vol}(s)$, ni agregando la capacidad parásita entre V^+ y V^- de 12pF , ni agregando las puntas del osciloscopio.

4.4.5 Análisis de resultados: respuesta transitoria

Según lo observado en la respuesta en frecuencia, el circuito debería poder integrar señales de todas las frecuencias que se midieron. Efectivamente, no se logró medir ninguna señal que no se integrara dentro del rango de frecuencias donde la salida no estaba demasiado atenuada para ser medida ni demasiado amplificada como para no poder medir la entrada. A continuación se ilustra uno de los casos medidos, donde se observa que la salida de una constante es una lineal, es decir su integral:

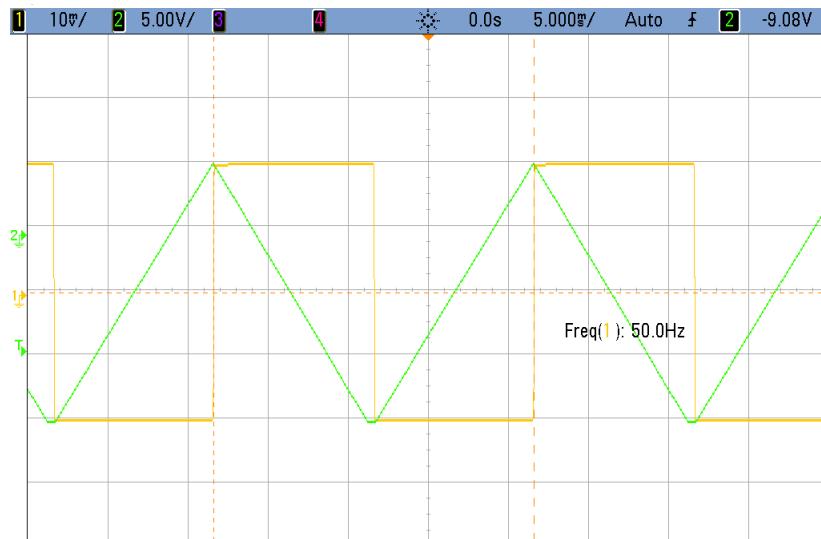


Figura 65: Respuesta del integrador (verde) a una entrada de tren de pulsos (amarilla) de 1kHz

4.5 Integrador compensado

Como ya se mencionó, el circuito integrador ideal tiene un polo en el cero. Esto implica que el circuito tiene, en teoría, ganancia infinita en continua. Efectivamente, cuanto más disminuía la frecuencia en el caso anterior más difícil se hacía medir, puesto que entradas de amplitud muy pequeñas saturaban el *op amp*. A su vez, constantemente se debía ajustar el *offset* del generador para compensar la corriente continua parásita que aparecía en el circuito, pues esto ocasionaba que la señal de salida saturara hasta quedar continua en $V_{out} \sim V_{cc}$.

Para compensar esta situación, se busca correr el polo del origen lo suficiente como para que en frecuencias bajas llegue a un máximo razonable. Como se explicará analíticamente a continuación, esto puede lograrse colocando una resistencia en paralelo con el capacitor. A grandes rasgos, esto evita que el

circuito funcione en *open loop* cuando el capacitor se abre por la baja frecuencia, ya que hay un mínimo de impedancia constante.

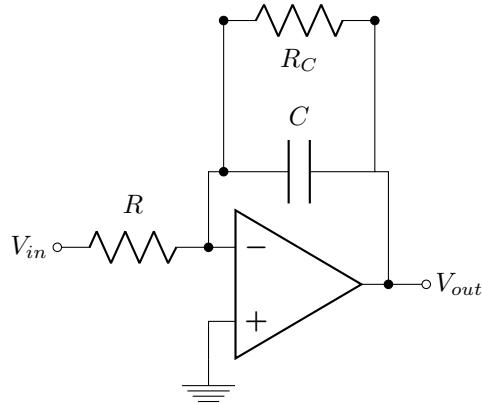


Figura 66: Circuito integrador compensado

4.5.1 Análisis de matemático

La configuración de este circuito es $Z_1 = R$ y $Z_2 = (s \cdot C + \frac{1}{R_C})^{-1} = \frac{R_C}{s \cdot R_C C + 1}$, donde llamaremos R_C a la resistencia de compensación. Puesto que el circuito integrador quedaba aptamente descripto por el modelo ideal para su respuesta en frecuencia, calcularemos el valor de R_C según este modelo.

Reemplazando en la ecuación genérica por los valores mencionados, la transferencia ideal del circuito resulta:

$$H(s) = -\frac{R_C}{R_1} \cdot \left(\frac{1}{s \cdot RC + 1} \right)$$

La ganancia se obtiene, entonces, tomando $\lim_{f \rightarrow 0^+} |H(i2\pi f)| = \frac{R_C}{R_1}$. Teniendo en cuenta que esta será la amplificación del ruido de señales de baja frecuencia, donde el sistema no podrá integrar, tomaremos como criterio que esta ganancia sea $6dB$, es decir que $R_C \sim 2 \cdot R_1 = 30k\Omega$. El valor comercial elegido es entonces $R_C = 27k\Omega$. El cero queda posicionado entonces en $f = \frac{1}{2\pi \cdot R_C C} \sim 870Hz$.

La impedancia de entrada ideal es la misma que se obtiene en el integrador no compensado.

Las fórmulas de $H(s)$ y $Z_{in}(s)$ para el modelo A_0 finito y con polo dominante se obtienen de forma análoga a como se operó hasta el momento: reemplazando los valores de Z_1 y Z_2 en las expresiones genéricas por los de este circuito. Sin embargo, como no aportaron información que afectara lo medido en el caso del integrador (y como se verá más adelante, tampoco en este), no se incluirán.

4.5.2 Análisis de resultados: respuesta en frecuencia

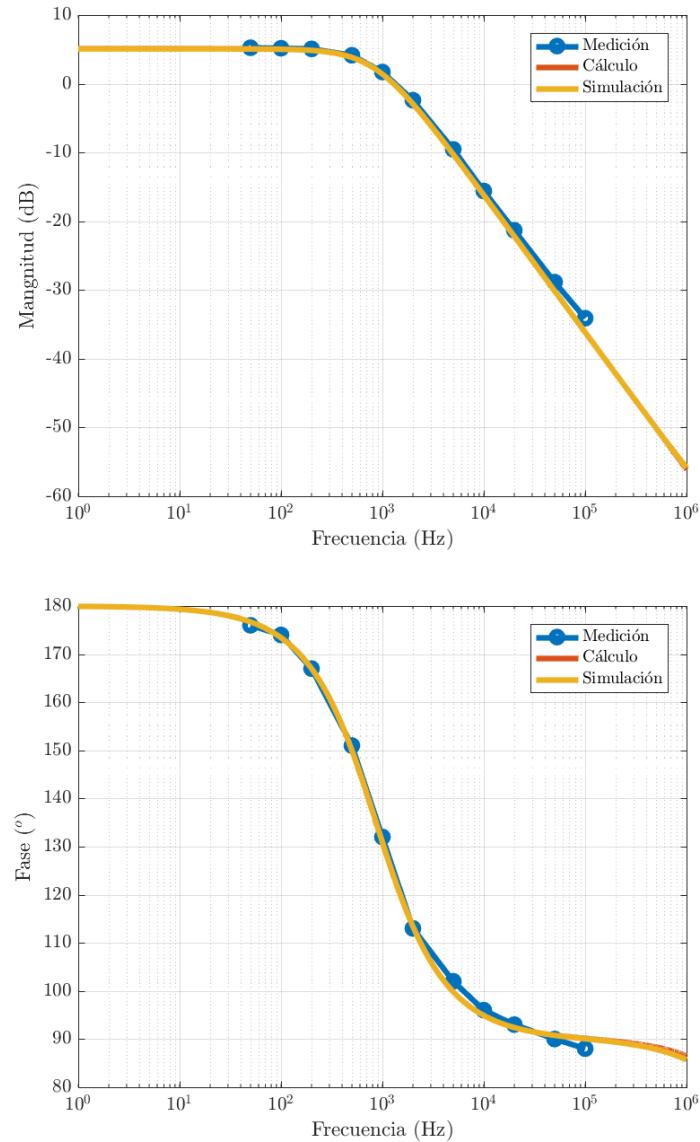


Figura 67: Respuesta en frecuencia del integrador compensado

Los resultados obtenidos con el simulador y con la teoría son tan similares que no logran distinguirse en el gráfico. Las mediciones también quedaron en línea con lo predicho por ambos modelos. Cabe aclarar que la función utilizada para el cálculo teórico es la de utilizar $A_{vol}(s)$, pero sin embargo el comportamiento

no se distingue de un sistema con un polo simple en $f \sim 900\text{Hz}$.

