

Índice

1. Comportamiento de Amplificadores Operacionales	3
1.1. Síntesis teórica	3
1.2. Circuito inversor	3
1.2.1. Análisis de la transferencia $H(s)$	3
1.2.2. Impedancia de entrada	8
1.2.3. Limitaciones para la señal de entrada V_{in} - Alinealidades	10
1.2.4. Casos particulares	14
1.3. Circuito no inversor	15
1.3.1. Análisis de la transferencia $H(s)$	15
1.3.2. Impedancia de entrada	19
1.3.3. Limitaciones para la señal de entrada V_{in}	21
1.3.4. Casos particulares según valores de componentes	22
2. Caracterización de Amplificadores Operacionales	24
2.1. Cálculo de la respuesta en frecuencia	24
2.2. Cálculo de la impedancia de entrada	26
2.3. Características del integrado LM833	27
2.4. Respuesta en frecuencia - Mediciones	27
2.5. Análisis de los resultados	28
2.6. Impedancia de entrada - Mediciones	29
2.7. Aplicaciones	30
2.8. Conclusiones	30
3. Medición de Bias	31
3.1. Introducción	31
3.2. Circuito de medición de las corrientes de BIAS y tensión de input-offset	31
3.3. Compensación de Offset	35
4. Circuitos Integradores y Derivadores	37
4.1. Cálculo de $H(s)$ circuito con impedancias genéricas	37
4.1.1. Caso ideal	37
4.1.2. Caso no ideal - A_{vol} Finito, independiente de w	37
4.1.3. Caso no ideal - A_{vol} dependiente de w	37
4.2. Cálculo de Z_{in} con impedancias genéricas	38
4.3. Limitaciones del slew rate	38
4.4. Circuito Derivador	39
4.4.1. Caso ideal	39
4.4.2. Caso no ideal - A_{vol} Finito, independiente de w	39
4.4.3. Caso no ideal - A_{vol} Finito, dependiente de w	40
4.4.4. Gráfico - contraste de los tres modelos	40
4.4.5. Comportamiento derivador - muestras	41
4.4.6. Simulación y mediciones - contraste	41
4.4.7. Cálculo, simulación y mediciones de la impedancia de entrada en función de la frecuencia	42
4.4.8. Conclusión - Caso Derivador sin compensar	43
4.5. Circuito derivador compensado	43
4.5.1. Elección de la resistencia de compensación	43
4.5.2. Transferencia del circuito con la resistencia de compensación	43
4.5.3. Simulación y mediciones - contraste	44
4.5.4. Impedancia de entrada con la resistencia compensada	45
4.5.5. Conclusión - circuito derivador compensado	46
4.6. Circuito Integrador	46
4.6.1. Caso ideal	46
4.6.2. Caso no ideal - A_{vol} Finito, independiente de w	46
4.6.3. Caso no ideal - A_{vol} infinito, dependiente de w	47

4.6.4. Gráfico - contraste de los tres modelos	47
4.6.5. Comportamiento integrador - muestras	48
4.6.6. Simulación y Mediciones $H(s)$ - contraste	48
4.6.7. Simluación, mediciones y grafico teórico impedancia de entrada	49
4.6.8. Conclusión - Caso integrador sin compensar	49
4.7. Circuito integrador compensado	49
4.7.1. Elección de la resistencia de compensación	50
4.7.2. Transferencia del circuito con la resistencia de compensación	50
4.7.3. Elección del valor de la resistencia	50
4.7.4. Simulaciones y mediciones - función transferencia	51
4.7.5. Simulaciones y mediciones - Impedancia de entrada	51
4.7.6. Conclusion - Circuito integrador compensado	52
5. Distorsión	53
5.1. Introducción:	53
5.2. Circuito y funcionamiento:	53
5.3. Consideraciones generales:	53
5.3.1. Etapa 1: Alimentación	54
5.3.2. Etapa 2: Amplificación	55
5.3.3. Etapa 3: Clipping y salida	56
5.4. Respuesta en frecuencia del circuito:	58
5.5. Efectos alineales	62
5.6. Diseño en Altium Designer	63
5.6.1. Circuito esquemático	63
5.6.2. Diseño PCB	63
6. Circuito de Aplicación	64
6.1. Síntesis de Aplicación	64
6.2. Esquema de diseño	64
6.3. Diseño del circuito	64
6.4. Simulación	67
6.5. Diseño en PCB	68
6.6. Calibración del dispositivo	70

1. Comportamiento de Amplificadores Operacionales

1.1. Síntesis teórica

En esta sección se analizarán dos circuitos básicos (inversor y no inversor) con amplificadores operacionales, para poder comprender como afectan las características del modelo real a dichos circuitos y las diferencias con el ideal. Los problemas a tratar en cada caso son: dependencia de la ganancia A_0 con la frecuencia, slew rate, saturación, distorsión de cruce por cero y variación de la impedancia de entrada con la frecuencia.

1.2. Circuito inversor

1.2.1. Análisis de la transferencia $H(s)$

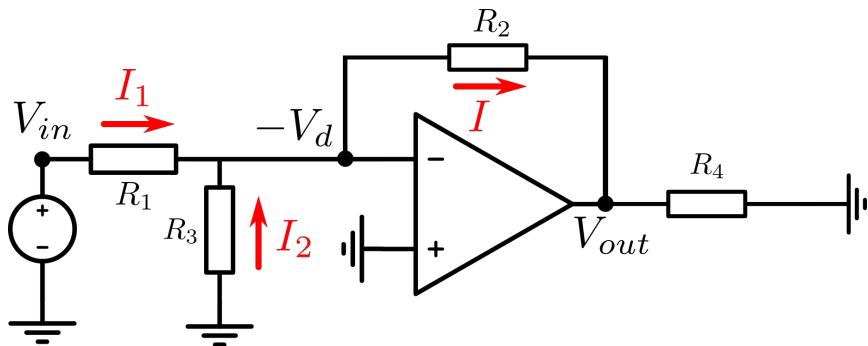


Figura 1: Circuito inversor

Las ecuaciones fundamentales que describen el circuito son:

$$V_{out} = V_d A_{vol}(w)$$

$$V_d = -V_{out} - I \cdot R_2$$

$$I_1 = \frac{V_{in} + V_d}{R_1}$$

$$I_2 = \frac{V_d}{R_3}$$

Por lo tanto, el diagrama utilizado para determinar la relación entre V_{in} y V_{out} fue el siguiente:

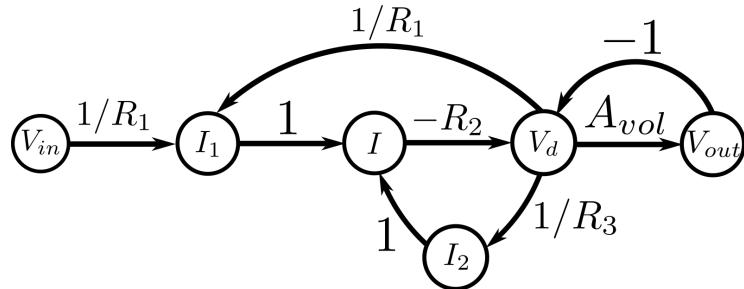


Figura 2: Diagrama de flujo de señal - Caso circuito inversor

Mediante la fórmula de Mason aplicada al diagrama anterior se llegó a la función transferencia del sistema:

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{A_0 R_2 R_3}{R_1 R_3 + R_2 R_3 + R_1 R_2 + A_0 R_1 R_3}$$

Donde se considera:

$$q = R_1R_3 + R_2R_3 + R_1R_2$$

Si ahora se toma $A_0 \rightarrow \infty$, la relación se reduce a la ganancia ideal del circuito:

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\underbrace{\frac{A_0R_2R_3}{q + A_0R_1R_3}}_{G_{ac}} \underset{A \rightarrow \infty}{\approx} -\frac{R_2}{R_1} = G_{ideal}$$

Y G_{ac} es la ganancia del circuito considerando $A_{vol}(w) = A_0$ (es decir A_{vol} constante).

Ahora se procederá a calcular la transferencia cuando se considera que $A_{vol}(w)$ si depende de la frecuencia. Teniendo en cuenta que:

$$A_{vol}(s) = \frac{A_0}{\frac{s}{w_p} + 1}$$

Reemplazando en la expresión de $H(s)$ se llega a que:

$$H(s) = \frac{G_{ac}}{\left(\frac{s}{w'_p} + 1\right)}$$

Donde:

$$w'_p = w_p \left(1 + \frac{R_1R_3A_0}{q}\right)$$

Ahora, utilizando los valores de resistencias indicados más la información provista por la hoja de datos del operacional utilizado (LM324) acerca de A_0 y GBP se graficará la transferencia en función de la frecuencia en los distintos casos.

Se considera entonces de la hoja de datos (se adjunta en el apartado Anexos):

Parámetro	Valor
GBP	1,2MHz
A_0	10^5

Figura 3: Parámetros considerados de la hoja de datos del LM324

A partir de la relación entre los parámetros anteriores:

$$w_p \cdot A_0 = GBP$$

Se obtiene el valor de w_p a lazo abierto.

En la siguiente tabla se encuentran los valores de resistencias utilizados (de acuerdo al número de grupo) y los valores calculados para la realización de los gráficos de análisis en frecuencia, utilizando las expresiones obtenidas anteriormente.

Caso	$R_1 = R_3$	R_2	R_4	G_{ideal}	G_{ac}	f_p	f'_p
1	$1,2k\Omega$	$12k\Omega$	$4,99k\Omega$	-10	-9.9979	12 Hz	57.154 KHz
2	$1,2k\Omega$	$1,2k\Omega$	$4,99k\Omega$	-1	-0.99997	12 Hz	400.012 KHz
3	$12k\Omega$	$1,2k\Omega$	$49,9k\Omega$	-0.1	-0.09998	12 Hz	1.012 MHz

Figura 4: Tabla de valores utilizados

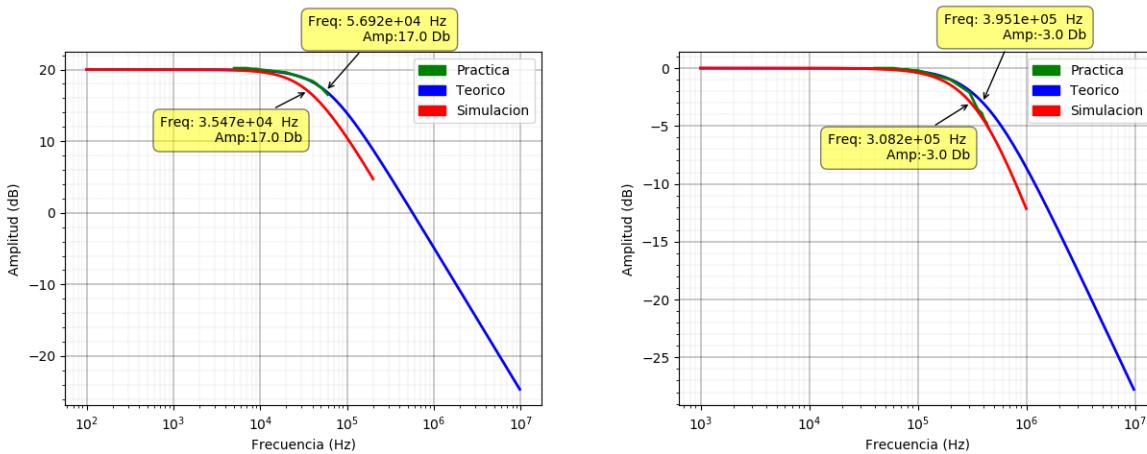


Figura 5: Respuesta en frecuencia del inversor. A la izquierda el caso 1, y a la derecha el caso 2.

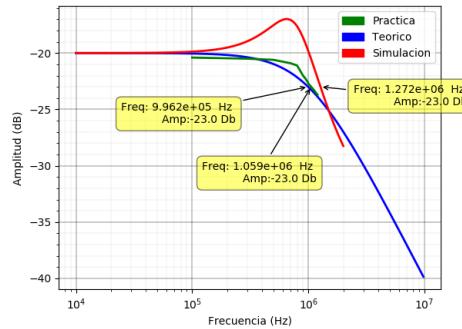


Figura 6: Respuesta en frecuencia del inversor, caso 3.

A partir de este análisis de respuesta en frecuencia plasmado en los gráficos, se verifica en forma teórica y experimental que la dependencia de $A_{vol}(w)$ con la frecuencia, inevitablemente inserta un polo en la transferencia del circuito. Esto genera que a partir de determinada frecuencia, el sistema comience a atenuar la señal de salida, lo cual, si el sistema fuera a lazo abierto, ocurre a muy baja frecuencia (f_p) pero con una ganancia muy elevada (A_0).

Respecto al contraste entre la gráfica resultante de los valores medidos y de la expresión teórica, se ajustan sin grandes inconvenientes en los tres casos. Se destaca un sobreímpetu en el caso 3 (ganancia ideal de -0.1) que puede observarse con claridad en la simulación, pero la respuesta teórica no lo predice. Esto puede deberse a que hay un segundo polo considerado por el fabricante, incluido en el modelo de simulación utilizado, por la dependencia de A_0 con la frecuencia, donde el comportamiento se asemeja al de polos complejos conjugados en condición de subamortiguado (de ahí el sobreímpetu). Dicho polo no es tenido en cuenta por el modelo teórico, pero está presente, y en este caso comienza a afectar cuando el producto $\beta \cdot A'$ es muy grande, lo cual ocurre en el caso 3 (donde β es el lazo de realimentación y A' es la ganancia propia del sistema realimentado, a explicar en breve). En las mediciones prácticas no fue posible tomar puntos que dieran cuenta de este fenómeno, al tener que ajustar regularmente la amplitud y offset de la señal de entrada debido a las limitaciones reales del operacional utilizado, que se explican en detalle en la sección «1.2.3». Se tomaron mediciones en cada caso hasta cierto valor de frecuencia, donde se imposibilitaba continuar para frecuencias superiores debido a que las señales alcanzaban el piso de ruido.

A continuación se tratan las cuestiones referidas al ancho de banda y ganancia.

Al estar realimentado negativamente, dichos factores se ven modificados: el ancho de banda aumenta, como se observa en la ecuación correspondiente a w'_p , y la ganancia de tensión disminuye respecto a A_0 , como se observa en la ecuación de G_{ac} , pudiendo modificarlos de acuerdo a los valores de las resistencias en cada caso.

Con el cálculo exacto, las ecuaciones anteriores sugieren que las tres resistencias R_1 , R_2 y R_3 afectan a dichos parámetros. Para ver porqué ocurre esto y que tienen en común, se lo analizará desde el punto de vista de la realimentación.

En primer lugar se debe encontrar cuál es el lazo de realimentación β , para poder determinar la ganancia propia del sistema. Si se considerara nuevamente que la tensión $V_d \neq 0$, se llegaría al mismo resultado exacto anterior, dado que surgirá que β depende de w si se despeja de las ecuaciones iniciales:

$$\beta = -\frac{1}{R_2} \left(1 + \frac{1}{A_{vol}(w)}\right)$$

Por lo tanto, para lo siguiente se tomará V_d con potencial cero por masa virtual, de forma tal que el resultado a obtener permita denotar si se comete algún error en el cálculo de la ganancia y el ancho de banda con dicha aproximación. En este caso (circuito inversor), el lazo está conformado por la resistencia R_2 , tomando la tensión V_{out} de la salida e inyectando la corriente I a la entrada, por lo que la ganancia propia del sistema es:

$$A_{propia} = \frac{\text{Medido}}{\text{Inyectado}} = \frac{V}{I} = R_m$$

Es decir, transresistencia. A la ganancia propia sin realimentar se la nombra entonces como $R_{m\beta 0}$ (porque $\beta = 0$ sería lazo abierto). Por lo tanto:

$$R_{m\beta 0} = \frac{V_{out}}{I_1}$$

Teniendo en cuenta lo anterior, el lazo del sistema realimentado es (en unidades de $[\frac{1}{\Omega}]$):

$$\beta = \frac{x_f}{x_o} = -\frac{I}{V_{out}} = -\frac{1}{R_2}$$

La hoja de datos, como se mencionó anteriormente, proporciona el valor de la ganancia de tensión a lazo abierto, es decir $A_{v\beta 0} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$ usando la misma notación de antes. En este caso dicha ganancia no es la propia del sistema, por lo que se debe trabajar con la propia para encontrar una relación:

$$R_{m\beta 0} = -\frac{V_{out}}{I_1} = -\frac{V_{out}R_1}{V_{in}} = -A_{v\beta 0}R_1$$

Teniendo ahora $R_{m\beta 0}$ y el lazo β , se puede calcular la ganancia propia del sistema realimentado. En general, se tiene que:

$$A_f = \frac{A'}{1 + \beta A'}$$

Donde A' es la ganancia propia del sistema a lazo abierto. Para este caso, la ganancia propia del sistema realimentado es de transresistencia, indicándola como R_{mf} (por feedback). Por lo que se tiene finalmente:

$$R_{mf} = \frac{R_{m\beta 0}}{1 + \beta R_{m\beta 0}}$$

No hay inconveniente con los signos, dado que β y $R_{m\beta 0}$ son ambos negativos.

Con dicha ganancia de transresistencia, de la misma forma que antes se puede despejar la ganancia de tensión del sistema realimentado, obteniendo:

$$A_{vf} = \frac{R_{mf}}{R_1}$$

El término $1 + \beta A' = D$ se denomina «factor de desensibilización», y representa cuantas veces se mejora determinados parámetros del amplificador operacional (entre ellos la ganancia y el ancho de banda), a costa de tener una ganancia mucho menor a la de lazo abierto. Entonces, siguiendo lo anterior, se puede calcular w'_p como:

$$w'_p = w_p(1 + \beta R_{m\beta 0})$$

Con las expresiones de A_{vf} y w'_p , se recalculan ahora dichos parámetros y se comparan con los exactos obtenidos anteriormente en el cuadro siguiente. Para el cálculo del error relativo porcentual se considera $E_{relativo}(\%) = 100(|\frac{\text{Exacto} - \text{Aproximado}}{\text{Exacto}}|)$.

Caso	G_{ac}	A_{vf}	$E_{relativo}(\%)$	f'_p	f'_p (por feedback)	$E_{relativo}(\%)$
1	-9.9979	-9.9980	0.001 %	57.154 KHz	120.012 KHz	109.98 %
2	-0.99997	-0.99998	0.001 %	400.012 KHz	1.2Mhz	199.99 %
3	-0.09998	-0.09999	0.001 %	1.012 MHz	12MHz	1085.77 %

Figura 7: Comparaciones de ganancia y ancho de banda

La ganancia de tensión da prácticamente lo mismo en ambos casos, y respecto a la ideal las diferencias son de magnitudes similares. Por lo tanto, para el cálculo de la ganancia de tensión resulta válida la aproximación de $A_0 \rightarrow \infty$ (siempre que el error máximo buscado sea mayor al obtenido), pudiéndose ver uno de los beneficios de la realimentación negativa: linealizar el amplificador. Para observar esto, dados los valores de $A_{v\beta 0}$, R_1 y el lazo de realimentación con R_2 , se cumple que $\beta R_{m\beta 0} \gg 1$, por lo que la transresistencia realimentada se approxima muy bien como:

$$R_{mf} \cong \frac{1}{\beta} = -R_2$$

Es decir que pasa a depender sólo de R_2 , el cual es un componente lineal. Recordando la expresión de ganancia de tensión realimentada en función de esto último:

$$A_{vf} = \frac{R_{mf}}{R_1}$$

Al estar como factor en el numerador, traslada la linealidad a la ganancia en cuestión (tomando R_1 constante).

No ocurre lo mismo en el caso del ancho de banda. El valor obtenido por considerar que mejora con el factor de desensibilización (D) resulta el mismo que se puede obtener de despejar f'_p de la relación de producto de ganancia por ancho de banda, utilizando la ganancia de tensión realimentada, y resulta diferir muy notablemente con el calculado antes en forma exacta (teniendo en cuenta la dependencia de A_0 con la frecuencia). Este error se incurre por despreciar la dependencia del lazo beta con A_0 , y por ende, la dependencia de A_0 con la frecuencia.