4.5.3 Análisis de resultados: impedancia de entrada

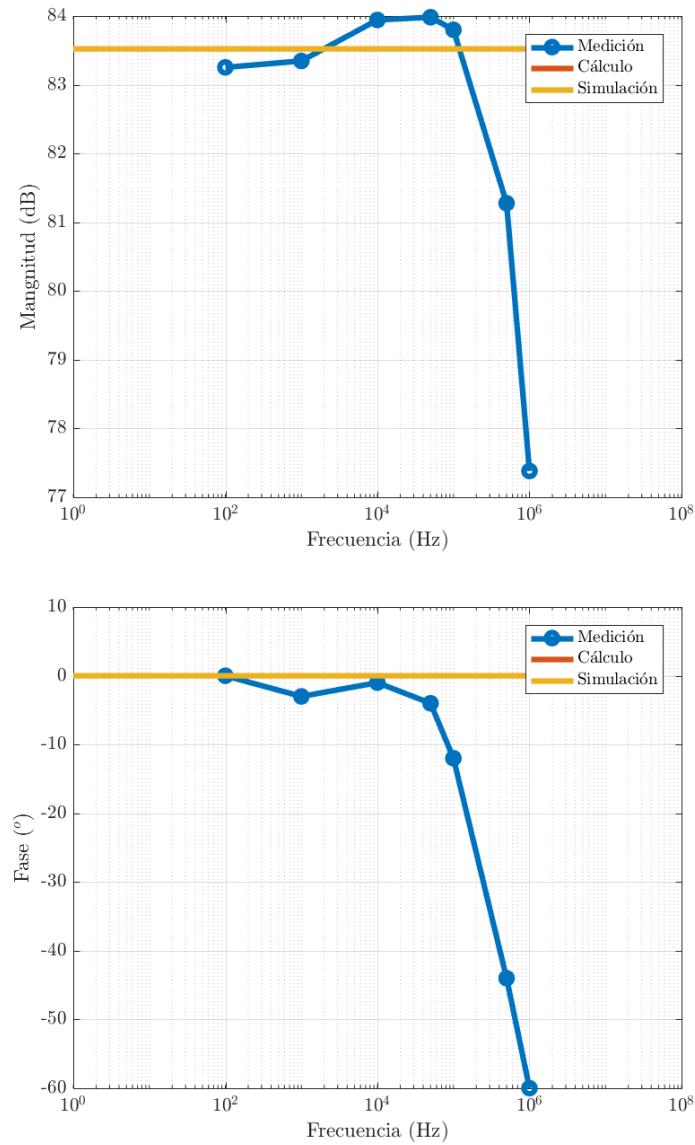


Figura 68: Impedancia de entrada del integrador compensado

En este caso, se observa un polo de primer orden en $f = 500\text{Hz}$. Esto no corresponde con ninguno de los modelos planteados ni se puede explicar agregando las puntas ni la *differential input capacitance*. Sin embargo, el comportamiento inicial es el de una resistencia de $\sim 15\text{k}\Omega$, que era lo que se esperaba obtener. También en este caso se está utilizando la expresión de $Z(s)$ con $A_{vol}(s)$ para el cálculo teórico.

4.5.4 Análisis de resultados: respuesta transitoria

Al correr el polo del origen a 900Hz , el circuito deja de integrar en señales de frecuencia de este orden de magnitud o menores, puesto que hasta ese punto se comporta como constante (predomina la resistencia).

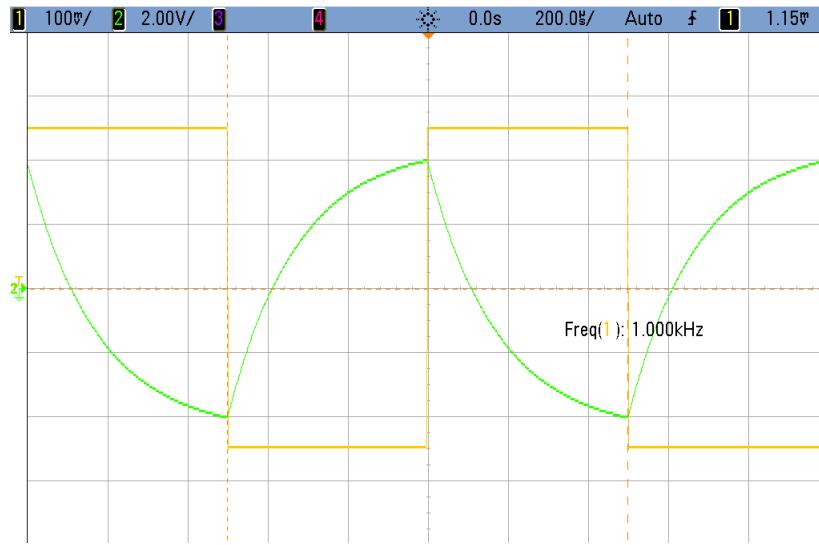


Figura 69: Respuesta del integrador compensado (verde) a una entrada de tren de pulsos (amarilla) de 1kHz

Cuando la frecuencia es mucho mayor que la de corte, en cambio, el término constante se hace despreciable y la transferencia se puede aproximar con la de un integrador ideal. Entonces, podemos observar en la salida la integral de la entrada.

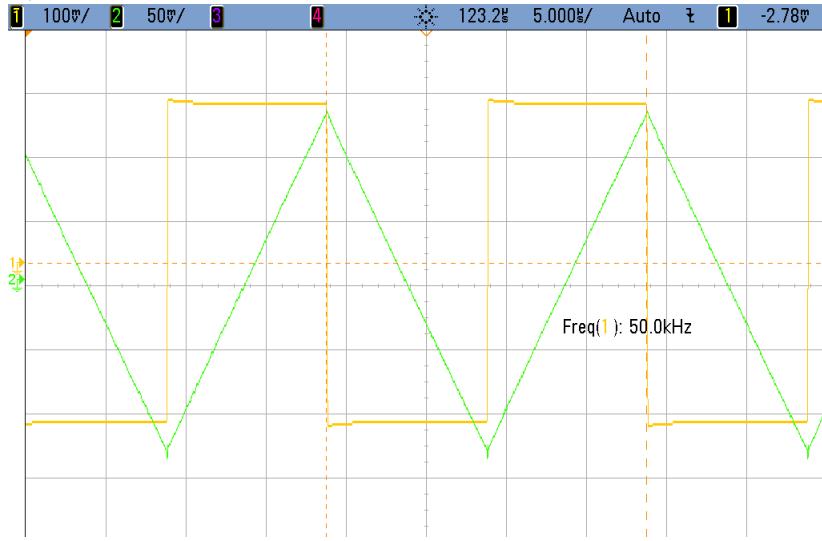


Figura 70: Respuesta del integrador compensado (verde) a una entrada de tren de pulsos (amarilla) de 50kHz

4.6 Conclusiones

Si bien los circuitos no compensados cumplen su función de integrador y derivador en un amplio rango de frecuencias, ambos traen problemas a la hora de utilizarlos.

En el caso del derivador, debido a la interacción entre los polos del operacional con el resto del circuito se formó un sistema de segundo orden subamortiguado. Esto provoca picos de tensión en la respuesta transitoria y ganancia de más de 40dB en la frecuencia del polo, lo cual lo hace inutilizable en este rango de frecuencias. Al compensar este efecto con una resistencia en serie, limitando la impedancia de entrada para que no se haga 0 cuando el capacitor pasa a comportarse como un cable, el sistema pasó de estar subamortiguado a sobreamortiguado, con lo cual estos problemas se vieron solucionados. Sin embargo, el rango de frecuencias donde el circuito derivaba se redujo al de mucho menores que la frecuencia de corte. Elegir una resistencia de compensación menor habría ampliado este rango unos $kH\ddot{z}$ más, pero a costo de tener más ganancia entre el primer polo y el segundo.

En cuanto al integrador, fue necesario limitar la ganancia en frecuencias bajas para que *offsets* de unos pocos milivolt en la entrada de continua no deseada saturaran el operacional. Al compensar este problema, sin embargo, el circuito dejó de integrar para frecuencias menores o del mismo orden que la del nuevo polo.

5 Pedal de Distorsión

5.1 Introducción

Se busca implementar un pedal de distorsión para guitarra eléctrica. La distorsión a implementar será de tipo clipping, utilizando diodos para efectuar tal distorsión. Las señales de audio se manejan con niveles de tensión, que representan directamente la onda de entrada, en nuestro caso proveniente de una guitarra eléctrica. Es luego de la conversión de esta onda sonora a una eléctrica que se realizan los cambios de tensión que darán los efectos distorsionantes deseados al sonido. La señal eléctrica será nuevamente convertida a audio y será la salida de cualquier dispositivo reproductor de audio de elección que caiga dentro de las consideraciones que se enumerarán en la subsección Diseño del circuito.

A modo de delimitar un marco teórico y notacional a partir del cual se presentarán con mayor claridad y precisión los efectos del pedal, se procede a definir el concepto de distorsión a través de la ausencia de la misma:

- Un sistema con entrada $x(t)$ y salida $y(t)$ no distorsiona cuando $y(t) = A x(t+\tau)$, con A y τ dos constantes. En caso de que esta relación entre entrada y salida no se cumpla, se dice que el sistema en cuestión distorsiona.

De la definición anterior se desprende que un amplificador operacional ideal cuya entrada $V_d = V^+ - V^-$ no supere los valores de saturación característicos y que tenga comportamiento lineal en amplitud y en fase podrá ser clasificado como un amplificador puro y por lo tanto comprenderá un sistema no distorsionante.

La distorsión de tipo clipping consiste en el establecimiento de un valor de tensión "techo" o límite, el cual la señal de entrada no podrá sobrepasar en su forma original (sufrirá distorsión). En general, la distorsión será en amplitud, de modo que la salida del sistema $y(t)$ tenderá a valores de tensión cercanos a los del valor techo en aquellos casos en los que la entrada $x(t)$ supere dicho valor. Cabe destacar que en el caso del pedal implementado, el valor techo utilizado será una cota del módulo de la señal de entrada tal que si T es el valor techo, $|x(t)| \leq T$. Este tipo de clipping se llama clipping simétrico. De esta forma, se puede diferenciar entre dos tipos de clipping, a saber:

1. **Hard-Clipping:** El valor techo del clipping no podrá ser excedido por la señal de salida, y en caso de que la señal de entrada sea superior al valor techo, la señal de salida adoptará el valor constante del techo. Matemáticamente:

$$y(t) = \begin{cases} T & \text{si } x(t) \geq T \\ x(t) & \text{si } -T \leq x \leq T \\ -T & \text{si } x(t) \leq -T \end{cases} \quad (45)$$

De esta definición se muestra el efecto de clipping sobre una senoidal:

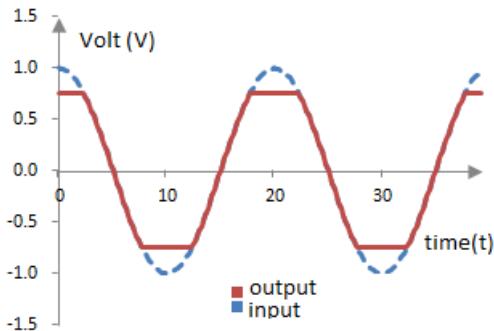


Figura 71: Ejemplo de hard-clipping

2. **Soft-Clipping:** El valor techo del clipping podrá ser levemente excedido de manera tal que la transición entre el valor que adoptaría la señal de entrada sin distorsión y el que deberá adoptar la señal de salida sea más suave.

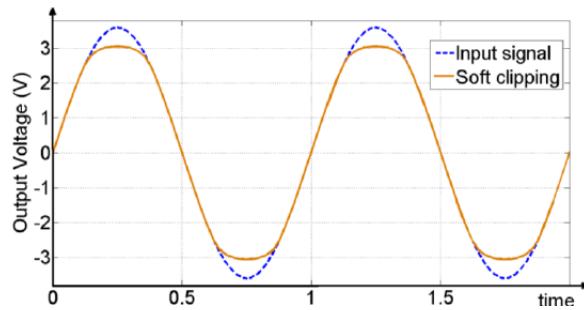


Figura 72: Ejemplo de soft-clipping

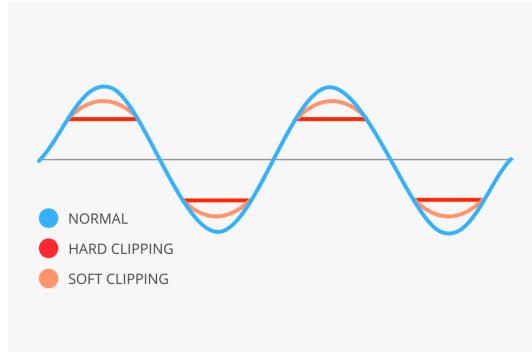


Figura 73: Soft-clipping vs. Hard-clipping

5.2 Consideraciones de diseño

Antes de comenzar con el diseño, se definen las asunciones iniciales sobre las cuales se comenzará con el diseño del circuito. Estas asunciones son elegidas de forma tal que se pueda abarcar un gran espectro de las guitarras y amplificadores comerciales.

- La entrada será una señal de audio (20Hz a 20KHz) de amplitud menor o igual a 300mV pico a pico (dentro de esta categoría caen la mayoría de los micrófonos de guitarra eléctrica). La entrada en principio tendrá offset nulo.
- La salida debe ser adecuada para un equipo de audio, por lo que tampoco tendrá tensión de offset continuo.
- La fuente de alimentación debe ser de 9V no partida. De usar un AC ADAPTER, se debe considerar que suele tener un ripple no deseado producto de la conversión no ideal de alterna a continua.
- La salida se conectará a un amplificador de guitarra con impedancia de entrada Z_{in} mayor o igual a $200K\Omega$. Esto es el caso en la mayoría de los amplificadores de guitarra, como por ejemplo la serie Mustang GT de Fender y la serie Cube de Roland, los cuales tienen $Z_{in} = 1M\Omega$, o el Fender Rumble para bajo, con $Z_{in} = 202K\Omega$

5.3 Diseño del circuito

El circuito con el cual se impondrá la distorsión, con los valores todavía sin definir, es:

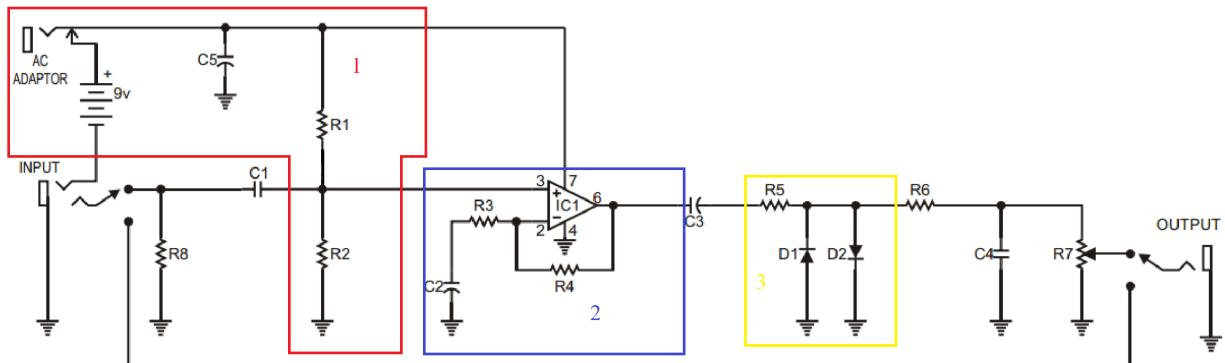


Figura 74: Circuito de distorsión de clipping a implementar para el pedal de guitarra.

Se identifica a la resistencia del principio del circuito R8 como un pull-down resistor, que se procederá a explicar a continuación:

El capacitor C1 se cargará y descargará según la señal de entrada en el momento en que el circuito se prenda (se conecte una entrada). Pero luego de que el circuito se vuelva a desconectar, el capacitor

C1 tendrá ahora un nivel de carga fijo no nulo. Este a su vez podrá comenzar a descargarse lentamente por no ser un capacitor ideal, pero en principio tendrá un valor de carga al momento de ser reconectado. Cuando es reconectado, el capacitor deberá volverse a cargar o descargar apropiadamente según la nueva señal de entrada, teniéndose en cuenta la carga que ya estaba acumulada previamente en C1, por lo que podrá haber cambios abruptos no deseados en la demanda y el flujo de corriente de entrada a su vez como también en la tensión.

Como solución a este problema se inserta la resistencia R8, que tendrá el objetivo de proveer un contacto directo con tierra cuando la entrada está desconectada, de esta manera descargando el capacitor C1 y así evitando los efectos de rebote no deseados al reconnectar.

Se elige un valor grande de resistencia ($1\text{ M}\Omega$) para R8 de forma tal que cuando el circuito esté conectado, la demanda de corriente a tierra sea poca y no afecte al correcto funcionamiento del equipo.

Este circuito cuenta además con tres secciones notables a saber:

1. Alimentación.
2. Amplificación.
3. Clipping.

La numeración de las secciones se corresponde con la imagen anterior. Cada una puede analizarse independientemente tomando los recaudos necesarios.

5.3.1 Sección de alimentación

Con el objetivo de minimizar tanto el espacio ocupado por el pedal como la cantidad de baterías requeridas por el usuario para utilizarlo, se busca que el amplificador operacional (opamp) requerido para amplificar la señal de entrada sea alimentado únicamente por una batería en el extremo Vcc+, mientras que el otro extremo de alimentación esté conectado directamente a tierra, de esta manera se "ahorra" una batería, que en este caso en particular será de 9 volts por el tipo de señal con el que se trata.

El problema de este tipo de alimentación es que si la señal de entrada oscila alrededor del 0V, el opamp saturará cuando se rodee estos valores, por lo que la señal será completamente distorsionada de una manera no deseada. Como solución, se plantea montar a la señal de entrada sobre una continua de 4.5 V, por lo que si la señal original cumple con las consideraciones de diseño mencionadas en la sección anterior, el opamp no se saturará si se lograre evitar amplificar la continua sobre la cual se la monta.

Es así como para la alimentación se propone el siguiente sub-circuito:

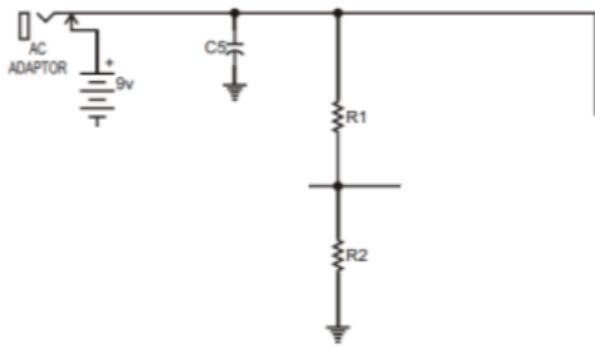


Figura 75: Esquemático sección de alimentación

En el caso en que $R_1 = R_2$, las dos resistencias crean un divisor resistivo con el cual se obtienen nodos 9V, 4.5V, y 0V. Esto funciona correctamente siempre que la corriente que circula por ambas resistencias no sea significativamente distinta, ya que en caso contrario la tensión que debería ser de 4.5V va a tomar otro valor.