Respecto a los valores de f'_p obtenidos de mejorar f_p en D veces, para el caso 3 éste puede resultar llamativo, pero se debe recordar que se considera la frecuencia de corte cuando la ganancia de tensión disminuye en 3dB. Como en dicho caso la ganancia es menor a uno, ya es un nivel de atenuación, por lo que resulta razonable obtener una frecuencia mayor al ancho de banda del operacional.

Se analiza ahora la fase entre la señal de salida y entrada para los tres casos. En los siguientes gráficos se contrasta la fase obtenida por simulación, transferencia teórica y medida.

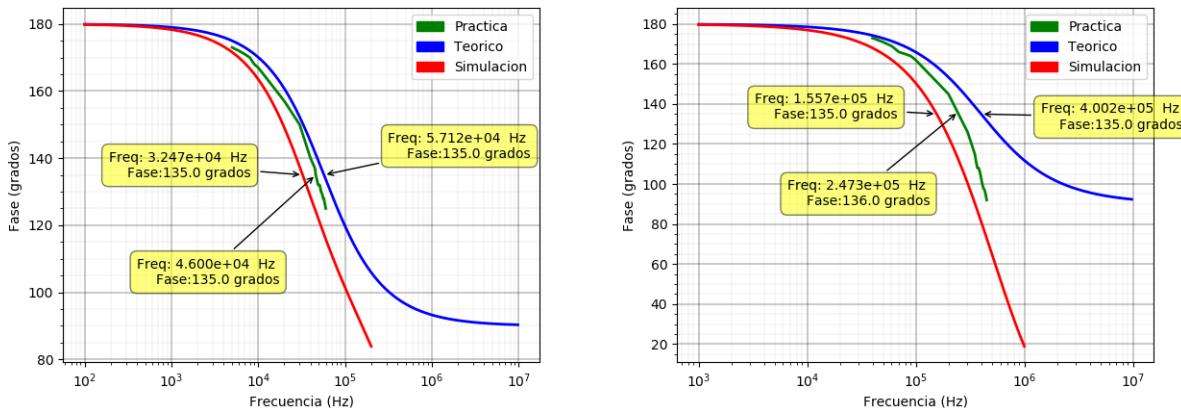


Figura 8: Fase entre la entrada y la salida. A la izquierda el caso 1, y a la derecha el caso 2.

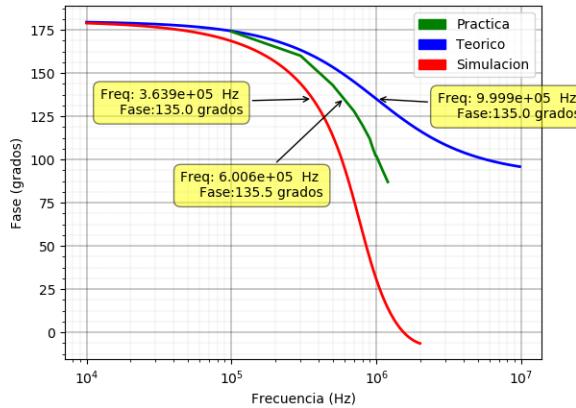


Figura 9: Fase entre la entrada y salida, caso 3.

A partir de las curvas obtenidas, puede observarse que en los tres casos la transferencia teórica predice un desplazamiento de 90° , mientras que las curvas simuladas predicen un desplazamiento de aproximadamente 180° , es decir el doble. Las curvas medidas predicen también la tendencia mostrada por las simuladas. Esto nuevamente se debe al segundo polo considerado en el modelo de simulación, debido a la dependencia de A_0 con la frecuencia: al introducir cada uno una fase de 90° , para frecuencias mucho mayores a las de corte de cada uno la fase introducida tiende a 90° , resultando en total 180° al sumarlas.

1.2.2. Impedancia de entrada

Utilizando la expresión obtenida de $\frac{V_{out}}{V_{in}}$ y definiendo $q = R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3$ se calculó la impedancia de entrada vista por el generador. Partiendo de que $Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_1}$, se sigue (teniendo en cuenta la dependencia de $A_{vol}(w)$ con la frecuencia):

$$\begin{aligned} V_{in} &= -V_d + I_1R_1 = -\frac{-V_{out}}{A_{vol}(w)} + I_1R_1 \\ V_{in} &= -\frac{-V_{in}G_{ac}}{A_{vol}(w)(\frac{s}{w_p'} + 1)} + I_1R_1 \\ V_{in}(1 + \frac{G_{ac}}{A_0} \frac{(1 + \frac{s}{w_p})}{(1 + \frac{s}{w_p'})}) &= I_1R_1 \\ Z_{in} &= \frac{R_1}{1 + \frac{G_{ac}(1 + \frac{s}{w_p})}{A_0(1 + \frac{s}{w_p'})}} = \frac{R_1(1 + \frac{s}{w_p'})}{1 + \frac{s}{w_p} + \frac{G_{ac}(1 + \frac{s}{w_p})}{A_0}} = \frac{R_1(1 + \frac{s}{w_p'})}{\frac{G_{ac}}{A_0} + 1 + s(\frac{1}{w_p'} + \frac{G_{ac}}{w_p A_0})} \end{aligned}$$

Definiendo

$$\begin{aligned} k &= \frac{R_1}{\frac{G_{ac}}{A_0} + 1} \\ w_p'' &= \frac{\frac{G_{ac}}{A_0} + 1}{\frac{1}{w_p'} + \frac{G_{ac}}{w_p A_0}} \end{aligned}$$

La expresión de Z_{in} resulta

$$Z_{in} = k \frac{1 + \frac{s}{w_p'}}{1 + \frac{s}{w_p''}}$$

En el caso ideal, por masa virtual surge que $V_d = 0$ (es decir con $A_0 \rightarrow \infty$), por lo tanto la impedancia de entrada resulta constante:

$$Z_{in} = R_1$$

En los siguientes gráficos se contrasta la impedancia de entrada teórica con la simulada y la práctica, en función de la frecuencia.

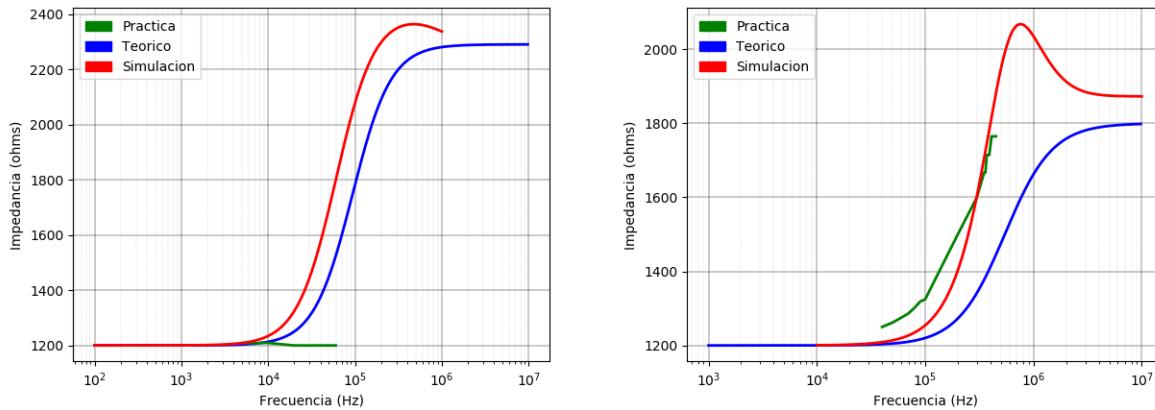


Figura 10: Impedancia de entrada en función de la frecuencia. A la izquierda el caso 1, y a la derecha el caso 2.

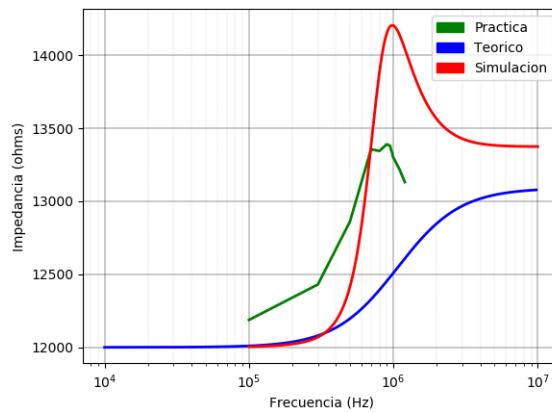


Figura 11: Impedancia de entrada en función de la frecuencia, caso 3.

Observando las curvas medidas, en los tres casos se observan discrepancias con las curvas simulada y teórica. Al igual que para la ganancia, se tomaron mediciones hasta donde las amplitudes involucradas no quedaran por debajo del piso de ruido y/o se deformasen.

Viendo cada caso por separado, en el primer caso la curva medida es casi constante y no sigue el ascenso de las otras dos. Esto se debe a que, al tener que utilizar amplitudes de señal de entrada muy bajas por las limitaciones de señal (ver punto «1.2.3») posiblemente no se logró apreciar una deformación en la señal de salida por slew rate, lo cual conlleva a que las mediciones tomadas contengan error.

En el segundo y tercer caso, la curva medida sigue la forma de la teórica y simulada, pero los valores obtenidos se alejan de los ideales. Se midió directamente sobre la resistencia R_1 a la entrada la diferencia de tensiones entre sus bornes, para calcular la corriente de entrada. El error cometido, nuevamente proviene de las bajas amplitudes utilizadas y posibles deformaciones no apreciables a simple vista. En particular en el tercer caso, se sigue la forma del sobreíto, aunque muy suavemente.

En base a los resultados obtenidos, la dependencia de $A_{vol}(w)$ con la frecuencia inserta en la forma de Z_{in} un cero y un polo. Esto ocasiona que, en los tres casos, antes del cero y después del polo la impedancia de entrada se mantenga constante, y consecuentemente varíe dentro del intervalo de frecuencias que está entre el cero y el polo.

Para valores de frecuencia mucho menores a la de corte correspondiente al cero, la Z_{in} toma el valor ideal calculado anteriormente. Por lo tanto, en dicho intervalo resulta válida la aproximación de $A_0 \rightarrow \infty$.

Por otro lado, para valores de frecuencia mucho mayores a la de corte correspondiente al polo, la Z_{in} muestra tender a un valor constante también, dado que la pendiente positiva del cero se compensa con la del polo, por ser ambos de igual orden. Como la frecuencia de corte del cero se encuentra antes de la del polo (separados un intervalo de frecuencias apreciable), dicho cero comienza a influir en el valor de Z_{in} antes de ser compensado, por lo que resulta razonable que el valor se desvíe del ideal al aumentar la frecuencia.

En el rango de frecuencias comprendido entre el cero y el polo, al tornarse Z_{in} variable, para tener su valor exacto debe calcularse con la expresión completa expuesta al principio.

Respecto a la fase de la impedancia de entrada, no fue medida por falta de tiempo.

1.2.3. Limitaciones para la señal de entrada V_{in} - Alinealidades

Para las mediciones realizadas, se debieron tener en cuenta diferentes fenómenos alineales propios del operacional para no tener a la salida una señal distorsionada y que sea lo más senoidal posible.

En primer lugar, se tiene la limitación de amplitud dada por la fuente de alimentación. La máxima tensión de salida que puede proporcionar el operacional utilizado según la hoja de datos es $V_{CC} = 1,5V$. Por lo tanto, teniendo en cuenta que se utilizaron $\pm 15V$, la máxima excursión de salida es de $\pm 13,5V$. Si la señal de entrada supera un valor tal que multiplicado por la ganancia resulta mayor al límite indicado, el operacional satura y durante los intervalos de tiempo que esto ocurra la salida mantendrá el valor fijo constante de máxima excusión, es decir $\pm 13,5V$ según se exceda en tensión positiva o negativa. En la siguiente captura se muestra un ejemplo de dicha alinealidad, en el caso de ganancia ideal -10 .

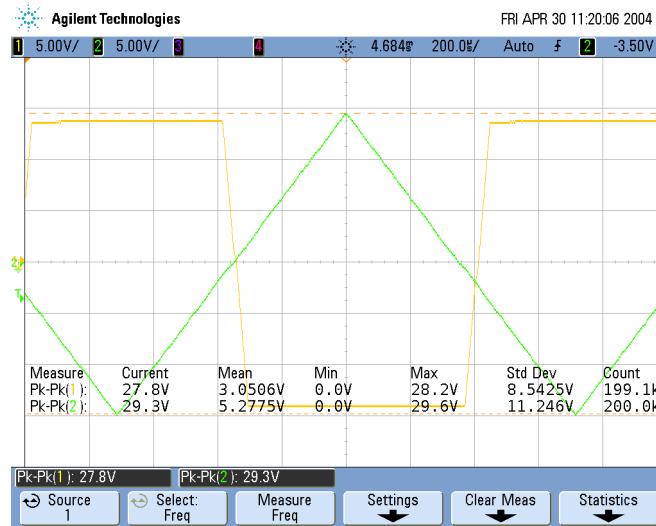


Figura 12: Distorsión de la señal de salida por saturación en el DC Sweep, caso 1. En CH1 la señal de salida y en CH2 la de entrada.

Por otra parte, se tiene un máximo de tensión de entrada que puede soportar el operacional para que no se quemé, también dado por la hoja de datos, que es de $32V$ por lo que, aunque matemáticamente la amplitud de la señal de salida no alcance el máximo impuesto por la fuente, la entrada no puede tener una amplitud mayor a dicho valor.

Según la ganancia de cada caso se obtiene entonces un primer máximo para la amplitud de la señal de entrada V_{in} , que se muestra en el siguiente cuadro. Se consideran las ganancias ideales para los cálculos, dado que corresponderían al peor caso, es decir, de mayor amplificación. Los valores se obtienen despejando de la ecuación: $V_{in}(Max) = \frac{13,5V}{G_{ideal}}$.

Caso	G_{ideal}	$V_{in}Max$
1	-10	1.35V
2	-1	13.5V
3	-0.1	32V

Figura 13: Límites de V_{in} por alimentación

En ese contexto, para los tres casos se realizó un DC sweep, barriendo en la entrada desde $-V_{CC}$ hasta $+V_{CC}$ con una señal triangular de frecuencia $1KHz$, midiendo los efectos a la salida. Se utilizó una frecuencia baja para evitar deformaciones por slew rate a la salida (otro tipo de distorsión que se analiza luego). Se muestra en los siguientes gráficos los resultados obtenidos.

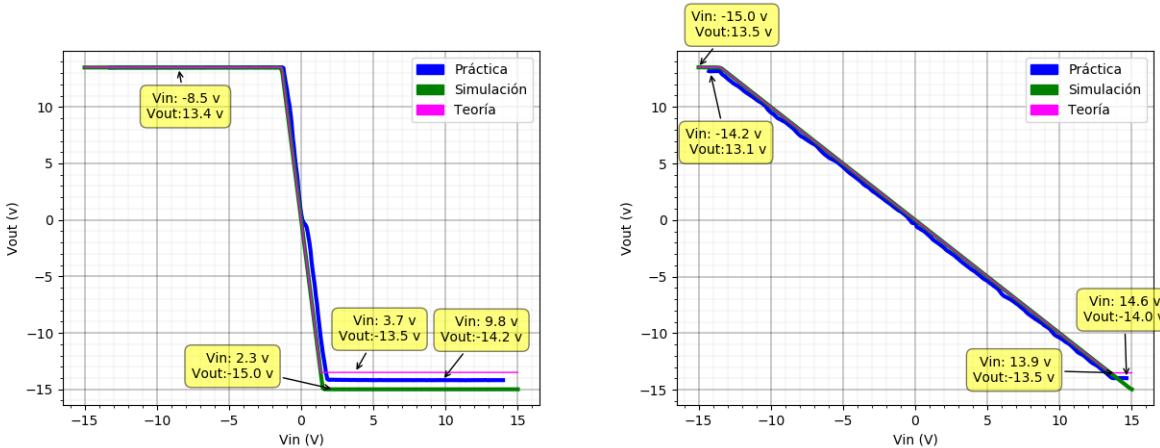


Figura 14: DC sweep, mostrando salida. A la izquierda el caso 1, y a la derecha el caso 2.

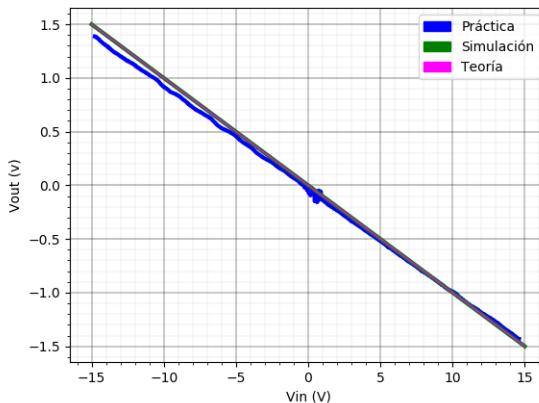


Figura 15: DC sweep, mostrando salida, caso 3.

Puede verse que las gráficas de salida se corresponden a lo predicho en forma teórica, con una pequeña asimetría en las tensiones negativas tanto en la curva simulada como en la práctica. Para el caso 1, que es el de mayor ganancia, a partir de una entrada de $-1,35V$ aproximadamente el operacional satura y mantiene la salida constante a $+13,5V$ en las tres curvas, hasta que desciende nuevamente el valor de la señal de entrada. Para una entrada de aproximadamente $+1,35V$ para las tres curvas, el operacional satura en niveles ligeramente distintos: $-13,5V$ es lo que predice la curva teórica, mientras que la práctica lo hace en $-14,2$ y la simulada en el mínimo de alimentación de $-15V$. Esto resulta razonable dado que, aunque la alimentación del operacional es simétrica, la etapa de salida con transistores no lo es, como se verá luego en el análisis de cruce por cero.

Para el caso 2, de ganancia unitaria, el operacional satura en un pequeño intervalo, cuando la entrada supera los $+13,5V$ hasta el máximo de $+15V$, y en el caso de tensiones negativas ocurre una asimetría similar al caso anterior: la curva simulada no satura para el extremo de tensión de salida negativa, mientras que la teórica y la práctica si.

Para el caso 3, de atenuación, el operacional trabaja correctamente en todo el intervalo de barrido, dado que no alcanza en ningún momento la tensión de saturación.

Dado que la señal triangular utilizada es de $\pm 15V_{pp}$ sin offset de continua, en la curva medida de salida se observa en todos los casos distorsión de cruce por cero (a tratar luego).

Posteriormente, se tiene la limitación de amplitud por slew rate, es decir, el máximo crecimiento que puede tener la señal de salida en un intervalo de tiempo determinado tal que el operacional puede seguirlo, sin que distorsione la señal. De la hoja de datos, se extrae que el slew rate para el operacional utilizado es de $0,5 \frac{V}{\mu s}$. Partiendo de una señal de entrada senoidal de la forma $V_{in}(t) = A \cdot \sin(2\pi ft)$, se la deriva para encontrar el punto de máximo crecimiento:

$$\frac{dV_{in}(t)}{dt} = A \cdot \cos(2\pi ft) \cdot 2\pi f$$

La cual toma su máximo valor cuando $\cos(2\pi ft) = 1$. Para la señal de salida, se multiplica la expresión dada por la ganancia G del sistema en cada caso. Finalmente, para evitar que distorsione la señal de salida, se pide la condición:

$$G \cdot \text{Max}\left[\frac{dV_{in}(t)}{dt}\right] < 0,5 \left[\frac{V}{10^{-6}s}\right]$$

De donde se obtiene una cota para la amplitud de la señal de entrada en función de la frecuencia:

$$A < \frac{0,5 \cdot 10^6}{G2\pi f} (V)$$

Utilizando la ecuación anterior, se fue calculando la amplitud máxima de la señal de entrada para el rango de frecuencias donde se tomaron los valores para los diagramas de respuesta en frecuencia realizados. En la siguiente captura se muestra un ejemplo donde se da el fenómeno de slew rate, para el caso de ganancia -1 .