La función del capacitor es eliminar cualquier ruido o ripple presente en la tensión de entrada. El ripple es producto del método de funcionamiento de los transformadores de alterna a continua.

Otra causa de ripple para la fuente de continua se dará en aquellos casos en los que el opamp demande corriente abruptamente, para lo cual, dado que la batería no es ideal, no podrá mantener la tensión completamente constante. Este problema se soluciona con el agregado del capacitor C_5 , que acumulará carga podrá aportar tensión cuando aparezca el riple, manteniendo la tensión continua. Es claro ver que la impedancia del camino a tierra que produce C_5 disminuye cuanta más alta sea la frecuencia, por lo que fluctuaciones más grandes en tensión irán directamente a tierra en vez de influir en el resto del circuito.

Dado que los cambios en la demanda de corriente por parte del opamp pueden ser significativamente abruptos, se busca un capacitor que pueda acumular una carga acorde (alta capacitancia, en nuestro caso $1\mu F$).

5.3.2 Sección de clipping

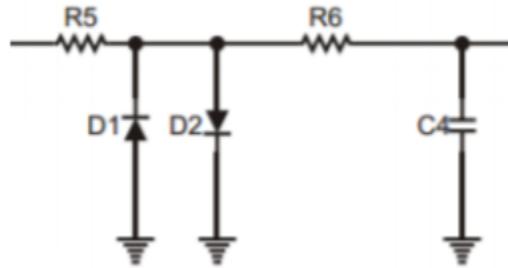


Figura 76: Esquemático sección de clipping

Esta sección del circuito distorsiona la señal recortando abruptamente cualquier pico que se exceda del rango $\pm 0.6V$ (si no se excede, no se modifica). Este proceso, explicado en la introducción, se conoce como clipping (ver figura 78). El efecto de clipping genera un aumento en los armónicos de alta frecuencia ya que la señal tiende a la forma de una cuadrada en sus picos más altos. Como se mencionó en la introducción, se decidió usar clipping simétrico al elegir acotar el módulo de la señal de entrada por $T = 0.6V$.

Los diodos suelen ser representados por su curva característica:

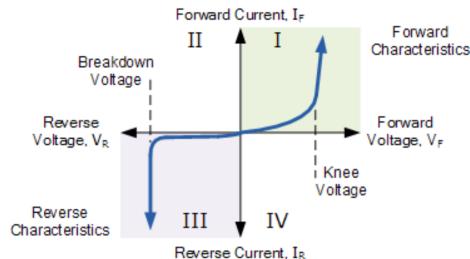


Figura 77: Curva característica del diodo

De esta curva se hace notar que al superar el valor de tensión V_f o al llegar a un nivel de tensión menor a V_R , la demanda de corriente por parte del diodo aumentará exponencialmente y, por no poder suplirla, el circuito mantendrá la tensión a ese nivel en caso de recibir una señal que deba sobrepasar los límites antes mencionados. Es así como los diodos suelen utilizarse para realizar clipping. En particular, la configuración elegida en el circuito es tal que el clipping será en los valores de V_f y $-V_f$, por lo que el clipping resultará simétrico.

Mientras mayor sea la amplificación de la señal de entrada, mayor va a ser la pendiente de los flancos, entonces al recortarla más parecida a una señal cuadrada va a ser la salida. Regulando la amplificación del op-amp se puede entonces regular la distorsión.

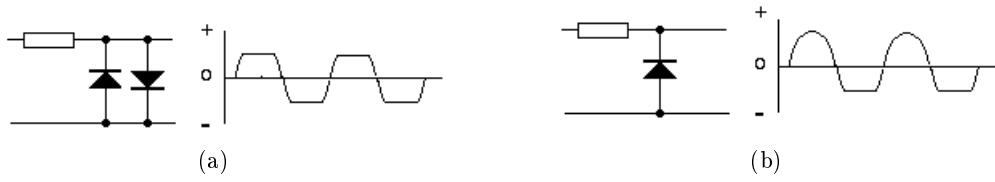


Figura 78: Dos tipos de clipping con diodos: simétrico (78a) y asimétrico (78b)

5.3.3 Sección de amplificación

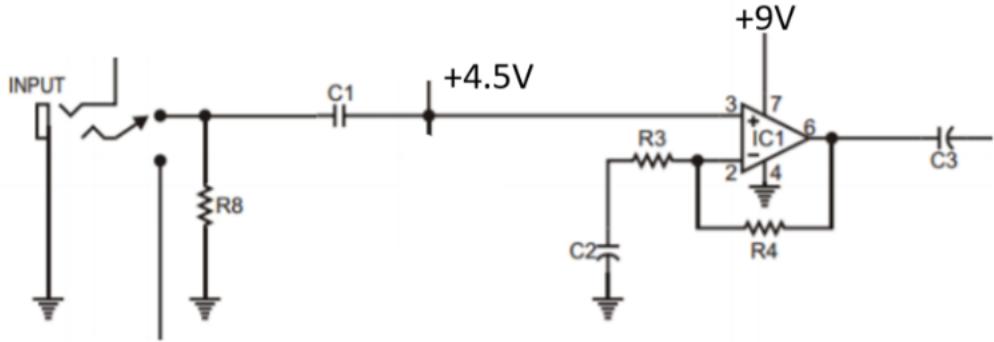


Figura 79: Esquemático sección de amplificación

Dado que la alimentación no es partida, se alimenta el amplificador con $V_{cc^-} = 0V$ y $V_{cc^+} = 9V$, lo cual genera la necesidad de montar la señal de audio sobre una continua de 4.5V para evitar que el opamp saturé. Para lograr esto, se conecta la entrada a 4.5V, poniendo el capacitor C_1 para que solo pase la tensión alterna de la señal y no la continua de entrada. Dado que se quiere que este capacitor afecte lo mínimo posible a cualquier frecuencia que no sea continua(filtro pasa-altos de frecuencia de corte menor a 20Hz), se eligió un valor alto de capacidad: $1\mu F$.

Para no amplificar la componente continua agregada de la señal, se utiliza el capacitor C_2 . Se puede ver el efecto analizando la función transferencia del no inversor resultante: $H(s) = 1 + \frac{R_4}{R_3 + \frac{1}{sC_2}} = 1 + \frac{R_4 \cdot s \cdot C_2}{R_3 \cdot s \cdot C_2 + 1}$, que en $S = 0$ resulta ser una ganancia $H(s) = 1$, es decir la continua no se amplifica.

En cambio, cuando $s \Rightarrow \infty$, $H(s) \approx 1 + \frac{R_4}{R_3}$, por lo que la transferencia sería independiente de la frecuencia a partir de cierto valor.

Sin embargo, este resultado viene de asumir un modelo de amplificador ideal en el cual no se considera el slew rate (SR), o máxima taza de cambio de tensión de salida. Se considera el que amplificador tiene un comportamiento lineal si

$$SR \geq G \cdot A \cdot 2\pi \cdot f$$

siendo G la ganancia (en este caso $1 + \frac{R_4}{R_3 + R_9}$ si despreciamos los efectos de C_2), A la amplitud de la señal, y f su frecuencia. Para considerar el peor caso, basta tomar $G = 1 + \frac{R_4}{R_3} = 11$ y $A = 0.3V$ (ver sección

5.2), y sabiendo que $SR = 0.5V/\mu s$ se puede obtener la máxima frecuencia en la cual el comportamiento se considera lineal:

$$\begin{aligned} 5 \cdot 10^5 V/s &\geq 11 \cdot 0.3V \cdot 2\pi f \\ \Rightarrow 24.1 KHz &\geq f \end{aligned}$$

El SR no afecta el desempeño del pedal como instrumento ya que sus efectos se notan solo en frecuencias fuera del rango audible.

R_4 y R_3 controlan la máxima ganancia del amplificador. R_3 tendrá un potenciómetro en serie cuya función es permitirle al usuario tener control sobre el nivel de distorsión variando la ganancia (explicado en profundidad más adelante) pero sin permitirle aumentarla tanto que el amplificador saturé.

Otro factor a tener en cuenta es la corriente de bias. Como se mencionó anteriormente, la sección de alimentación puede proveer 4.5V al circuito siempre que al conectarlo no se modifique la corriente que pasa por alguna de las resistencias del divisor resistivo considerablemente. En este caso, la corriente I_B^- , la cual tiene valor típico de $80nA$, va a circular por alguna de las resistencias. Esto genera una caída de tensión de $30nA \cdot 47k\Omega = 3mV$, valor que se puede despreciar.