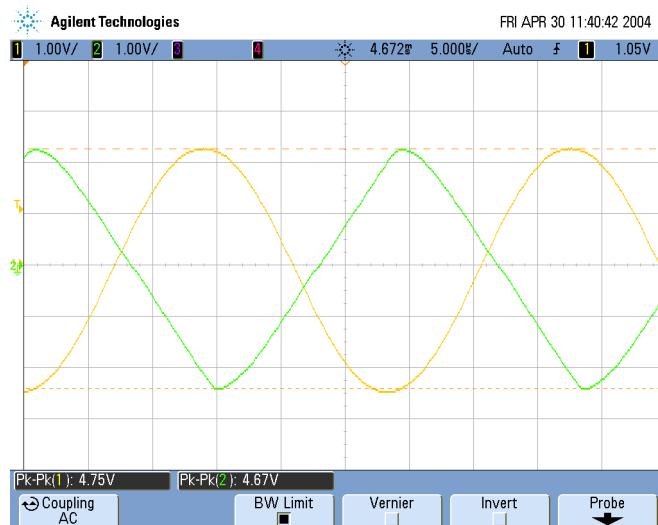


Figura 16: Distorsión de la señal de salida por slew rate, caso 2. El CH1 corresponde a la señal de entrada y el CH2 a la de salida.

Finalmente, otro inconveniente que presenta el operacional utilizado es que, si la señal de entrada no posee offset de continua, a la salida puede observarse (en mayor o menor medida según la frecuencia y amplitud utilizadas) una distorsión en el eje central de la señal, como se muestra en la siguiente figura a modo de ejemplo.

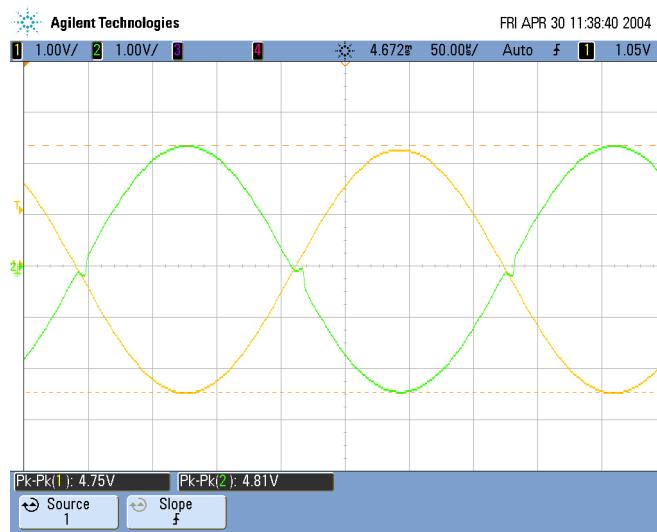


Figura 17: Distorsión por cruce, en caso 2. El CH1 corresponde a la señal de entrada y el CH2 a la de salida.

Este fenómeno se conoce como «distorsión de cruce por cero». El operacional en cuestión tiene una etapa de salida que actúa como clase A para bajos niveles de tensión (es decir que los transistores de la etapa de salida conducen durante todo el período de la señal y no distorsiona por cruce), y se comporta como un clase B para niveles altos de tensión (posee la distorsión de cruce por cero). Esta etapa permite que el dispositivo pueda manejar corrientes más altas de entrada y salida sin dañarse. En el siguiente diagrama interno del operacional se indica la etapa de salida mencionada.

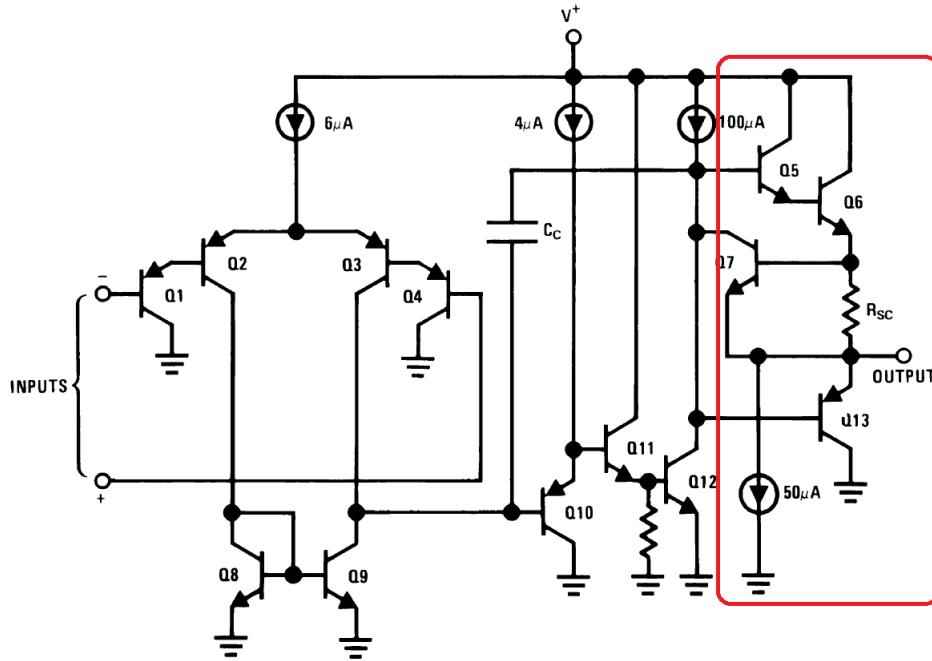


Figura 18: Diagrama interno del amplificador. Se indica la etapa de salida AB en rojo.

El problema que surge es que, considerando primero el semiciclo positivo, cuando la tensión de base para el transistor Q_5 es menor a $1,4V$ (es decir, dos caídas de tensión de diodo), ambos transistores Q_5 y Q_6 no se polarizan y entran en corte, por lo que la salida no sigue a la entrada. Por su parte, el transistor Q_{13} está en este caso polarizado en inversa, por lo que no conduce tampoco. En el semiciclo negativo, si la tensión de base del transistor Q_{13} es mayor a $-0,7V$ (una caída de tensión de diodo), dicho transistor entra en corte y no conduce,

por lo que la salida tampoco puede seguir a la entrada. En este caso, Q_5 y Q_6 son los que están polarizados en inversa.

Para realizar las mediciones, se eliminó el problema agregando a la señal de entrada un offset de manera tal que siempre conduzcan los transistores Q_5 y Q_6 o el transistor Q_{13} , según si el offset añadido es positivo o negativo, hasta que en la salida no se visualizara más la distorsión en cuestión.

1.2.4. Casos particulares

Se analizan dos casos particulares que surgen al realizar determinadas modificaciones al circuito inversor estudiado.

Por un lado, se toma el caso donde se lleva el valor de la resistencia R_3 a 0Ω . Lo que resulta de esto es que ambas entradas del operacional quedan conectadas a GND, por lo que se esperaría en el caso ideal que a la salida haya $0V$. En el modelo real esto no ocurre, sino que se presenta una determinada tensión de offset del orden de los mV . Esta cuestión, junto con las corrientes de bias, se analizan en la sección 3.

Por otro lado, la resistencia R_4 tiene un uso en específico indicado por la hoja de datos del operacional, y es que dado que el circuito se está utilizando para una aplicación con señal alterna, se debe colocar para aumentar la corriente de polarización de la etapa clase AB explicada en la subsección anterior y disminuir el efecto de cruce por cero. En las siguientes gráficas se toma el ejemplo del caso con ganancia 1, para visualizar lo que ocurre con y sin la presencia de la resistencia en cuestión.

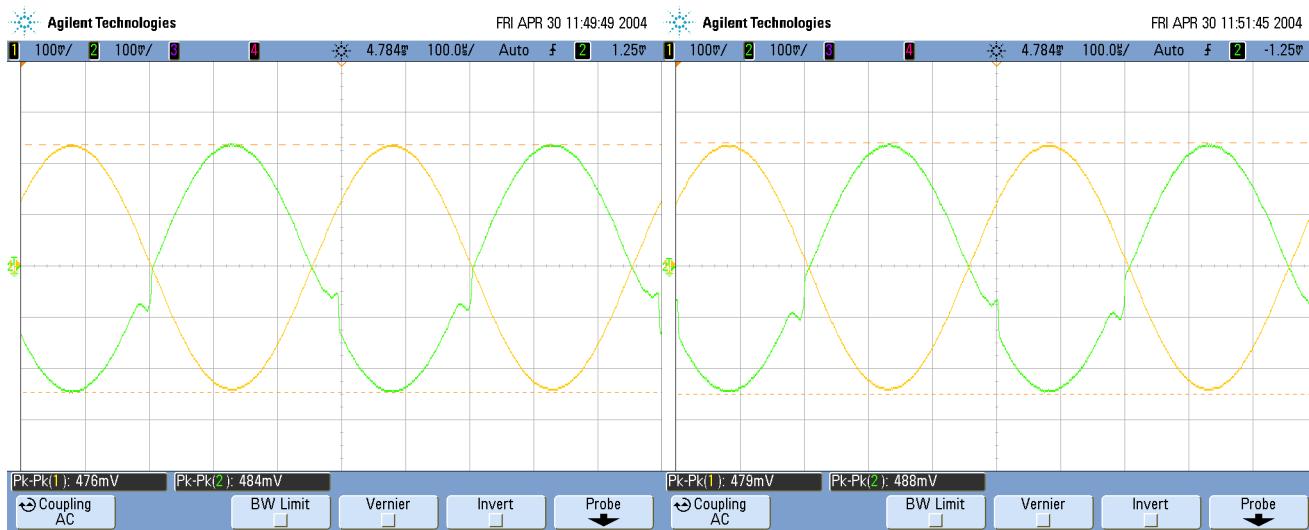


Figura 19: Efectos de la resistencia R_4 , a la izquierda con la misma conectada y a la derecha sin conectar. El CH1 corresponde a la señal de entrada y el CH2 a la de salida

Observando ambas señales de salida se verifica efectivamente que en el caso con la resistencia R_4 conectada se reduce ligeramente el efecto de cruce por cero respecto al caso sin conectar.

1.3. Circuito no inversor

1.3.1. Análisis de la transferencia $H(s)$

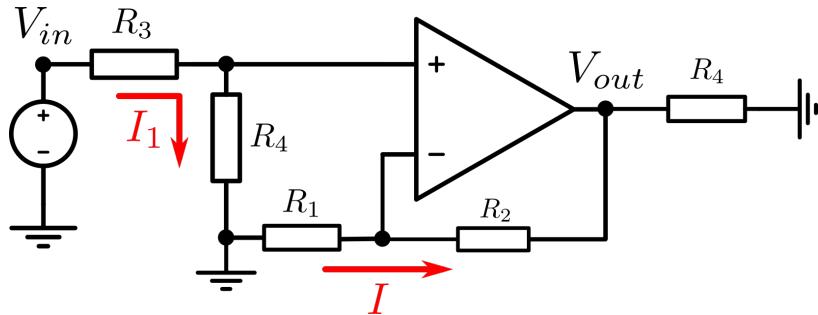


Figura 20: Circuito no inversor

Las ecuaciones fundamentales que describen al circuito son:

$$\begin{aligned} V_{out} &= V_d A_{vol}(w) \\ V_d &= IR_1 + V_{in} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \\ I &= -\frac{V_{out}}{R_1 + R_2} \end{aligned}$$

Por lo tanto, el diagrama utilizado para determinar la relación entre V_{in} y V_{out} fue el siguiente:

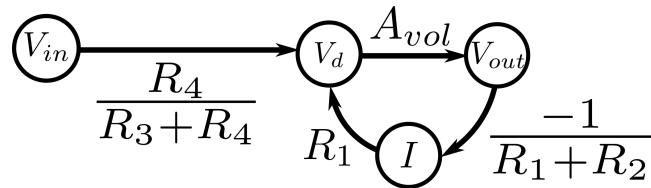


Figura 21: Diagrama de flujo de señal - caso circuito no inversor

Mediante la fórmula de Mason aplicada al diagrama anterior se llegó a la función transferencia del sistema:

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_0 R_4 (R_1 + R_2)}{(R_3 + R_4)(R_1 + R_2 + R_1 A_0)}$$

Nuevamente si se toma $A_0 \rightarrow \infty$, se reduce a la ganancia ideal del circuito:

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \underbrace{\frac{A_0 R_4 (R_1 + R_2)}{(R_3 + R_4)(R_1 + R_2 + R_1 A_0)}}_{G_{ac}} \underset{A \rightarrow \infty}{\approx} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = G_{ideal}$$

Se calcula la transferencia, ahora tomando la consideración de que $A_{vol}(w)$ si depende de la frecuencia. Trabajando para obtener el formato que nos permite identificar las frecuencias de corte:

$$H(s) = \frac{G_{ac}}{\left(\frac{s}{w'_p} + 1\right)}$$

Donde

$$w'_p = w_p \left(1 + \frac{R_1 A_0}{R_1 + R_2}\right)$$

Caso	$R_1 = R_3$	R_2	R_4	G_{ideal}	G_{ac}	f_p	f'_p
1	$1,2k\Omega$	$12k\Omega$	$4,99k\Omega$	8.8675	8.8665	12 Hz	109.102 kHz
2	$1,2k\Omega$	$1,2k\Omega$	$4,99k\Omega$	1.61227	1.61224	12 Hz	600.012 kHz
3	$12k\Omega$	$1,2k\Omega$	$49,9k\Omega$	0.88675	0.88674	12 Hz	1.090 MHz

Figura 22: Tabla de valores utilizados para la realización del gráfico

En la siguiente tabla se ecuentran los valores utilizados y los valores calculados para la realización de los gráficos de análisis en frecuencia. Se consideran los mismos valores de A_0 , GBP y w_p a lazo abierto.

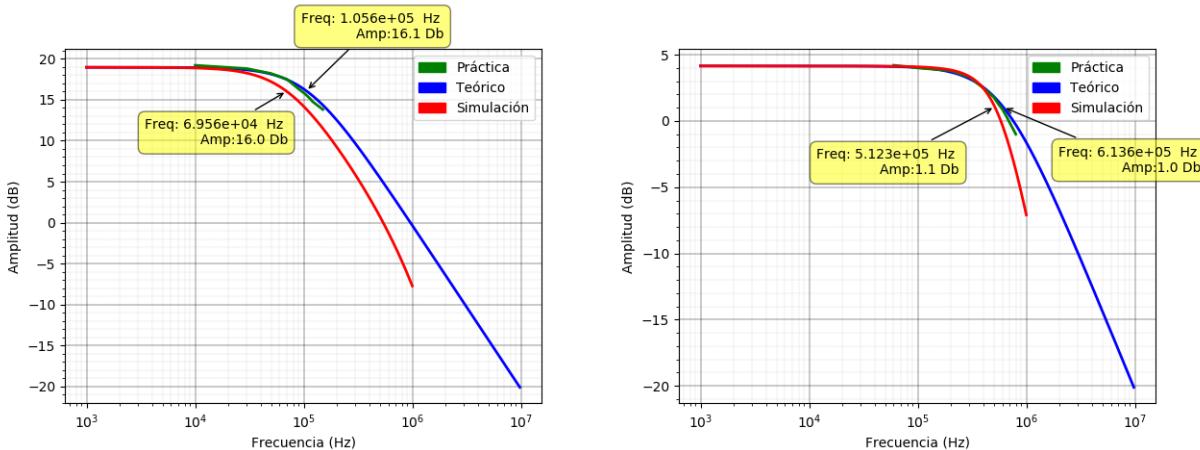


Figura 23: Respuesta en frecuencia del no inversor. A la izquierda el caso 1, y a la derecha el caso 2.

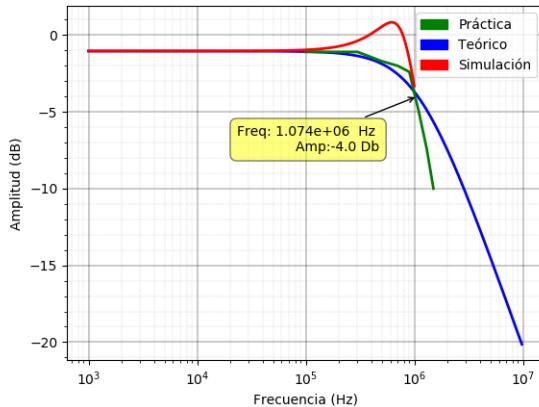


Figura 24: Respuesta en frecuencia del no inversor, caso 3.

A partir del análisis de respuesta en frecuencia se observa que, para este circuito también la dependencia de $A_{vol}(w)$ con la frecuencia inserta un polo en la transferencia del mismo. Esto provoca, al igual que con el circuito inversor, que a partir de determinada frecuencia el sistema comienza a atenuar. Este valor de frecuencia de corte depende de la ganancia del sistema.

Respecto del contraste entre las diferentes curvas de cada caso, se pueden denotar algunas particularidades. En el caso 1 las tres curvas (teórica, simulada y medida) se ajustan sin grandes diferencias, siguiendo la misma tendencia.

En el caso 2, la curva simulada muestra una mayor pendiente luego de la frecuencia de corte impuesta por el polo de $A_{vol}(w)$, que no es predicho por la respuesta dada por la transferencia teórica. Esto se debe a que, al igual

que ocurre para el caso inversor, hay un segundo polo considerado por el fabricante en el modelo de simulación utilizado, por la dependencia de A_0 con la frecuencia. Dicho polo en este caso se encuentra prácticamente solapado con el primero ya considerado en el modelo teórico, lo cual explica que las curvas simulada y medida tengan una pendiente de aproximadamente $-40dB/dec$, es decir al doble de la pendiente predicha por la curva teórica (dado que cada polo luego de la frecuencia de corte introduce una caída en la ganancia con pendiente de $-20dB/dec$).

En el caso 3, respecto a la pendiente de caída luego de la frecuencia de corte ocurre lo mismo que en el caso 2 ya mencionado, con una diferencia: surge un sobreímpetu en la curva simulada, que la teórica no lo predice. Esto nuevamente es debido al segundo polo introducido por la dependencia de A_0 con la frecuencia, en este caso con un comportamiento similar al de polos complejos conjugados en condición de subamortiguado (de ahí surge el sobreímpetu), al igual que ocurre en el caso 3 del circuito inversor. Esto último resalta dado que el producto $\beta \cdot A'$ es muy grande (al igual que ocurría en el caso 3 del circuito inversor), donde β y A' para este circuito se explican a continuación. No fue posible tomar mediciones que dieran cuenta de esto, al tener que ajustar amplitud y offset de la señal de entrada debido a las limitaciones reales del operacional, al igual que ocurre en el circuito inversor. Se tomaron mediciones en cada caso hasta un determinado valor de frecuencia, donde no puede continuarse midiendo debido a que las señales alcanzan el piso de ruido, lo que introduciría mayor error en los datos tomados. Se tratan estas cuestiones sobre las limitaciones en la subsección «1.3.3», con un enfoque similar al circuito inversor.

A continuación se tratan las cuestiones sobre el ancho de banda y ganancia.

El circuito, al igual que el inversor, se encuentra realimentado negativamente, por lo que el ancho de banda y la ganancia se verán modificados: el ancho de banda aumenta, como se observa en la ecuación de w'_p , y la ganancia disminuye respecto a A_0 , como se observa en la ecuación de G_{ac} . Se verá por qué ocurre esto, retomando nuevamente el punto de vista de la realimentación.

En primer lugar se debe determinar β , para poder encontrar la ganancia propia del sistema. En este caso el lazo se encuentra conformado por las resistencias R_1 y R_2 , tomando tensión de la salida V_{out} e inyectando tensión a la entrada, por lo que la ganancia propia es:

$$A_{propia} = \frac{\text{Medido}}{\text{Inyectado}} = \frac{V}{V} = A_v$$

Es decir, de tensión. A la ganancia propia sin realimentar se la nombra $A_{v\beta 0}$ (dado que $\beta = 0$ sería a lazo abierto), por lo que:

$$A_{v\beta 0} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

Teniendo en cuenta lo anterior, el lazo del sistema realimentado es, llamando V_f a la tensión sobre la resistencia R_1 :

$$\beta = \frac{x_f}{x_o} = \frac{V_f}{V_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

En este circuito, la ganancia propia es justamente la de tensión, y particularmente el lazo β no depende de la frecuencia. Como la ganancia propia a lazo abierto es la proporcionada por la hoja de datos, teniendo ahora β puede calcularse la ganancia propia realimentada (considerando el divisor resistivo de la entrada):

$$A_{vf} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{A_{v\beta 0}}{1 + \beta A_{v\beta 0}}$$

Por lo tanto, para este circuito el factor de desensibilización es $1 + \beta A_{v\beta 0}$. Es decir que, como se vio en el circuito inversor, para cada caso se puede calcular cuánto mejora el ancho de banda de la forma:

$$w'_p = w_p(1 + \beta A_{v\beta 0}) = w_p\left(1 + \frac{R_1 A_0}{R_1 + R_2}\right)$$

Que es la misma expresión hallada anteriormente mediante el análisis con A_0 finito. De igual manera, con el valor de la ganancia realimentada A_{vf} se puede despejar el ancho de banda de la expresión de producto de ganancia por ancho de banda:

$$w'_p A_{vf} = GBP$$

Y se obtienen los mismos resultados. Se considera ahora que, dados los valores de R_1 y R_2 , el factor $\beta A_{v\beta 0} \gg 1$, por lo que se approxima la ganancia A_{vf} como:

$$A_{vf} \cong \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{1}{\beta} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

Que corresponde a la ganancia ideal. Se calcular entonces el ancho de banda despejando de la expresión del GBP , sin considerar el divisor resistivo de R_3 y R_4 (dado que en la expresión de GBP la ganancia que se utiliza es directamente sobre la tensión en la entrada no inversora), para comparar el error cometido en cada caso. Se calcula el error relativo porcentual como $E_{relativo}(\%) = 100(|\frac{Exacto - Aproximado}{Exacto}|)$.

Caso	A_{vf} (ideal desde V^+)	f'_p	$f'_p(GBP)$	$E_{relativo}(\%)$
1	11	109.102 KHz	109.091 KHz	0.010 %
2	2	600.012 KHz	600 KHz	0.002 %
3	1.1	1.090 MHz	1.091 MHz	0.092 %

Figura 25: Comparaciones del ancho de banda

En base a los resultados obtenidos, el error en cada caso es menor al 0,1 %, por lo tanto es válida la aproximación $A_0 \rightarrow \infty$, siempre que el error máximo buscado sea mayor a éste. Nuevamente se ve el efecto de linealización del amplificador, debido a la realimentación negativa. Desde la expresión ideal aproximada de A_{vf} :

$$A_{vf} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

Fijando el divisor resistivo y R_1 , variando el valor de R_2 el ajuste de la ganancia responde a una ecuación lineal. Por otra parte, al igual que en la aproximación de R_{mf} en el circuito anterior, A_{vf} pasa también a depender de componentes lineales.

En referencia al sobrepico que surge en el caso 3, como β toma su mayor valor para la menor ganancia, siendo $A_{v\beta 0}$ constante, el mayor valor que toma el producto $\beta \cdot A_{v\beta 0}$ se da en este caso, que es justamente el de menor ganancia.

Se analiza ahora la fase de las señales de entrada y salida para los tres casos. En los siguientes gráficos se contrasta la fase simulada con la obtenida desde la transferencia teórica y medida.

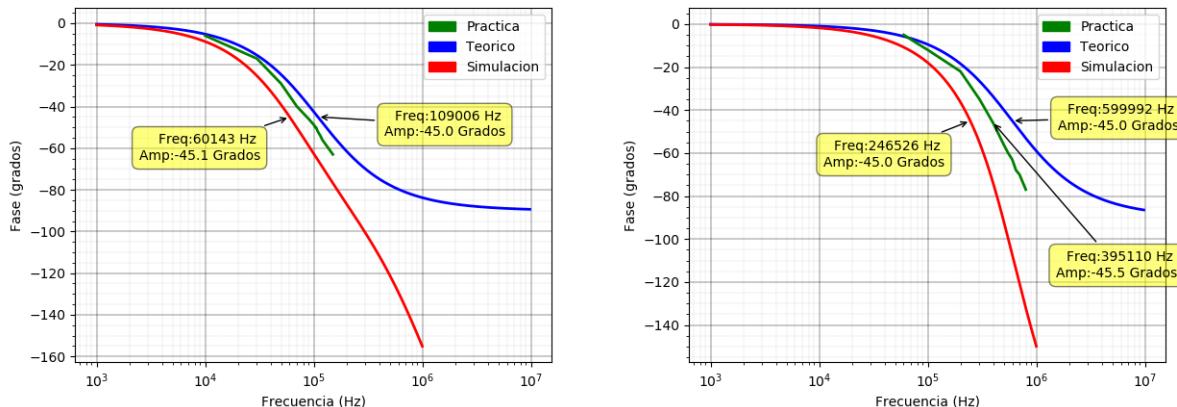


Figura 26: Fase entre la entrada y la salida. A la izquierda el caso 1, y a la derecha el caso 2.

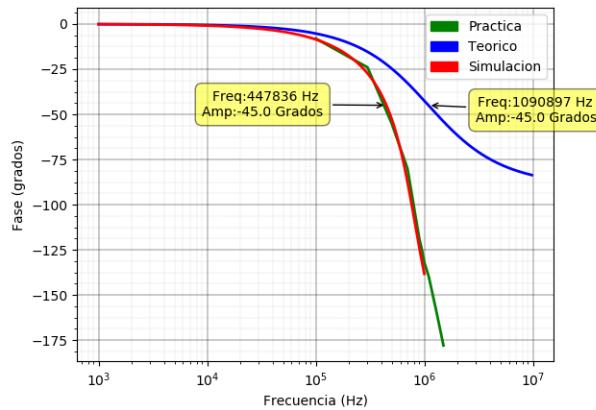


Figura 27: Fase entre la entrada y la salida, caso 3.

A partir de las curvas obtenidas, se observa algo similar a los casos del circuito inversor: la curva teórica predice un desfasaje de 90° para frecuencias mucho mayores a las de corte, mientras que la simulada y medida tienden a un desfasaje de 180° . Esto responde nuevamente al segundo polo considerado en el modelo de simulación, debido a la dependencia de A_0 con la frecuencia. Como cada uno introduce una fase de 90° para frecuencias mucho mayores a las de corte, resulta en total 180° al sumarlas.

1.3.2. Impedancia de entrada

Para el cálculo de la impedancia de entrada, sabiendo que:

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_1}$$

Partiendo de las ecuaciones:

$$\begin{aligned} V_{in} - V^+ &= I_1 R_1 \\ V_{out} &= (V^+ - V^-) A_0 \\ \frac{V_{out}}{V_{in}} &= \frac{A_0 R_4 (R_1 + R_2)}{(R_3 + R_4)(R_1 + R_2 + R_1 A_0)} \end{aligned}$$

Donde $\frac{V_{out}}{V_{in}}$ es la expresión de transferencia hallada en la subsección anterior. Despejando adecuadamente se llega a que:

$$Z_{in} = R_3 + R_4$$

Es decir, que en forma teórica la impedancia de entrada no depende de la frecuencia, considerando el caso real. Para comprobar que ocurre, vemos en los siguientes gráficos el contraste de la impedancia de entrada teórica con la simulada y la práctica.

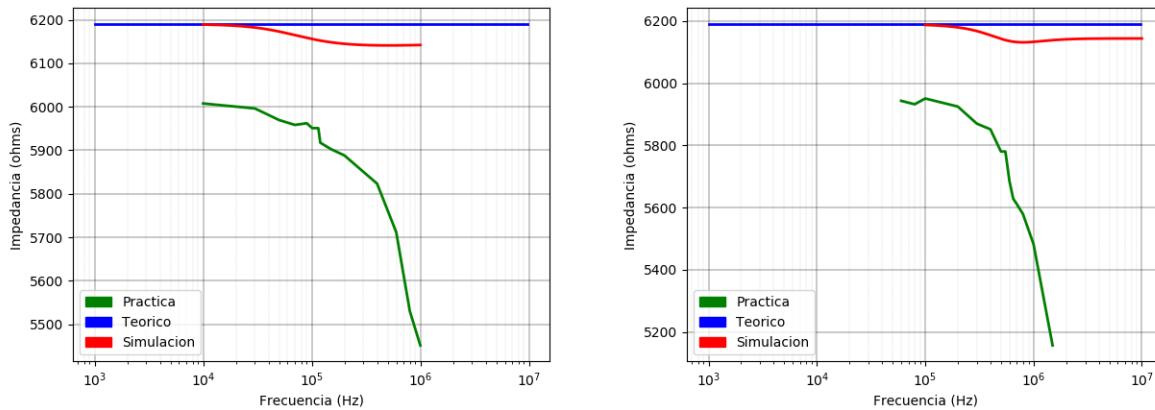


Figura 28: Impedancia de entrada en función de la frecuencia. A la izquierda el caso 1, y a la derecha el caso 2.

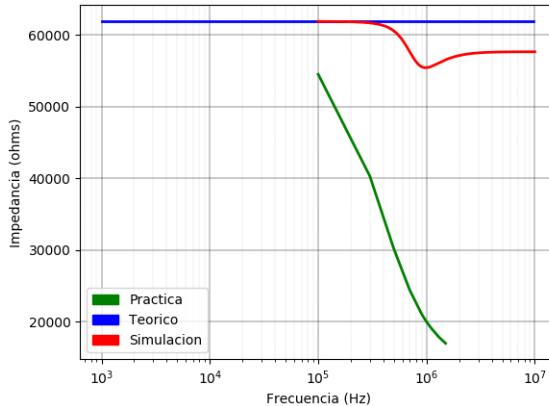


Figura 29: Impedancia de entrada en función de la frecuencia, caso 3.

Observando las gráficas obtenidas, puede denotarse que las curvas simulada y teórica resultan similares, ajustándose bastante bien. No ocurre lo mismo con las curvas medidas, que para frecuencias bajas sigue a las otras dos curvas, pero al aumentar la frecuencia comienza a discrepar.

En cada caso, idealmente la impedancia de entrada se mantiene constante según la expresión hallada anteriormente, que corresponde a $Z_{in} = R_3 + R_4$. En la simulación, la mayor discrepancia ocurre en el caso 3, donde la curva muestra algo similar a un sobrepico. Esto surge a raíz de que el segundo polo que posee $A_{vol}(w)$ comienza a afectar, dado que el producto $\beta \cdot A'$ resulta muy grande, en particular el mayor de los tres casos, como se mencionó anteriormente en el análisis de respuesta en frecuencia. De todas formas, luego de pasar el sobrepico, la curva simulada sigue la forma constante de la curva teórica.

Esto no ocurre con la curva medida, en ninguno de los casos, debido a que al aumentar la frecuencia, la punta del osciloscopio comenzaba a afectar notablemente en la medición por tener asociada una capacidad y una resistencia interna. Para frecuencias elevadas, disminuye la reactancia capacitiva, y como se midieron las tensiones sobre los terminales de la resistencia R_3 , al medir la tensión en paralelo a R_4 , la impedancia en paralelo que forma la capacidad con dicha resistencia disminuye, por lo que la suma $R_3 + R_4$ bajaba drásticamente. Por ello, se decidió utilizar la punta del osciloscopio en $\times 10$, y una mayor amplitud para compensar la reducción de 10 veces que este modo implica, a cambio del beneficio de bajar 10 veces la capacidad de la punta y disminuir sus efectos para un rango de frecuencias mayor, de forma tal que la amplitud medida en la resistencia R_4 comience a caer para recién a frecuencias más altas que en el modo $\times 1$.

Respecto a la fase, al igual que con el circuito inversor, no fue medida por falta de tiempo.

1.3.3. Limitaciones para la señal de entrada V_{in}

Para las mediciones realizadas, al igual que en el circuito inversor, se debieron tener en cuenta los diversos fenómenos alineales de las características reales del operacional, para no tener una señal a la salida distorsionada y que resulte lo más senoidal posible. Para ello se realiza un análisis análogo al ya hecho.

En primer lugar, se tiene la limitación por fuente de alimentación. De la hoja de datos se tiene que la máxima tensión de salida que puede entregar el operacional es $V_{CC} - 1,5V$. Siendo la alimentación utilizada de $\pm 15V$, entonces la señal de entrada debe ser tal que multiplicada por la ganancia del sistema sea menor a $13,5V$, sino el operacional satura (como se explicó en la subsección correspondiente del inversor). Se calcula la V_{in} máxima para las diferentes ganancias ideales, despejando de la ecuación $V_{in}(Max) = \frac{13,5V}{G_{ideal}}$. Se tiene en cuenta además el máximo de tensión de entrada que puede soportar el operacional para que no se quemé, dado antes también que es de $32V$.

Caso	G_{ideal}	$V_{in}Max$
1	8.8675	1.5224V
2	1.61227	8.3732V
3	0.88675	15.2241V

Figura 30: Límites de V_{in} por alimentación

Se realizó también, al igual que en el inversor, para los tres casos un DC sweep, barriendo en la entrada desde $-V_{CC}$ hasta $+V_{CC}$ con una señal triangular de frecuencia $1KHz$, midiendo los efectos a la salida. Se muestra en los siguientes gráficos los resultados obtenidos.

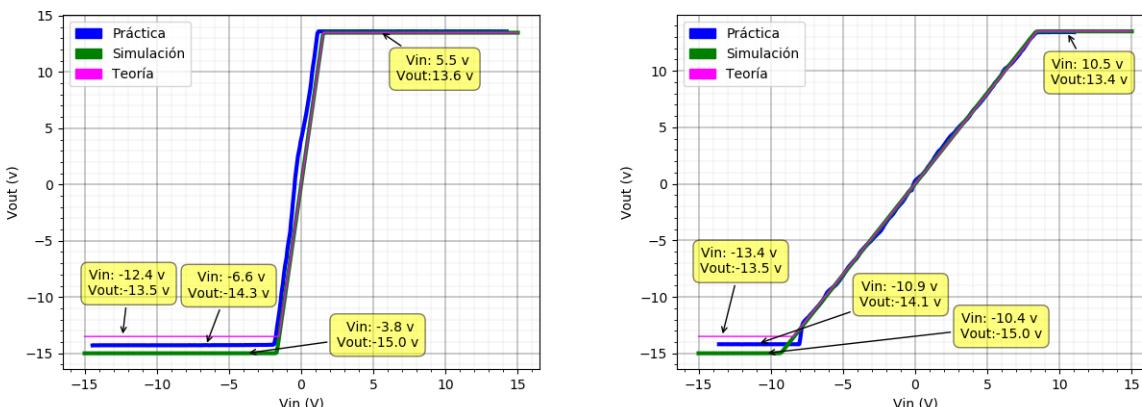


Figura 31: DC sweep, mostrando salida. A la izquierda el caso 1, y a la derecha el caso 2.

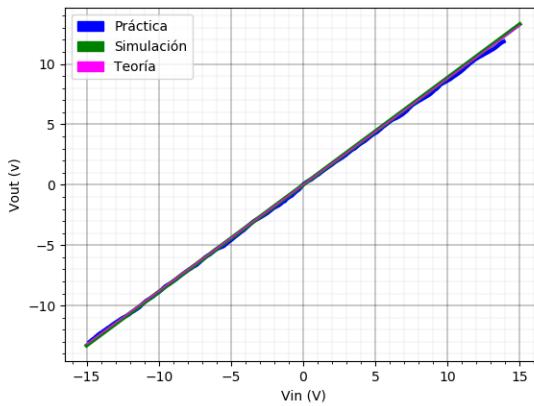


Figura 32: DC sweep, mostrando salida, caso 3.

De las gráficas obtenidas se observa una situación prácticamente similar a la obtenida en los casos del circuito inversor, por lo que en síntesis se tiene:

El caso 1 es el de mayor ganancia, corresponde también al de mayor saturación como en el caso 1 del inversor. También se tiene que para las tensiones de salida positivas la saturación ocurre al mismo voltaje, mientras que para salida negativa las tres curvas saturan en niveles con pequeñas diferencias, nuevamente dado que la etapa de salida del operacional no es simétrica, aunque la fuente partida si lo sea.

El caso 2 al tener también ganancia mayor a 1, habrá también un intervalo de tensiones de entrada donde el operacional satura, pero dicho rango resulta menor respecto al caso anterior. Se tiene también la misma asimetría en la saturación para tensiones negativas de salida que en el caso 1.

El caso 3 es de atenuación, por lo que el operacional trabaja correctamente en todo el intervalo del barrido, dado que en ningún momento alcanza la tensión de saturación.

Nuevamente, al no tener offset en la señal de entrada, a la salida se observa distorsión de cruce por cero, tratada ya anteriormente en el circuito inversor.

Posteriormente, surge la limitación de amplitud por slew rate, al igual que en el circuito inversor. Partiendo de una onda senoidal $V_{in} = A \cdot \cos(2\pi ft)$ como señal de entrada, y teniendo en cuenta el slew rate del operacional dado por la hoja de datos ($0,5 \frac{V}{\mu s}$), se aplica nuevamente la condición para que la señal de salida no se distorsione:

$$G \cdot \text{Max}\left[\frac{dV_{in}(t)}{dt}\right] < 0,5 \left[\frac{V}{10^{-6}s}\right]$$

Obteniendo una cota para la señal de entrada en función de la frecuencia:

$$A < \frac{0,5 \cdot 10^6}{G2\pi f} (V)$$

Mediante dicha condición, al igual que en el circuito inversor se fue calculando la amplitud máxima de la señal de entrada para el rango de frecuencias donde se tomaron valores para los diagramas de bode.

Finalmente, se tiene que si la señal de entrada no posee offset de continua, se observa que la señal de salida sufre una distorsión al cruzar por cero, al igual que ocurre en el circuito inversor. Éste se observa en mayor o menor medida según la frecuencia y amplitud utilizadas en la señal de entrada, como ya se explicó en la subsección «1.2.3». Nuevamente, para realizar las mediciones se eliminó el problema agregando a la señal de entrada un offset de manera tal que siempre conduzcan los transistores Q_5 y Q_6 o el transistor Q_{13} , según si el offset añadido es positivo o negativo, hasta que en la salida no se visualizara más dicha distorsión.

1.3.4. Casos particulares según valores de componentes

Se analiza un caso particular para este circuito, que es cuando $R_3 = 0\Omega$. En dicha situación ocurren dos cosas: por un lado se elimina el divisor resistivo, de manera tal que las ganancias en cada caso pasan a ser las dadas por la realimentación, calculadas en la sección «1.3.1». En la siguiente tabla se muestra, a efectos comparativos, como quedan las ganancias ideales en dicho caso respecto a las calculadas originalmente.

Caso	$R_3(\text{Original})$	$R_3 = 0\Omega$
1	8.8675	11
2	1.61227	2
3	0.88675	1.1

Figura 33: Comparación de ganancias en caso de $R_3 = 0\Omega$ y las originales.

Se destaca que para el caso 3 se pasaría de un circuito que atenúa a uno que amplifica.

Por el otro lado, se modifica la impedancia de entrada. Retomando la expresión hallada anteriormente:

$$Z_{in} = R_3 + R_4$$

Para este caso, quedaría que $Z_{in} = R_4$.

2. Caracterización de Amplificadores Operacionales

Para esta sección se utilizó el integrado LM833. Para analizar las características de este amplificador operacional se utilizó el siguiente circuito no inversor:

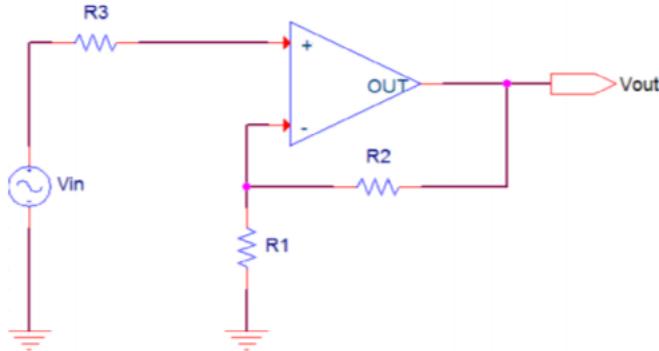


Figura 34: Circuito no inversor

Donde los valores de los componentes son:

Componente	Valor ($K\Omega$)
R_1	1
R_2	82
R_3	100

Cuadro 1: Valores de los componentes utilizados

Para los cálculos, el valor de las resistencias que se consideró fue el nominal, éstos no fueron medidos en el analizador de impedancias.

Se comenzó el ejercicio realizando un análisis teórico del circuito dado (Figura 34), tanto de su respuesta en frecuencia como de su impedancia de entrada. De esta manera, se pueden comparar con los resultados obtenidos en las mediciones y ver si éstos son coherentes entre sí y poder entender el comportamiento del circuito.

2.1. Cálculo de la respuesta en frecuencia

Para un primer análisis se consideró el operacional ideal, donde A_0 es infinito y no varia con la frecuencia y no circula corriente por las terminales del operacional. Las ecuaciones que se plantearon fueron:

$$0 - R_1 I_1 = V_{in} \quad (1)$$

$$V_{in} - I_1 R_2 = V_{out} \quad (2)$$

Despejando I_1 de (1) y reemplazando en (2) se obtiene:

$$G_{ideal} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (3)$$

Este resultado (3) se corresponde a la ganancia ideal de un circuito no inversor. Para los valores de los componentes elegidos, $G_{ideal} = 83$.