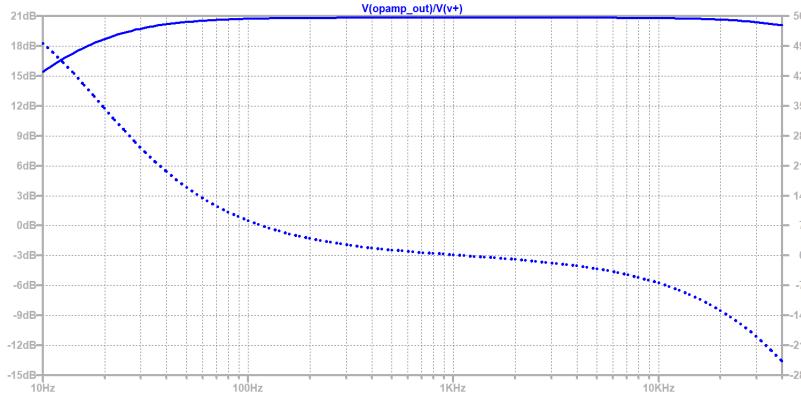


Figura 80: Transferencia a la salida del amplificador

5.4 Implementación del circuito y valores elegidos

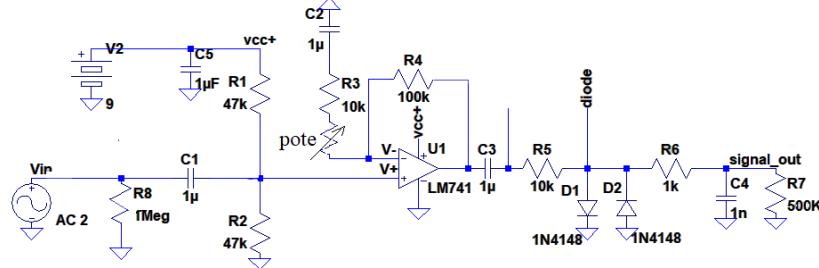


Figura 81: Circuito Final con valores

Donde pote es un potenciómetro que varía entre 0 y 50k, afectando la ganancia. De esta manera el usuario podrá regular el nivel de distorsión a utilizar.

Además como opamp se eligió al LM741 porque no necesita ser compensado y porque tiene una correcta respuesta en frecuencia para el rango audible.

5.5 Simulaciones

Se busca la respuesta en frecuencia del circuito cuando la amplificación antes de la distorsión es máxima. La amplificación o atenuación de las distintas frecuencias nos darán así una idea de qué tan cuadrada la onda resultante resultará. Esto se debe a que a mayor amplificación, el corte en tensión (que es a un valor fijo determinado por los diodos) se realizará en la parte más baja de la senoidal y por ende la parte con mayor pendiente.

En principio, el pedal debería tener una respuesta en frecuencia característica de un filtro pasabanda, siendo las frecuencias mayormente amplificadas aquellas que se encuentran dentro del rango audible (entre 20Hz y 20kHz).

Debe hacerse notar, sin embargo, que el rango de frecuencias fundamentales para una guitarra eléctrica es de 80 Hz a 1.2kHz, pero que sus armónicos más importantes llegan a los 8kHz. Es por esto que la prioridad del circuito diseñado para el pedal será la de amplificar completamente hasta los 10kHz y luego ya se podrá comenzar a atenuar. La frecuencia de corte del pasa-bajos de nuestro circuito, por ende, estará cerca de este último valor.

Para el pasa-altos, la frecuencia de corte estará dada por los 20Hz.

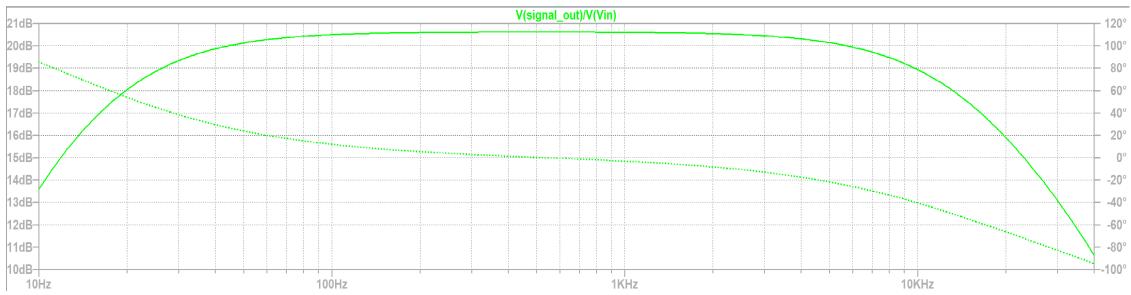


Figura 82: Bode simulado para la salida del circuito

Se hace notar que la fase permanece aproximadamente lineal en todo el rango de frecuencias de trabajo, por lo que no habrá desfasaje con la señal original para distintas frecuencias y el sonido se conservará "puro". Es decir, el sistema no distorsionará sin los diodos a las frecuencias que caen dentro del rango operativo de una guitarra.

Por otro lado, la salida del opamp antes de pasar por el pasabajas está dada por:

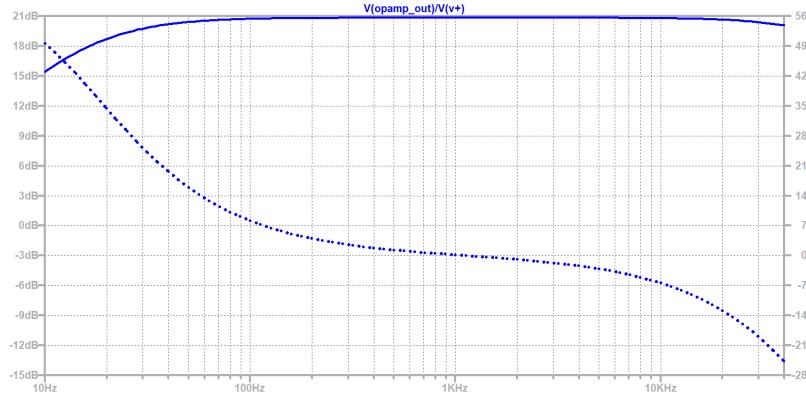


Figura 83: Bode simulado para la salida del opamp

5.6 Mediciones y contraste con simulación

Los datos a partir de los cuales se construyó el siguiente bode pueden encontrarse en el anexo. Estos últimos fueron tomados sin los diodos y con el potenciómetro que controla la ganancia configurado de manera tal que la ganancia del circuito sea máxima (la señal resultante al realizar el clipping será lo más parecida a una cuadrada que se pueda de esta manera).

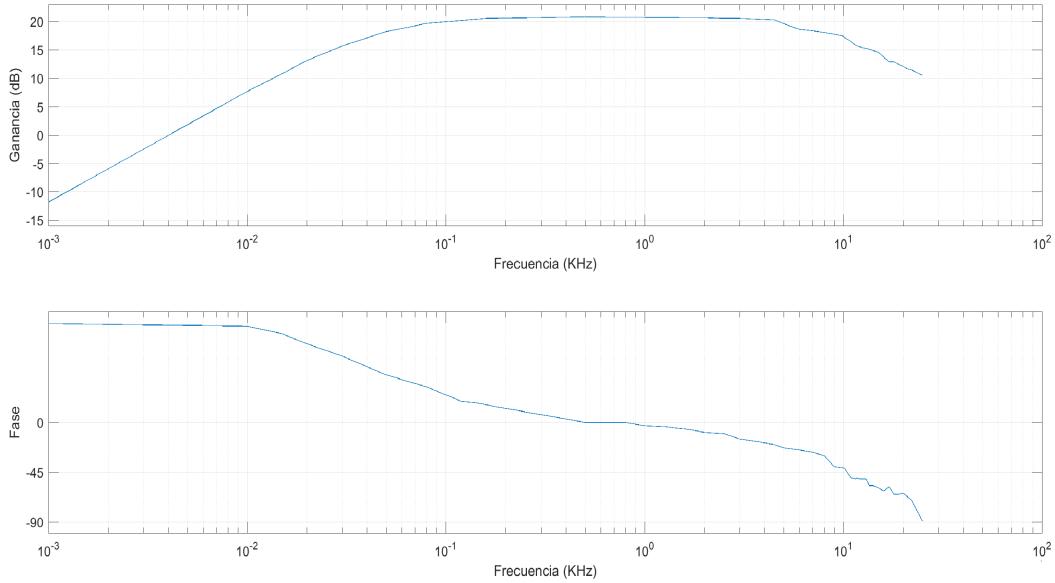


Figura 84: Bode medido en el rango audible

Se aprecia una respuesta en frecuencia muy similar a la simulada, con una ganancia máxima de 21 dB y un ancho de pasabanda que se corresponde con la simulación, pudiéndose notar que la frecuencia de corte del pasa-altos resulta ser efectivamente un valor no superior a los 80 Hz y para el pasa-bajos la frecuencia de corte está claramente en 10kHz o en un valor superior a esta.

Se realiza un análisis de montecarlo para verificar que los datos medidos concuerdan con lo esperado de los componentes y sus tolerancias.