Para un análisis más real de la respuesta en frecuencia del circuito, se tomó el modelo de orden 1 del amplificador (aplicando el concepto del polo dominante), se consideró A_{v0} real y dependiente de la frecuencia con un único polo en w_p :

$$A_{v0} = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{w_p}} \quad (4)$$

Donde A_0 y w_p se obtienen de la hoja de datos del integrado. Planteando nuevamente las ecuaciones del operacional se obtiene, considerando aún que no circula corriente en las terminales de entrada de Op Amp:

$$V_{out} = A_{v0}(V^+ - V^-) \quad (5)$$

$$V^+ = V_{in} \quad (6)$$

Realizando un divisor resistivo:

$$V^- = \frac{V_{out}R_1}{R_1 + R_2} \quad (7)$$

Reemplazando (6) y (7) en (5):

$$V_{out} = A_{v0}\left(V_{in} - \frac{V_{out}R_1}{R_1 + R_2}\right) \quad (8)$$

Finalmente, despejando y reemplazando A_{v0} por (4), se llega a:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\frac{A_0}{1 + \frac{s}{w_p}}}{1 + \frac{A_0}{1 + \frac{s}{w_p}} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)} \quad (9)$$

Reacomodando y utilizando el resultado obtenido en (3):

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{G_{ideal}}{1 + \frac{G_{ideal}}{A_0} + \frac{s}{w_p}} \quad (10)$$

Donde

$$w'_p = \frac{w_p A_0}{G_{ideal}} \quad (11)$$

que es el valor de frecuencia en la que se encuentra el polo del circuito.

Existe una relación entre algunos de los factores que viene dada por:

$$BWP = A_0 w_p = G_{ideal} w'_p \quad (12)$$

Se la conoce como Gain Bandwidth Product (BWP), el cual aparece en la hoja de datos de cada integrado, ya que es característico de cada uno. Como se puede ver en la ecuación, a medida que se aumenta la ganancia, disminuye el ancho de banda. Por ello es importante que el usuario tenga en claro cual de ambos es la prioridad, o bien encontrar un equilibrio entre los dos valores.

2.2. Cálculo de la impedancia de entrada

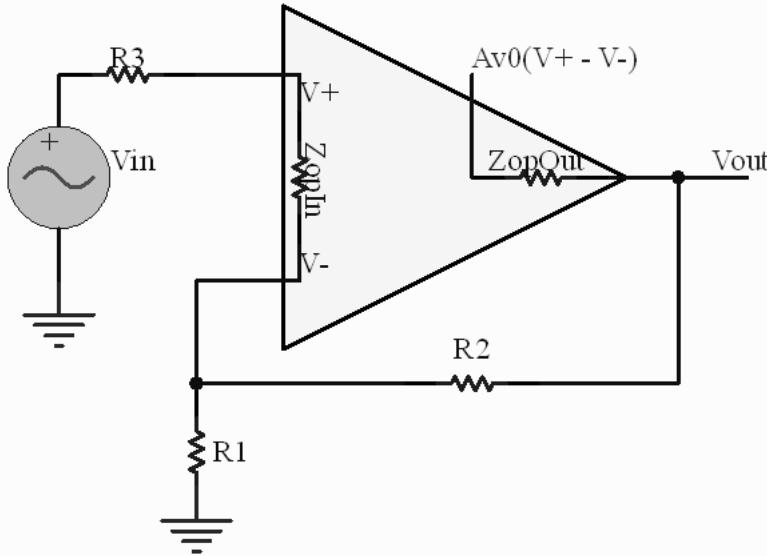


Figura 35: Modelo del OpAmp utilizado para el calculo de la impedancia de entrada

La impedancia de entrada se calcula como:

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \quad (13)$$

Donde V_{in} es la tensión aplicada a la entrada del circuito e I_{in} es la corriente que circula por la entrada del circuito. Para poder hacer el calculo de la impedancia de entrada, se tienen que considerar las impedancias de entrada y salida del operacional no ideales (como se muestra en la Figura 35), las cuales no fueron consideradas para el cálculo de la respuesta en frecuencia. A continuación se plantean las ecuaciones para las corrientes del circuito:

$$I_{in} = \frac{V_{in} - V^+}{R_3} = \frac{V^+ - V^-}{Z_{opIn}} \quad (14)$$

$$I_{in} + \frac{V_{out} - V^-}{R_2} = \frac{V^-}{R_1} \quad (15)$$

$$\frac{V_{out} - A_{v0} (V^+ - V^-)}{Z_{opOut}} = \frac{V^- - V_{out}}{R_2} \quad (16)$$

Realizando los respectivos despejes y reemplazos se obtiene la expresión para la impedancia de entrada¹:

$$Z_{in} = Z_{opIn} + R_3 + R_1 \left(\frac{R_2 + Z_{opOut} + A_{v0} Z_{opIn}}{R_1 + R_2 + Z_{opOut}} \right) \quad (17)$$

Usando la expresión (4) de A_{v0} dependiente de la frecuencia, y reacomodando la expresión se obtiene la impedancia de entrada en función de la frecuencia:

$$Z_{in} = R_3 + \frac{k_1}{k_2} \left[\frac{\frac{s}{w_p} \frac{k_1 - A_0 R_1 Z_{opIn}}{k_1} + 1}{\frac{s}{w_p} + 1} \right] \quad (18)$$

¹tomada del libro *Circuitos integrados lineales RCA*. (1971). Buenos Aires: Arbo (página 127)

Donde

$$k1 = (R_2 + Z_{opOut})(Z_{opIn} + R_1) + R_1 Z_{opIn} + R_1 Z_{opIn} A_0 \quad (19)$$

$$k2 = R_2 + Z_{opOut} + R_1 \quad (20)$$

2.3. Características del integrado LM833

A continuación se resumen algunas de las características más relevantes del integrado utilizado, todas obtenidas de su hoja de datos o calculadas a partir de ellas:

- A_0 : tiene un valor mínimo de 90dB y un valor típico de 110dB o de $10^{\frac{110}{20}}$ veces, que corresponde a $A_0 = 316K$ veces.
- BWP: el mínimo valor es de 10MHz y el típico es de 16MHz. Utilizando estos dos parámetros en (12), se puede calcular:

$$w_p = 2\pi \frac{BWP}{A_0} \simeq 320 \text{ rad s}^{-1} \quad (21)$$

Por lo tanto, para este circuito en particular, el polo teórico estará en:

$$w_p' = \frac{w_p A_0}{G_{ideal}} \simeq 1,2M \text{ rad s}^{-1} \implies f_p = \frac{w_p}{2\pi} \simeq 190 \text{ KHz} \quad (22)$$

- Slew Rate: $5 \frac{V}{\mu s}$ - $7 \frac{V}{\mu s}$.
- Impedancia de entrada: $Z_{opIn} = 175K\Omega$.
- Capacitancia de entrada: $C_{opIn} = 12pF$.
- Impedancia de salida: $Z_{opOut} = 37K\Omega$.

2.4. Respuesta en frecuencia - Mediciones

La consigna del trabajo propone excitar al circuito con una señal senoidal de 1V pico a pico, sin embargo, como la ganancia del circuito es muy alta (83), el operacional llegaba rápidamente a la saturación. Este efecto se pudo observar cuando la señal de salida aparece recortada en los extremos superior e inferior, esto sucede cuando la señal de salida supera las tensiones que se utilizan para alimentar al Op Amp (en este caso $\pm 15V$), o incluso un poco antes. Además se tuvo en cuenta el Slew Rate.

Es por ello, que para que el operacional no llegara a la saturación, se tomó una amplitud de la señal de entrada muy pequeña, $100mV_{pp}$, y se midieron las tensiones de entrada y de salida a distintas frecuencias.

Los resultados obtenidos fueron:

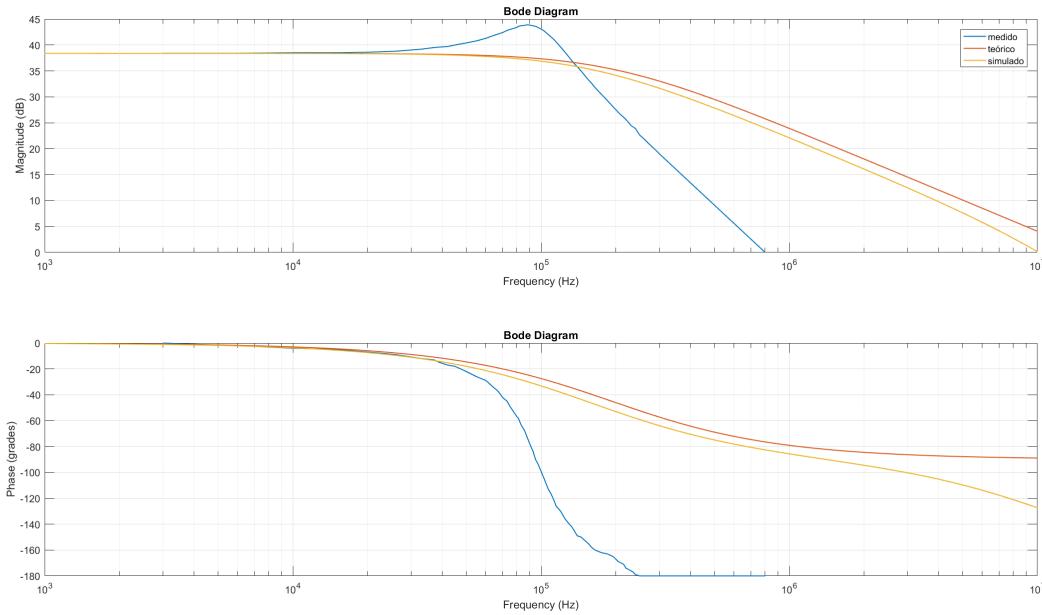


Figura 36: Comparación del Bode medido, Bode teórico y Bode simulado

Como se puede observar en la Figura 36, todas las curvas se corresponden con un circuito pasabajos, se puede ver como a bajas frecuencias todas las curvas están superpuestas. A medida que se sube en frecuencia comienzan a diferir, lo que distingue a cada curva es la cantidad y la posición de los polos. La curva 'medida' se corresponde con un circuito de orden 2, compuesta por dos polos complejos y conjugados, donde el ξ que caracteriza al circuito no supera los 0.7 debido al sobreímpetu que se encuentra a la frecuencia del polo. La curva 'simulada' también se corresponde con un circuito de orden 2, como se puede ver en la fase donde la caída supera los -90 grados, pero en este caso los polos se encuentran a frecuencias distintas y como la del segundo polo está tan alejada se podría considerar como un sistema de orden 1. Para el caso de la 'teórica', ésta se corresponde con un circuito de primer orden, esto se debe al modelo simplificado del Op Amp que tomó para el análisis teórico.

2.5. Análisis de los resultados

La expresión de la función transferencia que se halló en una de las secciones anteriores no se adhiere completamente a la realidad, puesto que le faltan componentes que hagan que la respuesta sea de segundo orden. En principio, el fabricante del integrador en su hoja de datos incluye una capacitancia entre la entrada inversora y la no inversora, la cual no se tuvo en cuenta a la hora de realizar los cálculos. Además existen otras capacitancias parásitas que afectan al circuito provenientes de los instrumentos de medición o del operacional mismo. Para ver que tanto afecta esto al resultado, se decidió volver a calcular la respuesta en frecuencia con los valores de la impedancia de entrada y salida del amplificador reales, incluyendo la capacitancia mencionada anteriormente en paralelo con la Z_{opIn} ².

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_1 Z_{opOut} + A_{v0} Z'_{opIn}(R_1 + R_2)}{(Z'_{opIn} + R_3)(R_1 + R_2 + Z_{opOut}) + R_1(R_2 + Z_{opOut}) + A_{v0} Z'_{opIn} R_1} \quad (23)$$

Donde $Z'_{opIn} = Z_{opIn} // C_{opIn}$.

Para el caso de la simulación, si bien el modelo utilizado contempla más detalles que el modelo matemático, éste no está del todo completo. Por los motivos previamente mencionados, se decidió agregar un capacitor de 33pF en los bornes de entrada al amplificador, de manera de obtener una respuesta más parecida a la real posible.

Con todas las correcciones realizadas se obtuvo el siguiente gráfico:

²expresión tomada del libro *Circuitos integrados lineales RCA*. (1971). Buenos Aires: Arbo (página 128)

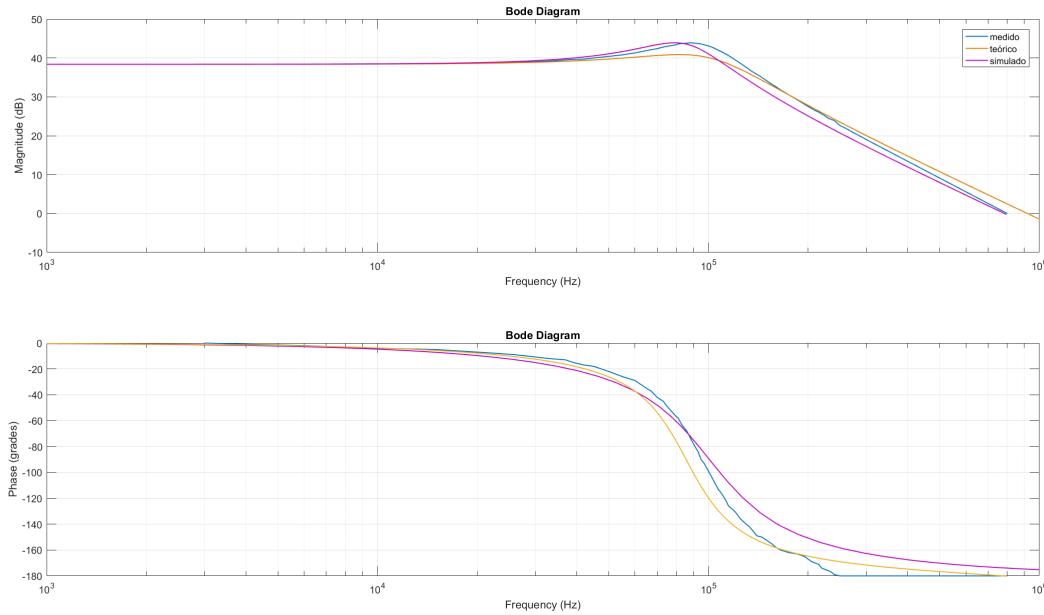


Figura 37: Comparación de los bodes teórico, medido y simulado con las correcciones

En el gráfico se puede ver que el resultado mejoró respecto del gráfico anterior. Ahora todas las curvas presentan un sobrepico, en mayor o en menor medida. Esto comprueba que es importante tener en cuenta las capacitancias parásitas a la hora de analizar el circuito. Las curvas son muy similares entre si, la posición del polo es muy parecida en las tres curvas.

La fase, al igual que la magnitud, también todas se comportan igual y se llega a la conclusión de que el circuito es de orden 2.

2.6. Impedancia de entrada - Mediciones

Para obtener el módulo de la impedancia de entrada se midieron las tensiones en los bornes de la resistencia R_3 (V_{in} y V^+), y de esta manera obtener la corriente que circula por ésta, que se corresponde con la corriente de entrada al circuito. Entonces:

$$I_{in} = \frac{V_{in} - V^+}{R_3} \text{ y } Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}}$$

Para la simulación, por lo visto en la sección anterior, se tuvo en cuenta la capacitancia a la entrada del operacional y las puntas del osciloscopio en su modo x1 agregando un RC paralelo en los puntos en los que se midió. Esta consideración se debe a que el instrumental utilizado para medir tiene una impedancia de aproximadamente $1M\Omega$, la cual a bajas frecuencias es comparable con la del circuito.

Para el análisis teórico, a la expresión obtenida en (12) se le agregó el efecto de la capacitancia de entrada modificando el valor de Z_{opIn} por Z_{opIn}/C_{opIn} . Pero no se tuvo en cuenta el efecto de las puntas del osciloscopio.

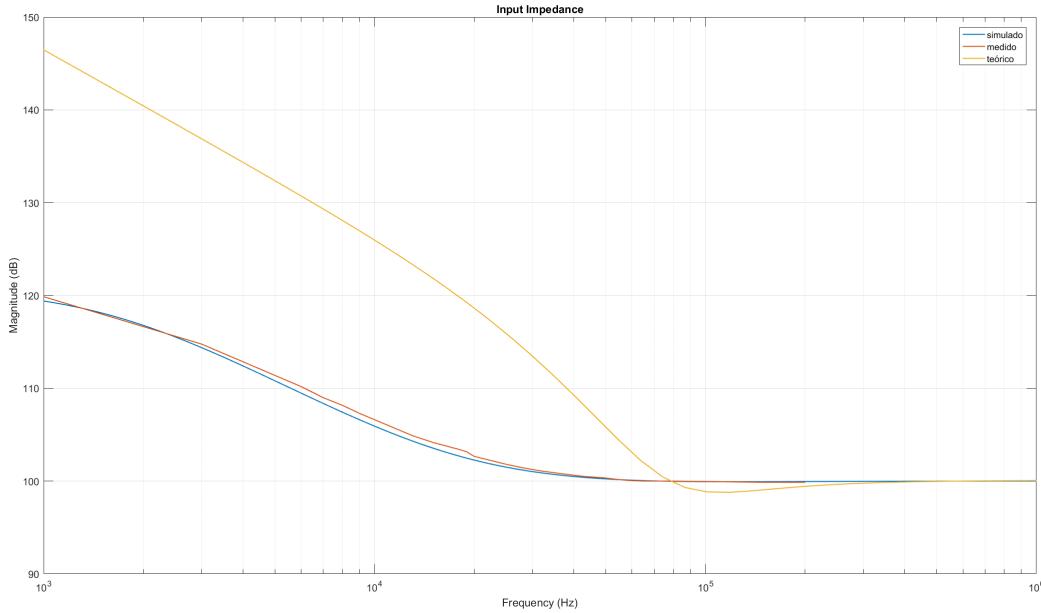


Figura 38: Comparación de la impedancia de entrada medida, simulada y teórica

Se puede observar como en la figura, la curva obtenida de la simulación es casi igual a la curva obtenida a partir de las mediciones, lo cual no sucede con la teórica. Esto se debe a que en la simulación se contemplan más parámetros de los que se incluyeron en el análisis teórico además del efecto de las puntas mencionado anteriormente. Todas las curvas tienen aproximadamente la misma forma, a bajas frecuencias la impedancia de entrada toma valores muy elevados (de aproximadamente $1M\Omega$ para la simulada y la medida, y aún mayores para la teórica), y a frecuencias elevadas todas tienden al mismo valor de 100dB, que es el que se corresponde con la resistencia $R_3 = 100K\Omega$.

2.7. Aplicaciones

El LM833 es un amplificador de bajo ruido, lo que permite tener más precisión al medir la salida. Además, por su alta ganancia y alto BWP permite medir señales de baja amplitud en un gran rango de frecuencias.

Este integrado es un dual operational amplifier, está compuesto por dos amplificadores dentro del integrado. Está diseñado para circuitos de audio, aunque en la hoja de datos se muestra como también se lo puede utilizar para construir un Adder/Substracter, distintos tipos de filtros, un preamplificador, un AC/DC Converter, etc.

2.8. Conclusiones

Para realizar un análisis teórico simple de circuitos con operacionales se desprecian ciertas características importantes del mismo, como por ejemplo, asumir que la impedancia de entrada es infinita o que el circuito no es afectado por capacitancias parásitas presentes en los componentes utilizados. Esto lleva a tomar conclusiones erróneas.

En este ejercicio, al comienzo de la teoría, para simplificar los cálculos se tomó el modelo de primer orden, suponiendo que había un solo polo dominante y que el segundo, al estar alejado, no producía casi efecto en el circuito, pero en la práctica aparecían los dos polos, esto sucedió porque no se analizaron las características del operacional antes de empezar.

Es importante que el usuario tenga en claro las frecuencias en las que trabajará para poder realizar las aproximaciones de manera correcta, teniendo en cuenta el comportamiento de cada parámetro del operacional en ese rango. Lo que corresponde es elegir el operacional donde todos los factores a tener en cuenta para el análisis se comporten de la mejor manera posible en la frecuencia en la que se desea trabajar.