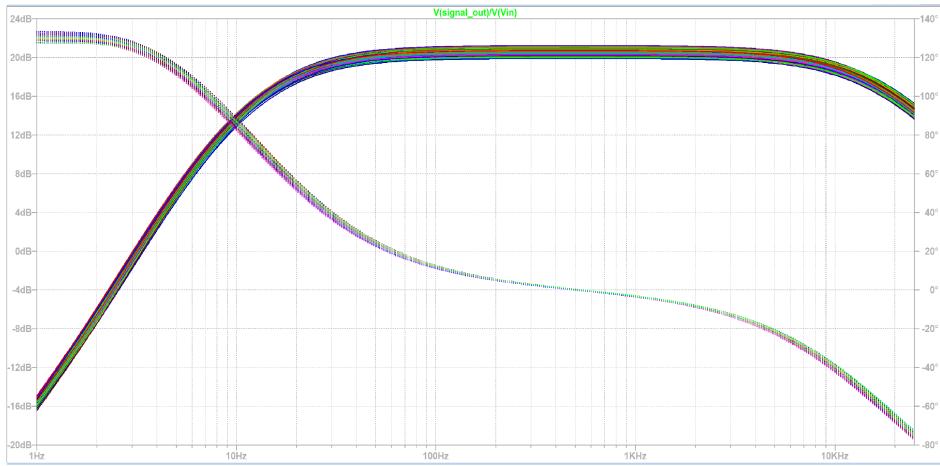


Figura 85: Análisis de Montecarlo en el rango audible

De aquí se observa que lo medido concuerda con lo esperado y por ende la confección del pedal resultó exitosa en cuanto a su respuesta en frecuencia. Para analizar el efecto de los diodos sobre la señal de entrada al realizar el clipping, se puede ver el siguiente video (o visitar <https://www.youtube.com/watch?v=qEJGnhPvxUg>) en donde se visualizará en el osciloscopio la señal de entrada (en amarillo) y la salida del pedal (en verde), modificándose el potenciómetro que maneja la ganancia para poder observar los distintos niveles de distorsión que ofrece el pedal.

6 Sensor de Temperatura

6.1 Introducción

Se implementará un sensor de temperatura utilizando el circuito integrado LM35, un circuito integrado cuya tensión de salida varía linealmente con la temperatura.

Según la datasheet del integrado mencionado anteriormente del fabricante Texas Instruments "LM35 Precision Centigrade Temperature Sensors", con última revisión en diciembre de 2017, el integrado ofrece un rango de medición asegurada de entre -55°C y 150°C , con una variación de $10\text{mV}/^{\circ}\text{C}$, siendo el 0°C correspondiente a 0V .

Se busca implementar a partir de estos valores, un sensor de temperatura capaz de medir con máxima excusión entre 35°C y 45°C , con 0V correspondiendo a 35°C y 5V a 45°C .

A partir del circuito se podrá utilizar un conversor analógico-digital para lograr manipular la información de temperatura como se requiera.

Se tuvo como prioridad minimizar la cantidad de componentes utilizados, garantizar la confiabilidad y precisión de los valores que el circuito devuelva. Se tuvo en cuenta la protección del circuito receptor de la señal, haciendo que la señal de salida no sobrepase el intervalo $[-1;6]$ volts.

6.2 Análisis del LM35 y condiciones a tener en cuenta

Según la datasheet mencionada anteriormente, deben mencionarse ciertas consideraciones a tener en cuenta:

- El error máximo del LM35 para medir temperatura es de 0.5°C , por lo que el circuito derivado a partir de él no podrá asegurar un error menor a este mismo.
- La tensión de alimentación para el LM35 será de entre -0.2 V y 35 V como valores máximos, 4V y 30 V como valores típicos.
- La máxima temperatura de juntura es 150°C , la cual no se contradice con el rango de valores elegidos para el circuito implementado. La máxima temperatura de juntura es la máxima temperatura que la juntura del semiconductor interno puede tolerar manteniendo al LM35 en estado operativo.
- La corriente de entrada del LM35 será baja, de $60\mu\text{A}$ máximo.
- La corriente de salida del LM35 tomará un valor máximo de 10mA .
- El LM35 tiene una impedancia de salida baja, de 0.1Ω .

Es importante hacer notar que una baja impedancia de salida se corresponde con un circuito emisor de señal como es el caso de un sensor de temperatura. Esto es así porque si la señal emitida en tensión deberá ser recibida por otro circuito que interpretará o modificará la señal recibida, y si la impedancia de entrada del circuito receptor fuera más baja que la de salida del emisor, entonces siendo z_1 la impedancia de salida del emisor y z_2 la impedancia de entrada del receptor, basándonos en el teorema de Thevenin, se realiza un divisor de tensión: $V_o = \frac{z_2}{z_1+z_2} V_i$

Donde V_i es la tensión de entrada y V_o la de salida. Si se asume que la potencia se mantiene constante en el traspaso entre los dos circuitos, se aprecia de aquí que si $|z_1| \ll |z_2|$ y $1 \ll |z_2|$, entonces $\frac{z_2}{z_1+z_2} \approx 1$, con lo cual la tensión de salida del circuito emisor original sería equivalente a la tensión de entrada del circuito receptor, por lo que la señal sería recibida correctamente en valor.

Es por esto que se intentará obtener una impedancia de entrada de nuestro circuito adaptador mucho mayor a la impedancia de salida de 0.1Ω del LM35.

6.3 Cambio de rango operacional

El comportamiento del LM35 puede ser representado matemáticamente con una transformación lineal de grados celsius a tensión en volts

$TL_{35}: c \in [-55; 150] \rightarrow v \in [-0.55; 1.5]$ / $TL_{35}(c) = 0.01 \cdot c$. El circuito a implementar pretende utilizar una transformación lineal

$TL_{cambio}: v_1 \in [0.35; 0.45] \rightarrow v_2 \in [0; 5]$ de forma tal que $TL_{cambio}(TL_{35}(c)) = TL_{sensor}(c)$ donde $TL_{sensor}: c \in [0.35; 0,45] \rightarrow v_2 \in [0; 5]$ será la transformación total del circuito.

Así, se deberá resolver el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} 0 = m \cdot 0.35 + b \\ 5 = m \cdot 0.45 + b \end{cases} \quad (46)$$

Que tiene como solución $m=50 \cap b = -17.5$.

Para realizar la transformación lineal sobre la salida del LM35, se decidió utilizar un opamp con realimentación negativa, dispuesto de la siguiente manera:

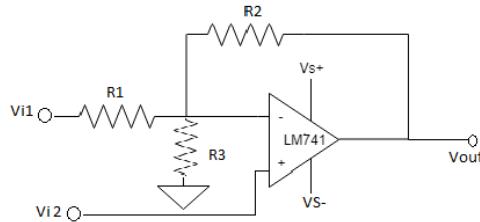


Figura 86: Cambio de rango operacional en circuito

El cual se resolverá por superposición (suponemos que el opamp está operando en su zona lineal) para mostrar que efectivamente realiza la transformación requerida:

- Pasivamos la fuente Vi_1 , dejando un no inversor:

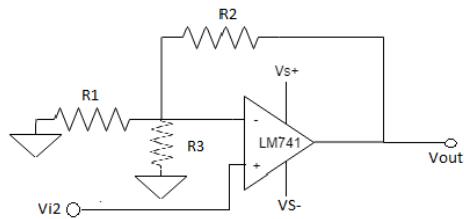


Figura 87: Vi_1 pasivada

$$\text{Entonces } V_{\text{out}'} = \left(1 + \frac{R_2(R_1+R_3)}{R_1R_3}\right) \cdot V_{i2}$$

- Pasivamos la fuente Vi_2 , dejando un inversor:

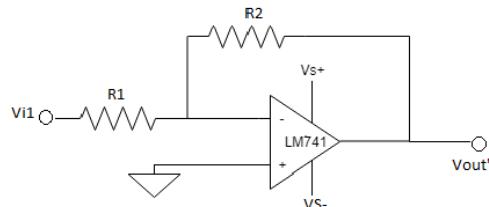


Figura 88: Vi_2 pasivada

$$\text{Entonces } V_{\text{out}''} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_{i1}$$

- Obtenemos la salida como la superposición de los dos estados calculados anteriormente:

$$V_{out} = V_{out}' + V_{out}'' = \left(1 + \frac{R_2(R_1+R_3)}{R_1R_3}\right) \cdot V_{i2} - \frac{R_2}{R_1} \cdot V_{i1}$$

Si V_{i1} es una entrada continua positiva de valor V_s+ y V_{i2} es la salida del LM35, entonces, para cumplir tanto con $y = mx + b$ como con la solución al sistema de ecuaciones mencionada anteriormente:

$$\begin{cases} 50 = 1 + \frac{R_2(R_1+R_3)}{R_1R_3} \\ -17,5 = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_s+ \end{cases} \quad (47)$$

Por lo que si V_s+ es la alimentación del LM35 y, dado que el mismo se podrá alimentar con cualquier valor de tensión que caiga en el rango recomendado de entre 4V y 30V, si se elige $V_s+ = 7V$,

El sistema queda definido como:

$$\begin{cases} R_2 = \frac{35R_1}{2V_s+} = \frac{5 \cdot R_1}{2} \\ R_3 = \frac{5R_1}{14V_s+-5} = \frac{5 \cdot R_1}{93} \end{cases} \quad (48)$$

6.4 Protección del circuito a conectar

Dado que el nuevo sensor a implementar será utilizado para alguna aplicación en concreto, deberá ser conectado a un segundo circuito "receptor" que utilice la información de la temperatura actual, por ejemplo un conversor analógico-digital. Es por esta razón que se prohibirán tensiones de salida que puedan resultar peligrosas para el receptor. Se garantiza que la salida, por ende, no será superior a 6V ni inferior a -1V.

Para lograr lo anterior, se utilizará un diodo Zener, que hará clipping asimétrico a la señal de salida (ver pedal de distorsión o ej5 para mayor información sobre clipping).