3. Medición de Bias

3.1. Introducción

Las corrientes de BIAS y la tensión de input offset son parámetros de los amplificadores operacionales que hay que tener en cuenta a la hora de diseñar, si bien en general se diseña para que los mismos influyan lo menos posible, desconocer los efectos de los mismos puede traer como consecuencia el mal funcionamiento de nuestros circuitos.

3.2. Circuito de medición de las corrientes de BIAS y tensión de input-offset

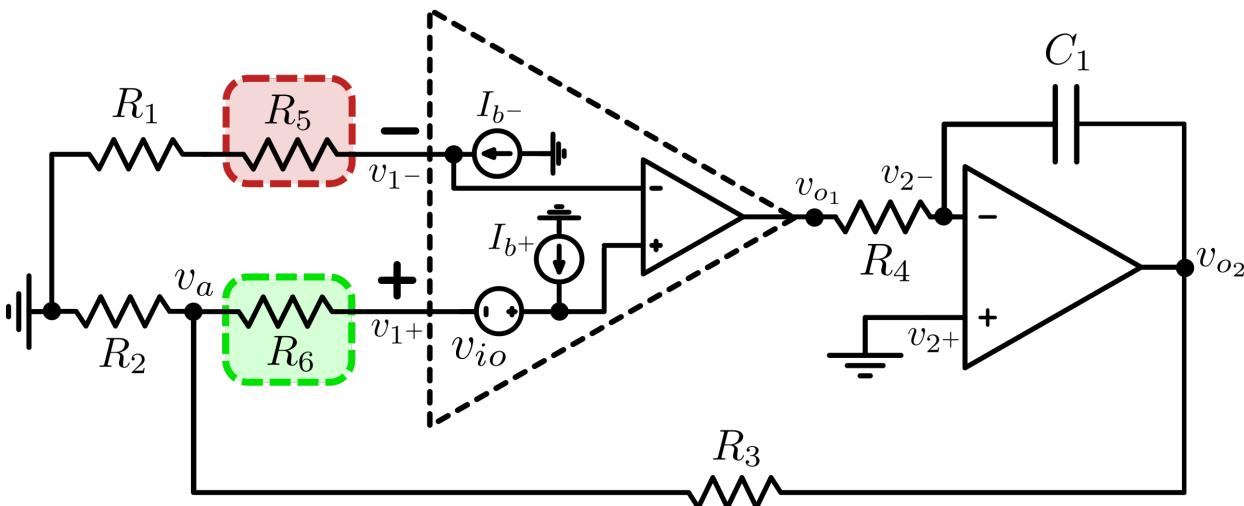


Figura 39: Circuito de medición de las corrientes de BIAS y tensión de input-offset

En la Figura 39 se realizó una distinción en cuanto a las resistencias R_5 y R_6 ya que manipulándolas de forma conveniente se puede medir las corrientes de BIAS con este circuito.

Para poder medir $V_{input-offset}$ hay que poner las resistencias $R_5 = R_6 = 0$

Luego si colocamos una R_5 "grande" y $R_6=0$ obtendremos una caída de tensión apreciable, teniendo el cuidado de que la misma no sea demasiado grande y empiece a ser significativo el ruido térmico. De esta forma a la salida obtendremos las caídas de tensión $I_b^-R_5$ y $V_{input-offset}$ amplificadas por lo cual como previamente se midió $V_{input-offset}$, se puede obtener el valor de I_b^- . De forma análoga, colocando R_6 "grande" y $R_5=0$ se puede obtener I_b^+ .

Caso $R_5=R_6=0$

Despreciando las corrientes de BIAS se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$V_1^- = 0V$$

$$Avol_1(V_1^+ - V_1^-) = V_{01}$$

$$V_A = V_{02} \frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

$$V_1^+ = V_{io} + V_A$$

$$V_A = V_{02} \left(\frac{R_2}{R_2 + R_3} \right)$$

$$V_{02} = A v o l_2 (V_2^+ - V_2^-)$$

$$V_2^+ = 0V$$

Como casi no circula corriente por el capacitor ni la resistencia de 100KΩ

$$V_{01} \approx V_2^-$$

Algebraicamente se llega a:

$$V_{02} = -V_{io} \left(1 + \frac{R_3}{R_2} \right)$$

Caso R₅=0, R₆=100KΩ

$$V_1^- = 0V$$

$$V_A = V_{02} \left(\frac{R_2}{R_2 + R_3} \right)$$

$$A v o l_1 (V_A + I b^+ R_6 + V_{io}) = V_{01}$$

$$-A v o l_1 (V_{02} \frac{R_2}{R_2 + R_3} + I b^+ R_6 + V_{io}) A v o l_2 = V_{02}$$

$$-\frac{(V_{02} \left(\frac{R_2}{R_2 + R_3} \right) + V_{io})}{R_6} = I b^+$$

Caso R₆ = 0, R₅=100KΩ

$$A v o l_1 (V_{io} + V_{02} \frac{R_2}{R_2 + R_3} - I b^- R_5) = V_{01}$$

$$V_{01} \approx V_2^-$$

$$V_2^+ = 0V$$

$$Avol_2(-V_2^-) = V_{02}$$

$$Avol_2 Avol_1(Vio + V_{02} \frac{R_2}{R_2 + R_3} - Ib^- R_5) = V_{02}$$

$$Ib^- = \frac{V_{io} + V_{02}(\frac{R_2}{R_2 + R_3})}{R_5}$$

Para la estabilidad analizamos el caso en el que se quería medir V_{io} :

Analizaremos la relación entre $\frac{V_{02}}{V_{01}}$

Para ello planteamos las siguientes ecuaciones:

$$(V_2^+ - V_2^-) Avol_2 = V_{02}$$

$$\frac{V_{01} - V_2^-}{R_4} = \frac{V_2^- - V_{02}}{\frac{1}{SC_1}}$$

Despejando V_2^- y llamando $\alpha = \frac{1}{SC_1 R_4 + 1}$ y $\beta = \frac{SC_1 R_4}{SC_1 R_4 + 1}$

$$V_2^- = \alpha V_{01} + \beta V_{02}$$

Si tenemos en cuenta que

$$Avol_2(0 - \alpha V_{01} - \beta V_{02}) = V_{02}$$

$$\frac{V_{02}}{V_{01}} = -\frac{Avol_2 \alpha}{1 + \beta Avol_2}$$

reemplazando

$$\frac{V_{02}}{V_{01}} = \frac{-Avol_2}{\frac{S}{C_1 R_4 (Avol_2 + 1)} + 1}$$

Donde se ve que esta parte del circuito es estable ya que los polos están en el semiplano izquierdo del plano complejo.

Si se hubiera invertido los terminales de esta etapa quedaría como resultado:

$$Avol_2(\alpha V_{01} + \beta V_{02} - 0) = V_{02}$$

$$\frac{V_{02}}{V_{01}} = \frac{Avol_2 \alpha}{1 - \beta Avol_2}$$

$$\frac{V_{02}}{V_{01}} = \frac{Avol_2}{\frac{S}{C_1 R_4 (Avol_2 + 1)} - 1}$$

Y no sería estable ya que tiene un polo que está en el semiplano derecho del plano complejo.

Analizaremos la relación entre $\frac{V_{io}}{V_{01}}$

$$Avol_1(Vio + V_A) = V_{01}$$

$$Avol_1(Vio + V_{02} \frac{R_2}{R_2 + R_3}) = V_{01}$$

En virtud de:

$$\frac{V_{02}}{V_{01}} = -\frac{Avol_2\alpha}{1 + \beta Avol_2}$$

$$VdAvol_1 - \frac{Avol_2\alpha}{1 + \beta Avol_2} Avol_1 \frac{R_2}{R_2 + R_3} V_{01} = V_{01}$$

llamamos $\gamma = \frac{R_2}{R_2 + R_3}$ donde $\gamma \in \mathbb{R}^+$

$$\frac{V_{01}}{Vio} = \frac{Avol_1}{1 + \frac{Avol_2 Avol_1 \alpha \gamma}{(1 + \beta Avol_2)}} = \frac{Avol_1(1 + \beta Avol_2)}{1 + \beta Avol_2 + Avol_2 Avol_1 \gamma \alpha} = \frac{Avol_1(1 + \beta Avol_2)(1 + SC_1 R_4)}{1 + SC_1 R_4 Avol_2 + Avol_2 Avol_1 \gamma}$$

$$\frac{V_{01}}{Vio} = \frac{Avol_1(1 + SC_1 R_4 + SC_1 R_4 Avol_2)}{1 + SC_1 R_4 Avol_2 + Avol_2 Avol_1 \gamma}$$

Y se puede ver que es estable bajo las mismas observaciones que en el caso anterior.

Si se invierten los terminales de este componente, influye de la siguiente forma:

$$Avol_1(Vio - V_A) = V_{01}$$

$$\frac{V_{01}}{Vio} = \frac{Avol_1}{1 - \frac{Avol_2 Avol_1 \alpha \gamma}{(1 + \beta Avol_2)}} = \frac{Avol_1(1 + \beta Avol_2)}{1 + \beta Avol_2 - Avol_2 Avol_1 \gamma \alpha} = \frac{Avol_1(1 + SC_1 R_4 + SC_1 R_4 Avol_2)}{1 + SC_1 R_4 Avol_2 - Avol_2 Avol_1 \gamma}$$

donde $Avol_2 Avol_1 \gamma \gg 1$

Y se concluye que esta etapa no es estable

Por último si se tiene en cuenta que la estabilidad del sistema está dada por

$$\frac{V_{02}}{V_{io}} = \frac{V_{02}}{V_{01}} * \frac{V_{01}}{V_{io}}$$

Entonces se puede ver que el sistema es estable solo si las dos etapas por separado lo son

El amplificador que está siendo medido es el llamada OA_X ya que la función del mismo es amplificar la continua a la entrada. A pesar de que OA_X presenta una tensión de input-offset, se la desprecia ya que la tensión de input-offset del OA_X2 es amplificada en primer lugar por OA_X2.

Con $R_f=1.5K\Omega$ $R_1=R_2=10\Omega$ se obtuvieron los siguientes resultados:

OA_X=OA_X2=TL081	$V_{input-offset}$	V_{02}	$Ib^+(nA)$	$Ib^-(nA)$
$R_5=R_6=0$	0,000344371	-0,052	-	-
$R_5=0, R_6=100K\Omega$	-	-0,05	-0.13245	-
$R_6=0, R_5=100K\Omega$	-	-0,049	-	0.198675
OA_X=OA_X2=LF356	$V_{input-offset}$	V_{02}	$Ib^+(nA)$	$Ib^-(nA)$
$R_5=R_6=0$	0,001390728	-0,21	-	-
$R_5=0, R_6=100K\Omega$	-	-0,171	-2,58278	-
$R_6=0, R_5=100K\Omega$	-	-0,18	-	1,98675

Figura 40: Valores obtenidos de las mediciones para cada caso

Debido al ruido de linea presente en el circuito la medición de V_{02} con el osciloscopio no muestra ser continua sino por efecto del ruido mismo es ligeramente senoidal, por lo cual se optó por tomar el promedio de dicha señal y además efectuar las mediciones con un valor mayor de capacitor ya que la segunda etapa se trata de un filtro

pasa bajos (para A_{vol} infinito), por ende filtra más las bajas frecuencias. En las siguientes capturas se muestra cómo afecta esto a las mediciones.

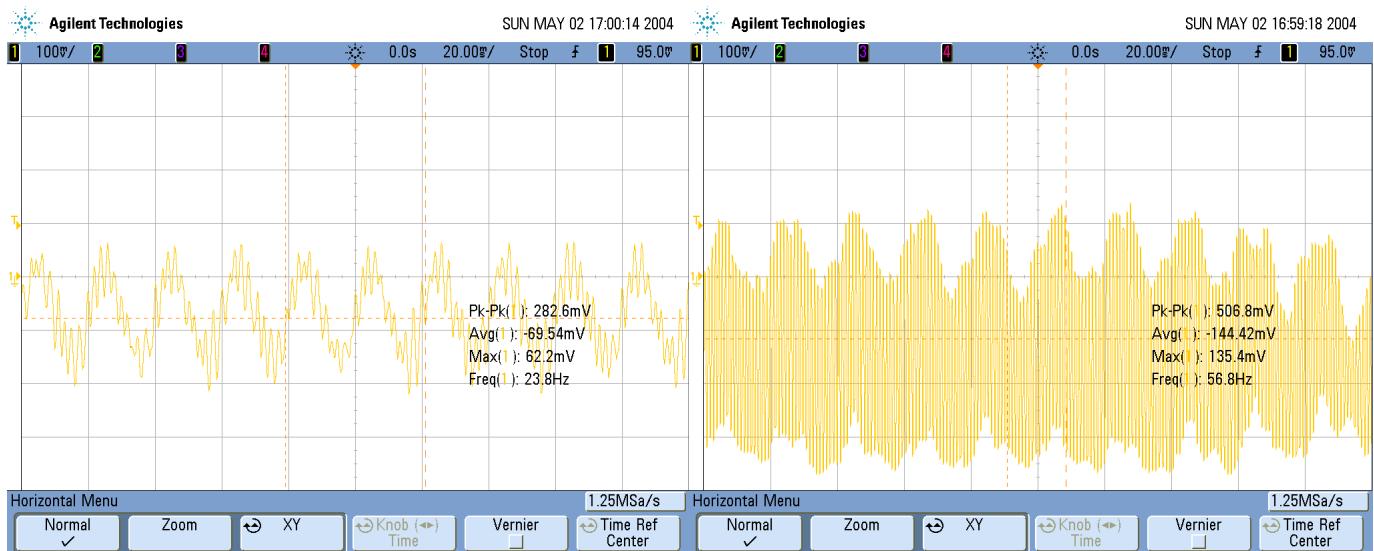


Figura 41: Diferencia de mediciones con y sin el capacitor adicional respectivamente

3.3. Compensación de Offset

Hay diversas formas para compensar las corrientes de BIAS y la tensión de offset. Se propone un método a continuación, tomando un circuito en configuración inversor como se muestra en la figura.

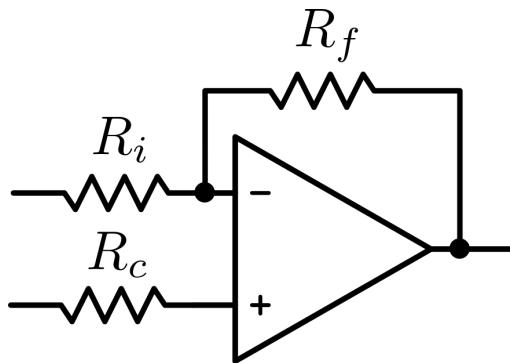


Figura 42: Circuito inversor

Para un operacional en configuración inversora, teniendo en cuenta el esquema de corrientes de bias y tensión de offset indicado al principio, se obtiene por superposición que:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right)(V_{io} + R_C I_b^+) - R_f I_b^-$$

Lo cual permite elegir un valor de R_C que cancele la diferencia de las corrientes de bias lo más posible (idealmente las anule). Esto ocurre tomando $R_C = R_i // R_f$.

Para compensar la tensión de offset, se puede realizar también por la pata no inversora, agregando la siguiente configuración con resistencias y un preset:

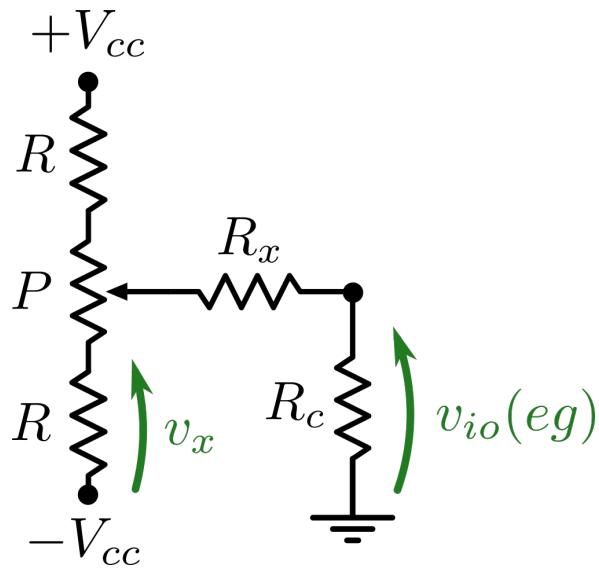


Figura 43: Circuito de compensación externa de tensión de offset

Considerando para el caso $V_{Offset} = (1 + \frac{R_f}{R_i})V_{io}$, para la elección de los valores de las resistencias se puede adoptar el siguiente criterio:

Primeramente se calcula el valor de la $V_{ioEq} = \frac{V_{Offset}R_i}{R_i+R_f}$. Luego, suponiendo $R_x \gg R_C$ en aproximadamente 10 veces, se calcula V_x despejando del divisor resistivo:

$$V_x = \frac{V_{ioEq}(R_C + R_x)}{R_C}$$

Si por ejemplo fuera $R_C = 8,2K\Omega$, basta tomar $R_x = 100K\Omega$.

Posteriormente se toma el potenciómetro $P \ll R_x$, también aproximadamente 10 veces. Siguiendo el mismo ejemplo, si $R_x = 100K\Omega$, se toma un potenciómetro $P = 10K\Omega$.

Finalmente, siendo $\pm VCC$ la fuente de alimentación, conociendo ahora V_x se puede obtener el valor de R .

4. Circuitos Integradores y Derivadores

4.1. Cálculo de $H(s)$ circuito con impedancias genéricas

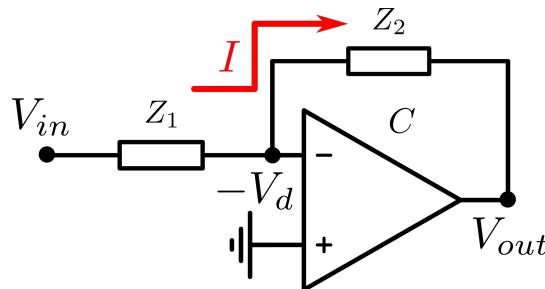


Figura 44: Circuito generico

4.1.1. Caso ideal

Asumir el amplificador operacional ideal implicará que se considera $A = \infty$, por lo que podremos asumir $V^+ = V^-$ por lo tanto $V^- = 0 \Rightarrow I = V_{in}/Z_1$.

Además, como

$$V_{in} - I(Z_1 + Z_2) = V_{out}$$

Al reemplazar I se llega a que

$$V_{in} \underbrace{\frac{-Z_2}{Z_1}}_{H(s)} = V_{out}$$

Por lo tanto, asumir idealidad implica asumir la independencia de la ganancia con respecto a la frecuencia.

4.1.2. Caso no ideal - A_{vol} Finito, independiente de w

En este caso, ya I no depende solo de V_{in} y Z_1 , sino tambien de V_d por lo tanto como $I = \frac{V_{in}+V_d}{Z_1}$ y, al igual que antes

$$V_{in} - I(Z_1 + Z_2) = V_{out}$$

Al reemplazar I se obtiene que

$$V_{in} - (V_{in} + V_d) \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} = V_{out}$$

Y trabajando algebraicamente finalmente se obtiene

$$H(s) = \frac{-Z_2/Z_1}{1 + \frac{Z_1+Z_2}{AZ_1}}$$

Al igual que en el caso anterior, la transferencia no depende de la frecuencia de la señal de entrada. Una observación útil es que si consideramos $A = \infty$ obtenemos el resultado del caso ideal.

4.1.3. Caso no ideal - A_{vol} dependiente de w

Con este modelo, debemos asumir que $A(s) = \frac{A_0}{1+s/w_p}$ donde $w_p = 2\pi f_p$ (frecuencia de corte) y A_0 (ganancia a lazo abierto) son parametros propio del amplificador operacional, obtenibles mediante la hoja de datos (mediante el $BWP = A_0 w_p$)

Por lo tanto en este caso la transferencia esta dada por

$$H(s) = \frac{-Z_2/Z_1}{1 + (\frac{1+s/w_p}{A_0})(\frac{Z_1+Z_2}{Z_1})}$$

4.2. Cálculo de Z_{in} con impedancias genéricas

Calcularemos la impedancia de entrada en función de A . Para ello primero despejamos la corriente en función de la entrada y la salida

$$I = \frac{V_{out} - V_{in}}{Z_1 + Z_2}$$

Como $AV_d = V_{out}$ se tiene que

$$AV_d - V_{in} = I(Z_1 + Z_2)$$

Si además reemplazamos V_d con $-V_{in} + IZ_1$ obtenemos una expresión solo con A , las impedancias y V_{in} y podemos despejar entonces Z_{in} . Por lo tanto

$$Z_{in} = -\frac{Z_1(1 - A) + Z_2}{A + 1} \quad (1)$$

4.3. Limitaciones del slew rate

Es muy importante para las mediciones de todos los circuitos considerar las limitaciones en la amplitud de entrada causadas por el slew rate del amplificador. En este caso $SR = 7V/\mu s$, por lo que la limitación de la amplitud de una señal de entrada senoidal estuvo dada por $A \leq \frac{7 \cdot 10^6}{w}$. Se procedió a graficar entonces el valor máximo de la amplitud según la frecuencia. A partir de dicho gráfico se obtuvo una imagen de como el slew rate influyó en cada frecuencia.

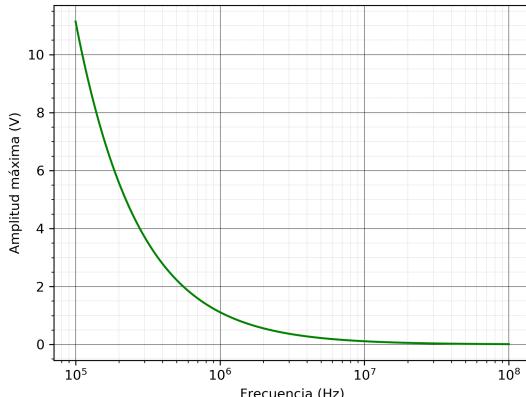


Figura 45: Amplitud máxima según la frecuencia

Se concluyó entonces que el efecto se comienza a notar en frecuencias comprendidas entre $100Khz$ y $1Mhz$, para luego convertirse en una gran limitación para frecuencias mayores. Superando $10Mhz$ con seguridad ya no será posible medir adecuadamente.

4.4. Circuito Derivador

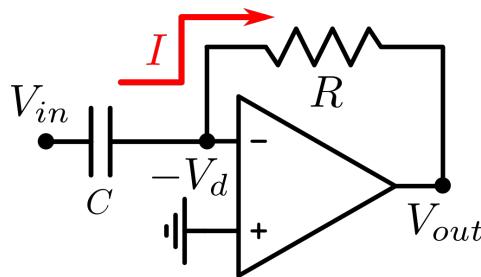


Figura 46: Circuito Derivador

4.4.1. Caso ideal

Para el circuito derivador, consideramos $Z_1 = \frac{1}{sC}$, $Z_2 = R$
En la idealidad

$$H(s) = -RCs$$

Por lo cual el efecto del sistema es el de realizar sobre la entrada la operación

$$\hat{H} = -RC \frac{d}{dt}$$

Como la entrada es exclusivamente derivada, podemos decir, que el ancho de banda donde el sistema funcionará como derivador será total, es decir, abarcará todas las frecuencias, inclusive aquellas muy altas, aquellas que asociamos a el ruido de la señal. Si bien el derivador que construiremos no será ideal, es importante considerar que, cuanto más se aproxime a la idealidad el derivador, más se notará el efecto de derivar las componentes ruidosas de la señal, que se caracterizan por tener una derivada mucho mayor que la de las componentes de baja frecuencia.

4.4.2. Caso no ideal - A_{vol} Finito, independiente de w

Mediante la asistencia algebraica por software se llegó a que

$$H(s) = -RC \left(\frac{A}{A+1} \right) \left(\frac{s}{s/w'_p + 1} \right)$$

Donde

$$w'_p = \frac{A+1}{RC}$$

Analizando la expresión podemos ver que para frecuencias bajas (es decir, cuando $s \rightarrow 0$, cuando la frecuencia sea pequeña comparada con w'_p) el sistema se comportará como derivador ya que el sistema tendrá como transferencia

$$H(s) = -RC \frac{A}{A+1} s \Rightarrow \hat{H} = k \frac{d}{dt}$$

Es decir, el sistema se trabajara de manera similar al caso ideal con los componentes de frecuencia baja de la señal de entrada

En cambio para frecuencias altas, más precisamente, cuando w sea mucho mas grande que w'_p el sistema tendrá como transferencia

$$H(s) = -A_0$$

Es decir las frecuencias altas seguirán siendo amplificadas, por lo tanto no existe una diferencia sustancial con respecto al modelo anterior.

4.4.3. Caso no ideal - A_{vol} Finito, dependiente de w

Al igual que en el caso anterior, trabajando la expresión de $H(s)$ se llegó a que la transferencia tiene un cero en el origen y un denominador de segundo orden

$$H(s) = k \frac{s}{s^2/w_0^2 + s \frac{2\xi}{w_0} + 1}$$

Donde

$$\begin{aligned} k &= -\frac{A_0 CR}{A_0 + 1} \\ w_0 &= \sqrt{\frac{w_p(A_0 + 1)}{RC}} \\ \xi &= \frac{1}{2} w_0 \frac{(RCw_p + 1)}{w_p(A_0 + 1)} \end{aligned}$$

En este caso las frecuencias bajas serán derivadas y las altas frecuencias atenuadas al igual que los otros casos. Observar que si $s \rightarrow \infty$, en otras palabras, si $w >> w_0$ la transferencia se convierte en

$$H(s) = -\frac{kw_0^2}{s}$$

(Atenuación si s es grande)

Reemplazando con los valores numéricos de los componentes el sistema adquiere los siguientes parámetros

Párametro	Valor
ξ	0.00528
$ k $	-79.9dB
f_0	0.1538Mhz

Figura 47: Parámetros del sistema

Como se puede observar, $\xi \ll 1$ Por lo que el sobrepico amplificara en gran medida un rango pequeño frecuencias cercanas a f_0 .

La diferencia de este modelo, con respecto al anterior es que predice un sobrepico

4.4.4. Gráfico - contraste de los tres modelos

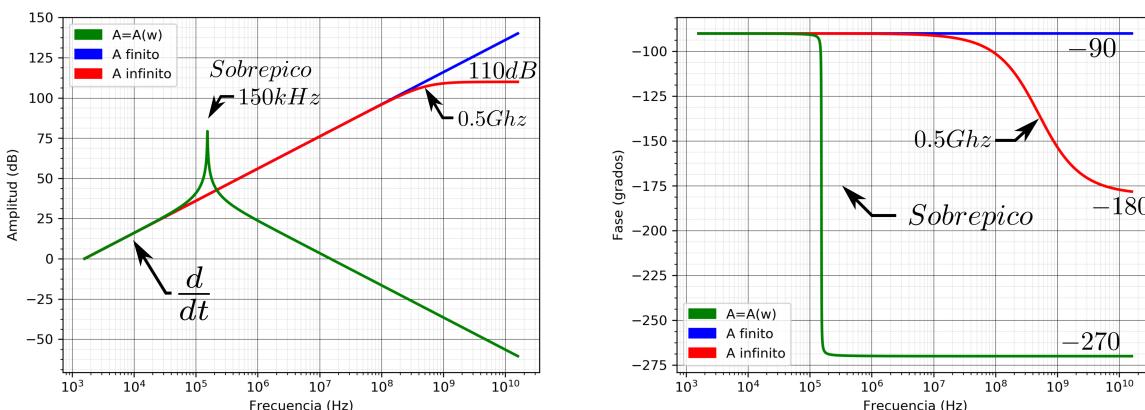


Figura 48: Contraste entre modelos - Amplitud y Fase (Izquierda a derecha)

Podemos observar de los gráficos que

- Los tres modelos coinciden en que predicen derivación hasta poco antes 100kHz .
- Los dos primeros modelos predicen amplificación de las altas frecuencias
- El tercer modelo predice un sobreímpetu extremadamente abrupto, al mismo tiempo que atenuación de las altas frecuencias.

Como los dos modelos predicen amplificación de las altas frecuencias, algo no deseado, y, además sabemos que el tercer modelo es el más general, decidiremos utilizarlo para nuestro análisis siguiente.

4.4.5. Comportamiento derivador - muestras

A continuación se mostrarán algunas mediciones mostrando el comportamiento derivador del circuito



Figura 49: Respuesta al escalón periódico y a un senoide (Amarillo: entrada, Verde: salida)

Se observa como el circuito responde al escalón con impulsos, es razonable que los impulsos sean en el sentido opuesto de la derivada debido a que el sistema multiplica por una constante negativa

Al mismo tiempo se puede ver que los senoides se transforman en senoides con 90 grados de atraso, lo cual es razonable ya que el sistema multiplica la entrada por $-kjs$ con $k > 0$. Es decir, atrasa la fase de la salida. También se puede pensar de la siguiente forma: Si la entrada fuese un seno, la salida es un coseno (su derivada invertida).

4.4.6. Simulación y mediciones - contraste

Se procedió a simular y medir el derivador sin compensar para contrastar los resultados.

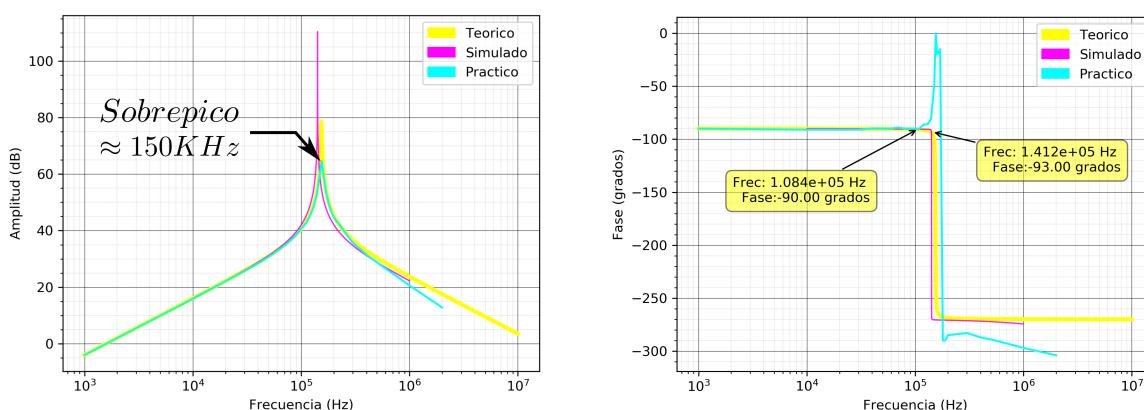


Figura 50: Resultados teóricos, simulados y experimentales

En primer lugar notamos que la simulación y la teoría coincidieron de manera determinante, su única diferencia notable fue la altura del sobrepico, pero, se concluyó que dicha altura dependía de la cantidad de muestras tomadas en el gráfico teórico y la simulación respectivamente (Es decir, una cuestión técnica acerca de como se computaron los graficos)

Se observa que a grandes rasgos la teoría se adecuó a la práctica, sobretodo en las frecuencias bajas. No obstante, se notó gran dificultad para medir en particular en frecuencias cercanas y mayores al sobrepico, sobretodo en las mediciones de la fase.

Una causa de las dificultades a la medición a frecuencias altas fue la limitación del slew-rate del amplificador, el cual, provocó la necesidad de disminuir la amplitud de la señal de entrada gradualmente a medida que se aumentó la frecuencia.

4.4.7. Cálculo, simulación y mediciones de la impedancia de entrada en función de la frecuencia

Mediante asistencia de software y la expresión de Z_{in} en función de A , utilizando el modelo en el que $A = a(w)$ se procedió a computar el gráfico de la entrada en función de la frecuencia. Notar que no mostramos las expresiones analíticas de Z_{in} porque son complejas y la información relevante se puede extraer directamente del gráfico.

Es importante notar que para medir la impedancia de entrada lo que se hizo fue analizar la caída de tensión sobre el capacitor, lo cual no fue la mejor decisión pues, para disminuir el error lo adecuado hubiera sido agregar una resistencia en serie al circuito con su valor elegido apropiadamente con el objetivo de disminuir el error de la medición (comparable con la impedancia de entrada).

No obstante, los resultados se consideraron muy adecuados, ya que los órdenes de magnitud de las tensiones medidas a frecuencias bajas fueron lo suficientemente grandes como para no tener un gran error en la medición. A partir de la región de sobrepico ya las tensiones medidas fueron muy bajas ($< 30mV$) por lo tanto dichas mediciones tienen mucho error.

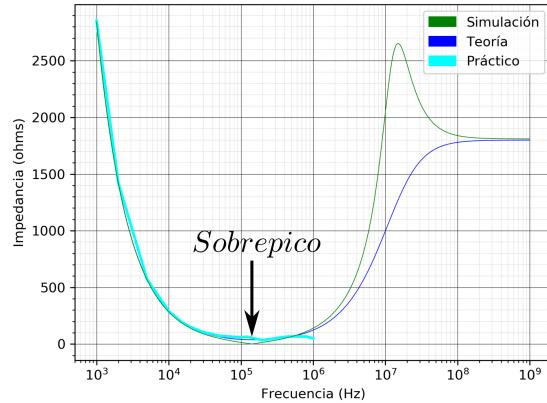


Figura 51: Impedancia de entrada - contraste

Se observan tres cosas

- La coincidencia a frecuencias bajas (menores a 100 KHz) de las tres pruebas.
- La muy baja impedancia de entrada en regiones cercanas al sobrepico
- La aparición de un sobrepico adicional en la simulación en una frecuencia la cual no se tuvo la capacidad de medir

Se concluye por un lado que uno de los factores de la dificultad de medir en la zona del sobrepico se debió a una escasa impedancia de entrada, de hecho, se notó como la señal de entrada fue “deformada” al ser conectada en el circuito en dicha zona.

También se observa que la razón de la aparición en un sobrepico en el simulador es probable que se deba a que el modelo utilizado del amplificador usa un modelo que agrega un polo más (respecto al teórico) , lo cual convierte a dicha singularidad en una de segundo orden. Sin embargo no se pudo verificar si dicho modelo coincidió con

la práctica ya que esa fue la zona en la que comenzaron a dificultar las mediciones debido al slew rate, y a la distorsión de la señal de entrada.

4.4.8. Conclusión - Caso Derivador sin compensar

Tal como predijo la teoría, el circuito tiene una especial dificultad debido al sobrepico en $f_0 = 0,1538\text{Mhz}$, el cual provoca que sean fuertemente amplificadas algunas frecuencias, que es causa de que sea muy notado el efecto de saturación del amplificador operacional. Al mismo tiempo, la escasa impedancia de entrada en dicha frecuencia de sobrepico provoca que la señal de entrada sea afectada al conectarla al circuito, lo cual es un efecto muy poco deseado ya que sobreexige a la señal de entrada. Además, los efectos que aparecen en dicha zona provocan una gran dificultad para la realización de las mediciones, puesto que se vuelve difícil interpretar las señales en el osciloscopio en dicho rango de frecuencias, y esta es la explicación de que las mediciones de fase no hayan respetado la teoría y la simulación en la zona de sobrepico.

4.5. Circuito derivador compensado

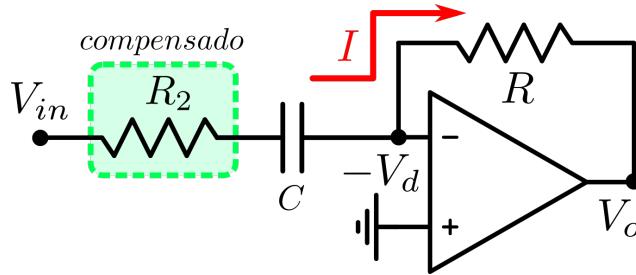


Figura 52: Circuito derivador compensado

4.5.1. Elección de la resistencia de compensación

Se requiere ahora entonces eliminar el sobrepico del circuito compensado. Para lograrlo deberemos o bien aumentar el ξ del polo de orden 2 o bien lograr que ocurran dos polos reales. De esta forma en lugar de un maximo de mucha amplificación habrá una region intermedia de amplificación constante. En otras palabras, el sistema se comportará como un filtro pasa bandas.

Para ello conectaremos una resistencia R_2 en serie con el capacitor de la entrada.

Justificación conceptual de que dicha resistencia deba ir en serie con la entrada El análisis del circuito sin compensar tiene en principio dos factores que le influyen. Por un lado el hecho de que el aumentar la frecuencia vuelve más un “cable” al capacitor (lo que aumenta la ganancia del circuito debido al crecimiento de la corriente), por el otro el hecho que seguir aumentando la frecuencia provoca una caída de la ganancia a lazo abierto (lo cual disminuye la ganancia del circuito). En el “tirono” entre ambos factores se produce el sobrepico, situación en la cual el capacitor se comporta de manera similar a un cable, pero en la que aún la ganancia a lazo abierto no pudo caer lo suficiente. La solución es sencilla, para evitar que el capacitor sea un cable en dicha situación se le coloca en serie una resistencia. Colocar la resistencia en cualquier otro lugar no evitaría dicho “cortocircuito” por lo tanto no sería una solución válida.

4.5.2. Transferencia del circuito con la resistencia de compensación

El análisis del circuito se puede realizar de la misma forma que en el caso

$$Z_1 = R_2 + \frac{1}{sC}$$

Trabajando la función transferencia se llega a una ecuación de la forma

$$H(s) = k \frac{s}{as^2 + bs + 1} = k \frac{s}{(s/w_{01} + 1)(s/w_{02} + 1)}$$

Donde

$$k = \frac{-a_0 C(R + R_2)}{A_0 + 1}$$

$$a = \frac{C(R + 2R_2)}{w_p(A_0 + 1)}$$

$$b = \frac{Cw_p(A_0R_2 + R + 2R_2) + 1}{w_p(A_0 + 1)}$$

Es decir, la forma de la transferencia es la misma que en el circuito sin compensar, pero ahora las expresiones de los coeficientes de la transferencia son distintos. Se estudia entonces graficamente para distintos valores de resistencia compensada, cual es el efecto sobre la función transferencia.

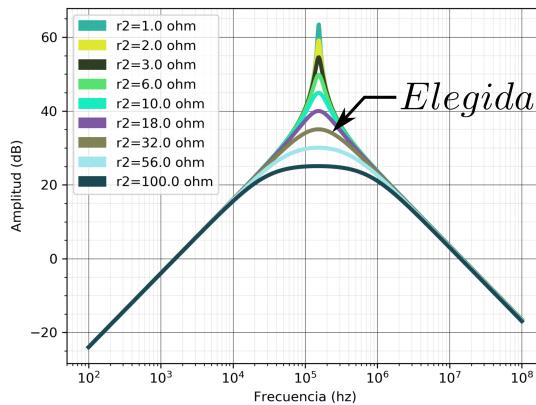


Figura 53: Función transferencia para distintos valores de R_2

La conclusión del análisis teórico es que mientras cuanta más chica sea la resistencia, el sistema tenderá a tener un sobrepico (El caso límite es $R_2 = 0$ es el que ya analizamos que tiene sobrepico), mientras que cuando más grande sea, más se separan las frecuencias de corte del sistema, a la vez de que la amplificación máxima del filtro será menor. Como nuestro objetivo será que el intervalo donde el sistema sea derivador sea mayor, elegiremos $R_2 = 33\Omega$, que es uno de los valores comerciales que presentan un mayor espectro de frecuencias de derivación, al mismo tiempo que no presenta sobrepicos. Se eligió un valor levemente menor al “óptimo” para asegurarse, con margen, que no exista ningún sobrepico. El beneficio de aumentar levemente el espectro de frecuencias tendría como costo aumentar el riesgo de que exista sobrepico.

Por la elección de R_2 el sistema adquiere los puntos importantes. Es importante mostrar que por el valor elegido de R_2 el sistema continuo teniendo un polo de orden dos, pero con un valor de ξ mucho mayor, lo cual provocó que no exista más un sobrepico.

Parámetro	Valor aproximado
$ k $	-80dB
f_0	152,503kHz
ξ	0,89

Figura 54: Parámetros del sistema

4.5.3. Simulación y mediciones - contraste

Se procedió a medir y simular el circuito, contrastando los resultados con el gráfico teórico de la transferencia.