Los diodos Zener suelen usarse para protección de circuitos y pueden ser representados por su curva característica:

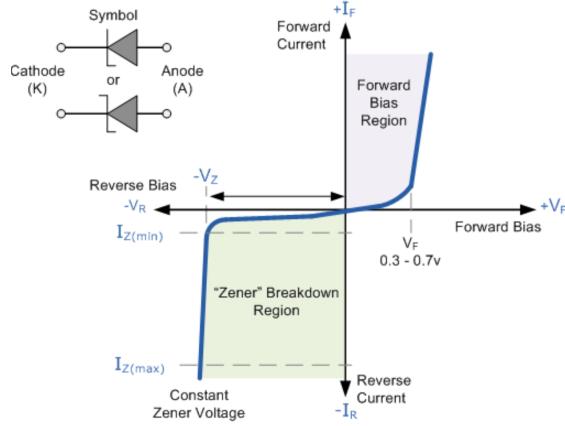


Figura 89: Curva característica del diodo Zener

De esta curva se hace notar que al superar el valor de tensión V_f o al llegar a un nivel de tensión menor a V_z , la demanda de corriente por parte del diodo aumentará exponencialmente. Es aquí cuando recordamos una de las condiciones de la subsección Análisis del LM35 y condiciones a tener en cuenta: La corriente de salida del LM35 tomará un valor máximo de 10mA. Esto y la corriente máxima de salida del opamp amplificador deberán ser tenidos en cuenta cuando se presente la implementación final del circuito, junto con la salida de corriente máxima del opamp a utilizar para la transformación lineal.

De esta manera, se buscará que los valores de V_f y V_z sean tales que la demanda de corriente sea tan alta luego de los mismos que la tensión de salida no pueda estos valores para que se logre suplir. De esta manera, se muestra gráficamente la tensión de salida en función de la tensión de entrada:

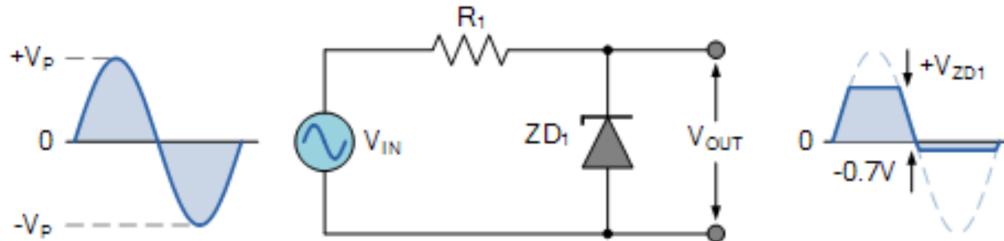


Figura 90: Efecto del diodo Zener sobre la entrada

Así es como se observa que $V_f = -0.7V$ y $V_z \approx 6V$. Cabe destacar que el valor de V_z es aproximado a 6V porque el valor no podrá ser excedido en absoluto como restricción de protección, por lo que $V_z < 6V$. Se elige un valor $V_z = 5.6V$.

6.5 Calibración del sensor

Debido al uso de fuentes no ideales y a los requerimientos de corriente de los opamps que generan ripple para la fuente, la tensión V_{s+} de alimentación para el LM35 no necesariamente administrará el valor fijo de tensión antes designado de 7V, sino que será un valor cercano al anterior, y por lo tanto la relación entre resistencias mencionadas en la subsección Cambio de rango operacional que se elija previamente a la implementación no será exacta.

Además, se sabe que los valores de resistencia nominales no necesariamente coinciden con los valores de resistencias reales de los componentes a la hora de realizar el circuito, y caerán dentro de un cierto rango centrado en su valor nominal definido por su tolerancia.

Es por esto que los valores de resistencias que se elijan de antemano no convergerán precisamente al offset y a la escala requeridas previamente (valores de m y b). De aquí que es necesario un proceso de calibración del sensor para su correcto funcionamiento.

El proceso de calibración, por ende, requerirá de ajustar los valores de resistencia de la subsección Cambio de rango operacional.

Se observa que no se podrá ajustar los valores de offset y de escalamiento independientemente uno del otro, ya que si bien R_3 solo participa del escalamiento, tanto R_2 como R_1 afectan al offset como así también al escalamiento, por lo que no se podrá alterar a R_2 sin alterar al offset.

Es por esta razón que el método de calibración será necesariamente iterativo. Se obtiene así un método iterativo que converja al resultado esperado con el grado de error de calibración que requiera la persona que realice el ajuste.

Para lograr el calibrado y hacer R_2 y R_3 variables dentro de cierto rango, R_2 y R_3 ahora quedarán expresadas como la combinación de un potenciómetro y un valor fijo de resistencia en serie, de la siguiente manera:

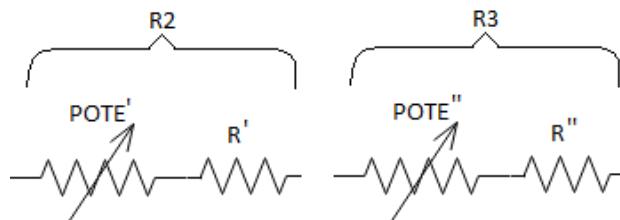


Figura 91: Expresión de R_2 y R_3 como combinación de potenciómetros en serie con resistencias fijas.

Una fuente externa se utilizará para calibrar el circuito, que simulará el input por parte del LM35. Se elige una fuente externa y no el LM35 para tener un rango de tensiones con el operar en vez de un único valor acorde a la temperatura actual determinada por el sensor. La señal a utilizar puede ser cualquiera que permita ajustar tanto la escala como la tensión de offset, pero se elige una rampa para la calibrar por su sencillez a la hora de determinar valor medio, amplitud y desplazamiento vertical.

Método de calibración:

Se conecta la salida del circuito a un osciloscopio. Se posiciona al switch de calibración en aquella posición que permite imponer una señal distinta a la del LM35 para calibrar. La fuente deberá generar una rampa (sawtooth signal) con duty cycle del 100%, con LoLevel de 350mV y HiLevel de 450 mV. La frecuencia de esta señal deberá ser baja, eligiéndose a comodidad en un valor del orden de los 100 Hz. Se mide con el osciloscopio la señal de entrada, ajustando el trigger a comodidad.

El método de calibración propuesto buscará lograr una suerte de quasi-independencia entre R2 y R3. Se tratará a R2 como la resistencia que maneja al offset y R3 como la que manejará al escalamiento. Para el caso en el cual no se pueda seguir recurriendo a R2 para modificar al offset (es decir, el preset de R2 ha llegado a su límite), se podrá utilizar a R3 para acomodar a la señal.

Se seguirán los siguientes pasos:

1. En el osciloscopio, se ajustará la escala vertical para lograr que se logren visualizar correctamente las dos señales. Tener en cuenta que la señal de salida estará finalmente situada entre los 0V y los 5V, por lo que si se tiene que ajustar la escala en cualquier momento de la calibración, se deberá hacerlo.
2. Se utilizará la base temporal del osciloscopio: La rampa de entrada y de salida se posicionarán de forma tal que las señales se corten en el extremo derecho de la pantalla y tengan su continuación en el extremo izquierdo de la pantalla sin saltos. Puesto de otra forma, se busca que el intervalo temporal del display de la señal sea un múltiplo natural del período de la señal.
3. Se pondrá en display el average de la señal usando las opciones de Quick Measure del osciloskopio.
4. Se modificará R2 (ajustando el preset) de manera tal que el valor medio o average de la señal de salida sea de 2.5V. En el caso en que esto sea imposible porque se ha llegado al límite del preset, se podrá utilizar R3 para lograr que el valor medio o average de la señal de salida sea de 2.5V.
5. Se modificará R3 (ajustando el preset) de manera tal que el extremo inferior de la señal de salida termine en 0V o el extremo superior termine en 5V. Si no se puede seguir modificando a R3 porque se ha llegado al límite del preset, se da por terminado el paso.
6. Si en el paso anterior tanto el extremo inferior coincide con los 0V y el superior con los 5V, la calibración ha terminado. De lo contrario, se volverá al paso 4.

6.6 Implementación del circuito

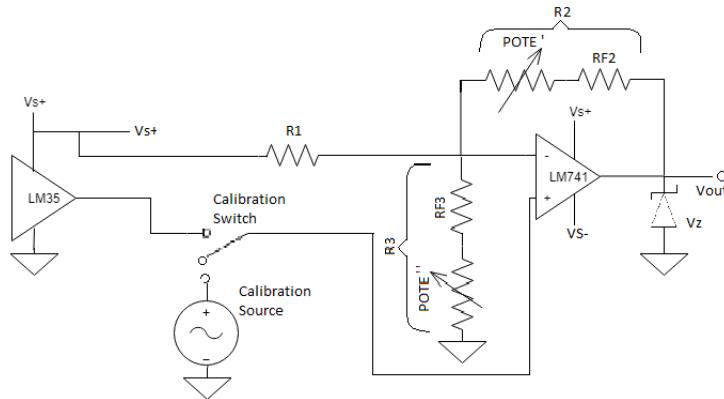


Figura 92: Circuito propuesto como sensor

Se hace notar que el switch físico que se utilizó es de tres posiciones en vez de dos porque el paniol no contaba con uno de dos. Además, deberá estar posicionado hacia el lado opuesto a la fuente de calibración para poder utilizarla, en el centro para apagar el circuito y en el otro extremo para utilizar al LM35 como input. El diodo zener utilizado fue uno de $V_z = 5.6$ Volts, por lo que el circuito podrá devolver valores mayores a 5V y menores a 0V (pero que no salgan del intervalo de protección mencionado en la subsección Protección del circuito a conectar). Estos valores, que corresponderían a temperaturas fuera del intervalo $[0V, 5V]$, podrán ser interpretadas o filtradas por el conversor analógico digital que se utilice en conexión con el sensor de temperatura.

6.7 Mediciones y conclusión

Siguiendo los pasos del método de calibración de la sección Calibración del sensor, se logró ajustar al circuito:

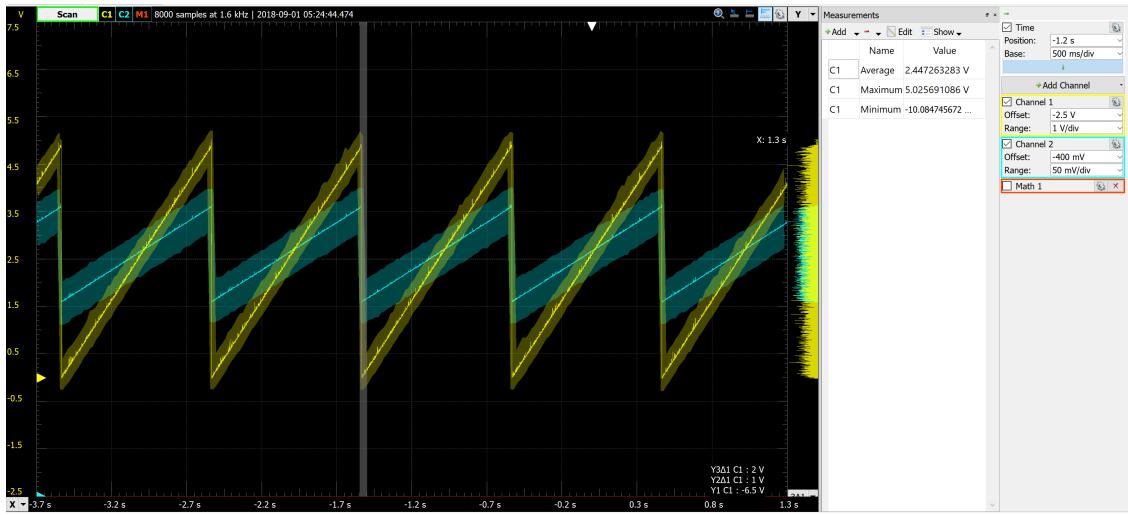


Figura 93: Circuito calibrado. CH2:Entrada del circuito con la rampa de calibracion. CH1: Salida del circuito calibrado.

De esta manera, se demuestra que el escalamiento $y = 50 *x - 17.5$ se cumple con el circuito obtenido y el método de calibración es adecuado.

Se procedió a medir la temperatura con un tester del paniol y el LM35 con el osciloscopio y se verificó que las salidas coincidían.

Las ventajas del circuito implementado son predominantes en su bajo coste, ya que se utilizan pocas resistencias y un sólo integrado, en detrimento de la falta de independencia entre los presets y el factor que ajustan a la hora de calibrar.

6.8 Datasheet

Se proporciona una datasheet del nuevo sensor con los datos más importantes. Esta datasheet fue basada en la datasheet del LM35 de Texas Instruments mencionada anteriormente:

GRUPO 4 Sensor de Temperatura

1 Destacados

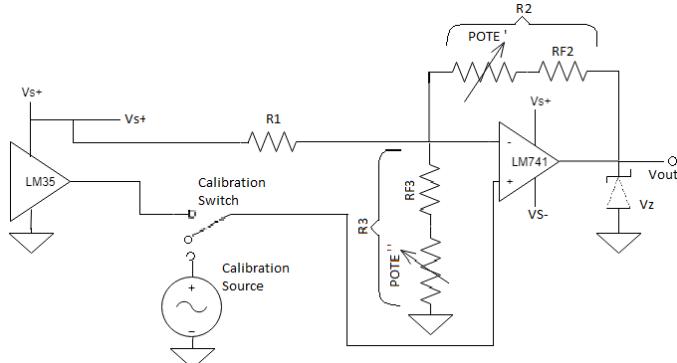
- Calibración directa a celsius (grados centígrados)
- Factor de escala lineal de + 500-mV/°C
- Sirve para un rango de 35°C a 45°C

2 Aplicaciones

- Accesorios

3 Descripción

Este dispositivo es ventajoso frente a aquellos calibrados en Kelvin ya que el usuario no necesita restarle a la salida una constante grande de tensión para obtener un escalamiento conveniente en grados centígrados.



El dispositivo sí necesita calibrarse externamente antes de su uso, lo cual se hará mediante el ajuste de presets con un método específico.

Provee medida con menos de 1°C de error en un rango de temperatura de 35°C – 45°C.

The device ensures a -1V – 6V output voltage range and a 1Watt maximum power output.

Información del dispositivo:

Tamaño: 5mm x 5mm

4 Especificaciones

4.1 Rangos máximos absolutos

	MÍN	MÁX	UNIDAD
Tensión de alimentación Vs+	6.5	7.5	V
Tensión de alimentación Vs-	-9	-2	V
Tensión de salida	-1	6	V
Corriente de Salida		40	mA

4.2 Condiciones Recomendadas de operación

	MIN	MAX	UNIDAD
Temperatura especificada de operación	35	45	°C

Tensión de alimentación Vs+	6.9	7.1	V
Tensión de alimentación Vs-	-4	-2	V

4.3 Características eléctricas

PARÁMETROS	CONDICIONES DE PRUEBA	MÍN	MÁX	PROMEDIO	UNIDAD
Precisión	T in [35;45]		<u>0.7</u>		°C
Ganancia del sensor (average slope)	T in [35;45]			0.5	V/°C

5 Método de Calibración

1. En el osciloscopio, se ajustará la escala vertical para lograr que se logren visualizar correctamente las dos señales. Tener en cuenta que la señal de salida estará finalmente situada entre los 0V y los 5V, por lo que si se tiene que ajustar la escala en cualquier momento de la calibración, se deberá hacerlo.
2. Se utilizará la base temporal del osciloscopio: La rampa de entrada y de salida se posicionarán de forma tal que las señales se corten en el extremo derecho de la pantalla y tengan su continuación en el extremo izquierdo de la pantalla sin saltos. Puesto de otra forma, se busca que el intervalo temporal del display de la señal sea un múltiplo natural del período de la señal.
3. Se pondrá en display el average de la señal usando las opciones de Quick Measure del osciloscopio.
4. Se modificará R2 (ajustando el preset) de manera tal que el valor medio o average de la señal de salida sea de 2.5V. En el caso en que esto sea imposible porque se ha llegado al límite del preset, se podrá utilizar R3 para lograr que el valor medio o average de la señal de salida sea de 2.5V.
5. Se modificará R3 (ajustando el preset) de manera tal que el extremo inferior de la señal de salida termine en 0V o el extremo superior termine en 5V . Si no se puede seguir modicando a R3 porque se ha llegado al límite del preset, se da por terminado el paso.
6. Si en el paso anterior tanto el extremo inferior coincide con los 0V y el superior con los 5V , la calibración ha terminado. De lo contrario, se volverá al paso 4.

7 Anexo

Mediciones del pedal de distorsión (Ej5).

f(kHz)	Vin (V)	Vout (V)	fase(deg)	Vout/Vin(dB)
0.001	0.300	0.077	89	-11.8
0.01	0.300	0.725	87	7.6
0.015	0.300	1.04	80	10.8
0.02	0.300	1.36	71	13.1
0.03	0.300	1.820	60	15.6
0.05	0.300	2.44	43	18.2
0.08	0.300	2.88	32	19.6
0.1	0.300	2.98	25	19.9
0.12	0.300	3.06	19	20.1
0.14	0.300	3.14	18	20.4
0.16	0.300	3.2	16	20.6
0.18	0.300	3.21	14	20.6
0.5	0.300	3.3	0	20.8
0.8	0.300	3.27	0	20.7
1	0.300	3.27	-3	20.7
1.3	0.300	3.26	-4	20.7
1.4	0.300	3.26	-5	20.7
1.6	0.300	3.25	-6	20.7
2	0.300	3.25	-9	20.7
2.5	0.300	3.2	-10	20.5
3	0.300	3.2	-15	20.5
4.5	0.300	3.1	-20	20.28
5	0.320	3.06	-23	19.6
6	0.350	2.99	-25	18.6
7	0.350	2.9	-27	18.3
8	0.350	2.8	-30	18.1
9	0.350	2.7	-40	17.7
10	0.350	2.6	-41	17.4
10.2	0.360	2.58	-42	17.1
10.6	0.370	2.55	-47	16.7
11	0.380	2.5	-50	16.36312824
11.5	0.400	2.48	-51	15.84783379
11.7	0.400	2.44	-50	15.7065967
12	0.400	2.41	-51	15.59914102
12.5	0.400	2.35	-51	15.38015742
13	0.400	2.32	-51	15.26855987
13.5	0.400	2.28	-57	15.11749711
14	0.400	2.23	-57	14.92489743
15	0.400	2.15	-59	14.60756937
16	0.430	2.08	-62	13.69189759
17	0.430	1.9	-58	12.90570291
18	0.430	1.9	-65	12.90570291
19	0.430	1.8	-65	12.43608099
20	0.430	1.73	-64	12.09155295
21	0.430	1.65	-67	11.68030977
22	0.430	1.62	-70	11.52093118
25	0.430	1.44	-89	10.49788073