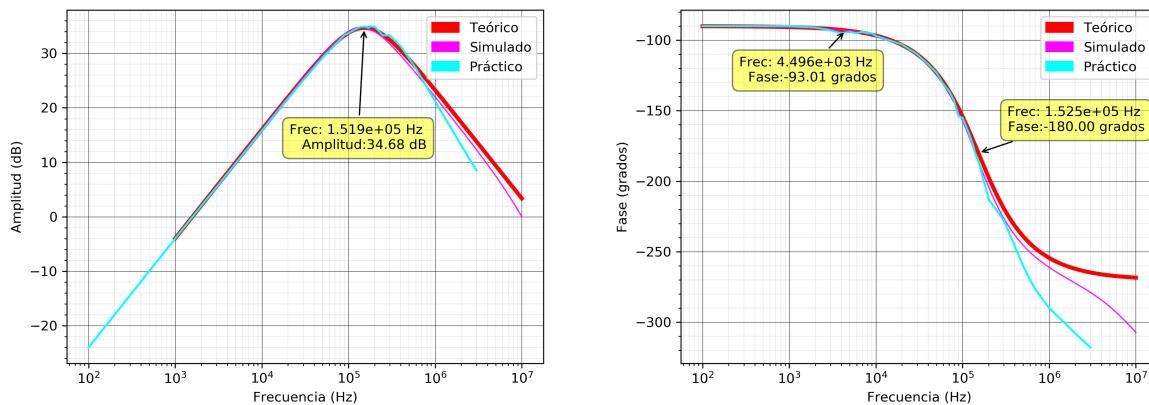


Figura 55: Resultados teóricos, simulados y experimentales

Se observa que con la resistencia compensada la dificultad para medir la respuesta en frecuencia fue menor, en gran medida gracias a que al no existir sobreímpetu, no fue tan influyente la saturación del amplificador.

Por otro lado, se concluyó que el sistema es derivador con error menor a 3 grados hasta una frecuencia de $4,496\text{Khz}$.

4.5.4. Impedancia de entrada con la resistencia compensada

Se calculó, midió y simuló dicha característica del circuito. Para las mediciones en este caso se midió la diferencia de tensión sobre la resistencia compensada. Nuevamente se aclarará que la mejor alternativa (la cuál no se llegó a realizar) hubiera sido colocar una resistencia en serie con valor estratégico.

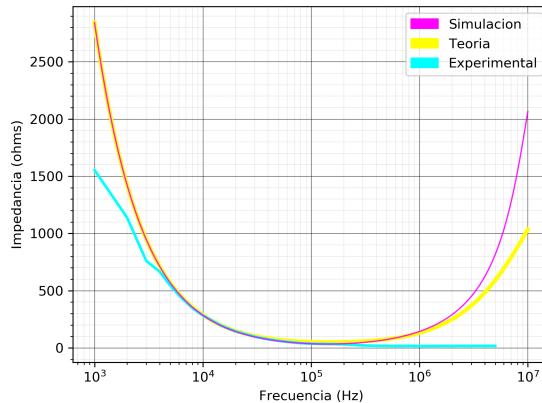


Figura 56: Impedancia de entrada: Resultados teóricos, simulados y experimentales

Los resultados fueron similares al caso sin compensar. Una justificación que le fue dada a la diferencia del resultado experimental a los teóricos y simulados a alta frecuencia fue que en dicha zona fue necesario disminuir la amplitud de la señal de entrada, lo cual aumentó el error de la medición ya que se trabajó con ordenes menores de tensión.

Además, en frecuencias bajas las tensiones medidas sobre la resistencia fueron muy bajas $< 30\text{mV}$ lo cuál explicó porque en dicha región también hubo una diferencia entre la teoría y las mediciones.

Por otro lado, se analizó probar colocar una resistencia mayor a 33Ω de compensación para aumentar la impedancia de entrada (Lo cual hubiera sido provechoso), pero se descartó la idea debido a que esto provocaba una mayor disminución del rango de derivación.

4.5.5. Conclusión - circuito derivador compensado

Se concluye que la compensación fue útil ya que se evitó el sobreíndice al mismo tiempo que se maximizó el rango de derivación lo más posible. Se podría haber probado otros valores de resistencias mayores de compensación para incrementar la impedancia de entrada, pero esto hubiera limitado fuertemente el rango de derivación. Tal vez, ante exigencias distintas hubiera sido una idea razonable colocar una resistencia mayor de compensación, sin embargo, es importante notar que la impedancia de entrada es alta en toda la región donde el sistema deriva, por lo tanto mientras se utilice correctamente, el circuito funcionará adecuadamente sin sobre-exigir a la entrada.

4.6. Circuito Integrador

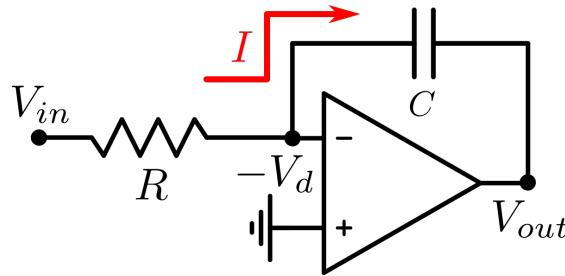


Figura 57: Circuito integrador

4.6.1. Caso ideal

Se considera $Z_1 = R, Z_2 = \frac{1}{sc}$
La transferencia resulta

$$H(s) = -\frac{1}{RCs} \Rightarrow \hat{H}x(t) = -\frac{1}{RC} \int_{x_0}^x x(t)dt$$

El sistema entonces cumplirá la función de integrar en todo el espectro de frecuencias, incluyendo la componente continua (constante) de la señal.

4.6.2. Caso no ideal - A_{vol} Finito, independiente de w

Mediante asistencia algebraica se llega a que

$$H(s) = k \frac{1}{s/w'_p + 1}$$

Donde

$$\begin{aligned} k &= -A_0 \\ w'_p &= \frac{1}{RC(A_0 + 1)} \end{aligned}$$

De manera opuesta al caso derivador, si $w \gg w'_p$ entonces

$$H(s) = -\frac{1}{RCs} \Rightarrow \hat{H}x(t) = -\frac{1}{RC} \int_{x_0}^x x(t)dt$$

Es decir, el sistema en frecuencias altas se comporta como el caso ideal, integra las altas frecuencias
Mientras que si $w \ll w'_p$ entonces

$$H(s) = -A_0$$

Es decir el sistema amplifica las frecuencias bajas, en particular la componente continua (constante)

4.6.3. Caso no ideal - A_{vol} infinito, dependiente de w

La transferencia resultó tener el siguiente formato, que a diferencia de el caso derivador (lo cual se corroboró mediante los graficos al reemplazar los valores numéricos) la función tiene dos polos reales, y por lo tanto dos cortes

$$H(s) = k \frac{1}{\frac{RC}{w_p} s^2 + ((A_0 + 1)RC + \frac{1}{w_p})s + 1}$$

Al reemplazar los valores numéricos se llegó a que

Parámetro	Valor
f_{01}	5MHz
f_{02}	15MHz
$ k $	110dB
$\frac{k w_p}{RC}$	-19,41dB

Figura 58: Parámetros del sistema

Podemos decir analizando el gráfico entonces que en un rango de frecuencias intermedias el sistema actuará como integrador, la continua amplificada (al igual que en el caso anterior), y las frecuencias mucho mayores a f_{02} tendrán asociada la transferencia

$$H(s) = \frac{kRC}{w_p} \frac{1}{s^2}$$

Como $\frac{kRC}{w_p} = -19,41dB$ podemos decir que sea cual sea el efecto sobre las altas frecuencias, en principio deberían ser atenuadas.

4.6.4. Gráfico - contraste de los tres modelos

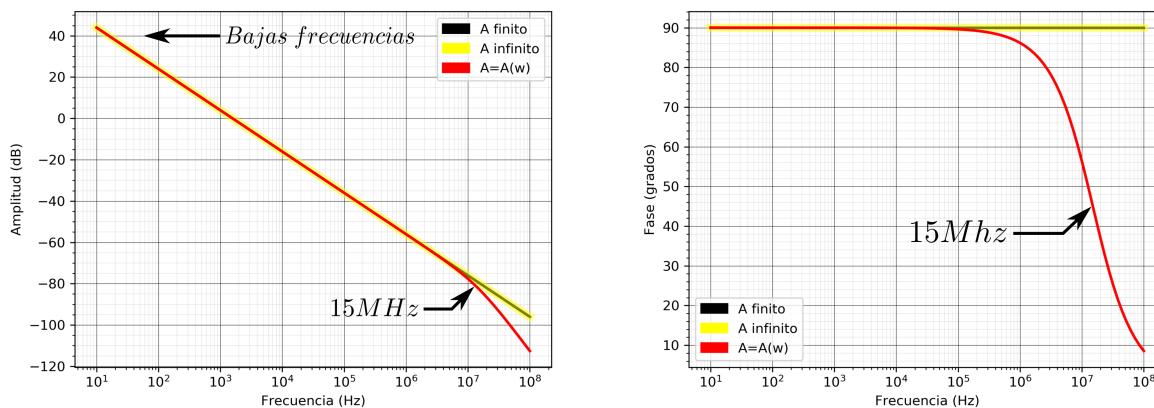


Figura 59: Amplitud y Fase (Izquierda a derecha)

Podemos observar que no existe una gran diferencia entre los distintos modelos, ya que en las frecuencias más usuales de trabajo los modelos predicen la misma transferencia, al mismo tiempo que todos los modelos predicen una mayor atenuación de las altas frecuencias frente a las bajas frecuencias. (Lo cual implica una amplificación indeseada de la componente continua)

4.6.5. Comportamiento integrador - muestras

Se procedió a verificar el funcionamiento integrador del circuito mediante la respuesta a distintas señales de entrada. Es importante notar que fue necesario utilizar el filtro de continua del osciloscopio, ya que debido a la fuerte amplificación de la componente continua de la entrada, la salida no fue estable.

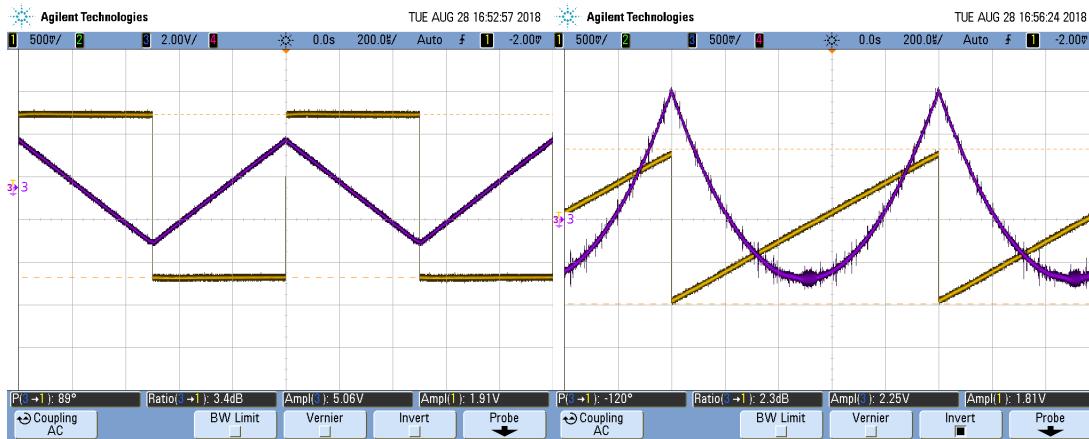


Figura 60: Respuesta al escalón periódico, respuesta a la rampa periódica

Es importante notar que como en la respuesta al escalón no fue realizada con el modo para invertir la salida del osciloscopio la señal de salida fue la opuesta a la que debería haber sido si se integraba la entrada (ya que el sistema integra y multiplica por una constante negativa). No obstante, en la respuesta a la rampa periódica si fue activado este modo y por lo tanto la salida fue efectivamente la integral de la entrada.

4.6.6. Simulación y Mediciones $H(s)$ - contraste

Se procedió a medir y graficar la respuesta en frecuencia del circuito.

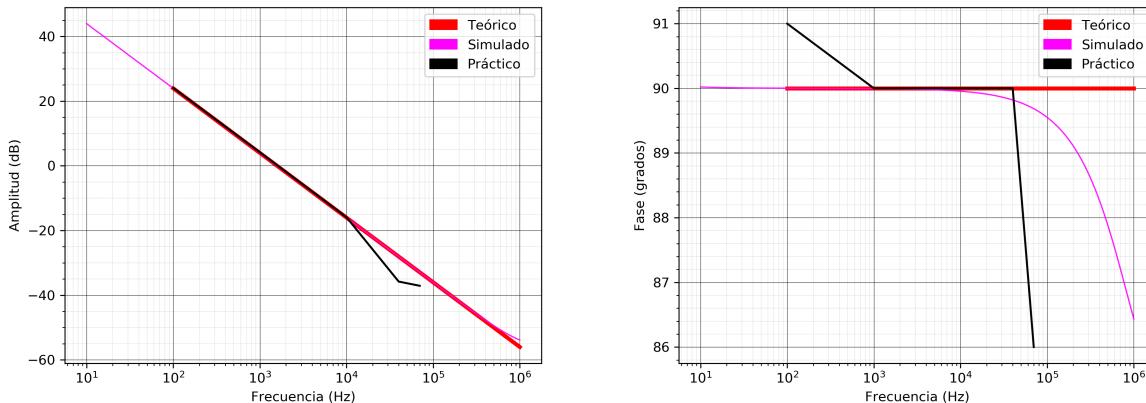


Figura 61: Resultados teóricos, simulados y experimentales

En este caso la mayor limitación para medir fue el hecho de que en altas frecuencias el circuito atenuó en gran medida la señal de salida, lo cual provocó que fuera muy difícil distinguirla del ruido en dicho rango.

Al mismo tiempo se notó una diferencia en la fase de la simulación en altas frecuencias que no fue posible de medir experimentalmente debido a dicha limitación. Sin embargo, como la diferencia relativa entre la teoría, la simulación y la práctica es pequeña en todas las frecuencias donde se pudo medir, se considera que los resultados fueron adecuados.

4.6.7. Simulación, mediciones y grafico teórico impedancia de entrada

Se calculó, midió y simuló la impedancia de entrada en función de la frecuencia. La metodología utilizada para las mediciones fue la medición de la caída de tensión de una resistencia de un orden similar a la impedancia de entrada, es decir de $1k8$, con el objetivo de disminuir el error de las mediciones.

Los resultados fueron los siguientes:

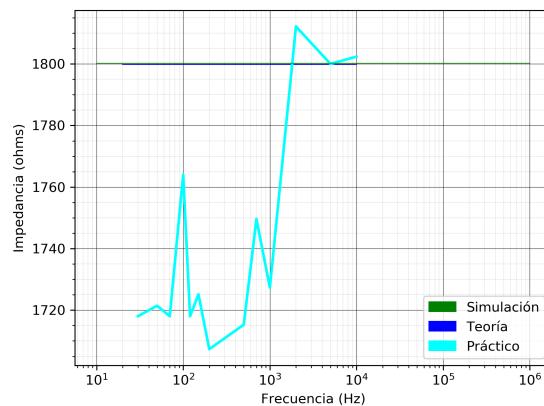


Figura 62: Impedancia de entrada - integrador sin compensar

Todas las pruebas concluyeron en que la impedancia de entrada no varía en gran medida con respecto a la frecuencia. Es importante notar que si bien aparenta que las mediciones oscilan mucho, la diferencia relativa entre ellas y la teoría es muy baja.

4.6.8. Conclusión - Caso integrador sin compensar

La conclusión es que el circuito es un muy buen integrador en el espectro de frecuencias donde la señal de salida no es fuertemente atenuada, pero, el inconveniente de la amplificación de la continua es un problema a resolver, pues, la señal amplificada siempre tiene un pequeño componente de continua (tensión de offset), el cual no se espera que sea integrado. La solución a este problema se encontrará mediante la compensación.

4.7. Circuito integrador compensado

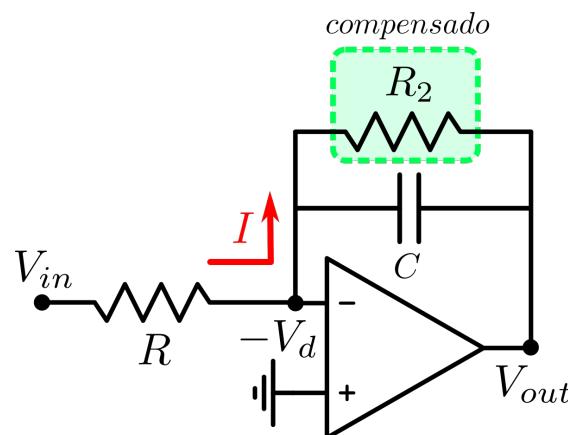


Figura 63: Circuito integrador compensado

4.7.1. Elección de la resistencia de compensación

Como bien se concluyó de la sección anterior, la molestia del circuito no compensado es la gran amplificación de la componente continua en $110dB$, la ganancia a lazo abierto del amplificador operacional (razonable, pues a frecuencias bajas el capacitor se puede analizar como un circuito abierto, lo cual implica que el operacional dicha ganancia). Será necesario disminuir en gran medida dicha ganancia.

Para resolver este problema se colocará una resistencia en paralelo con el capacitor.

Justificación de conceptual acerca de que dicha resistencia debe ir en paralelo al capacitor El problema del circuito sin compensar es que a bajas frecuencias el capacitor se comporta de manera muy similar a un circuito abierto, lo cual provoca que el circuito, en dichas circunstancias, no tenga retroalimentación, es decir, que su ganancia sea la ganancia a lazo abierto, que, para el *LM833* suele ser muy grande, de $110dB$. La forma de resolver esta situación será evitando dicha situación de circuito abierto, mediante la colocación de una resistencia en paralelo. De esta forma ya en ese caso la ganancia no será la ganancia a lazo abierto, sino $\approx -\frac{R_2}{R}$. Regulando el valor de R_2 se podrá entonces controlar la ganancia de continua.

4.7.2. Transferencia del circuito con la resistencia de compensación

La transferencia con la resistencia de compensación resulta

$$H(s) = k \frac{1}{as^2 + bs + 1} = k \frac{1}{(s/w_{01} + 1)(s/w_{02}) + 1}$$

Donde

$$k = \frac{-A_0 R_2}{A_0 R + R + R_2}$$

$$a = \frac{CRR_2}{w_p(a_0 R + R + R_2)}$$

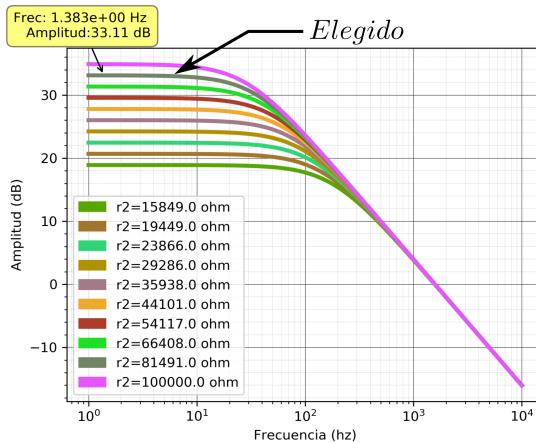
$$b = \frac{CRR_2 w_p (A_0 + 1) + R + R_2}{w_p (R(A_0 + 1) + R_2)}$$

Además, analizando la expresión para frecuencias bajas se puede conseguir cuando es la amplificación del circuito a la componente continua de la señal. Si $w \ll w_c \Rightarrow s \rightarrow 0$, entonces vale que

$$H(s) = k = \frac{-A_0 R_2}{(A_0 + 1)R + R_2} \underset{A \rightarrow \infty}{\approx} \frac{-R_2}{R}$$

4.7.3. Elección del valor de la resistencia

Variando el valor de R_2 se analizó la transferencia del circuito, para decidir aquella que aumentará el rango de integración sin amplificar en gran medida la componente continua de la señal

Figura 64: Función transferencia para distintos valores de R_2

Se probó experimentalmente diversos valores de R_2 , ya que se desconoció el orden de la tensión de la componente continua de la señal. Si bien valores mayores de resistencia integraron un espectro mayor, se debió limitar el valor de R_2 a $82k$, el cuál fue uno de los mayores valores que se probaron los cuales no amplificaron apreciablemente la continua. Su ganancia para dicha componente fue de $33dB$

4.7.4. Simulaciones y mediciones - función transferencia

Se muestran a continuación los resultados de las simulaciones y mediciones utilizando $R_2 = 82k$

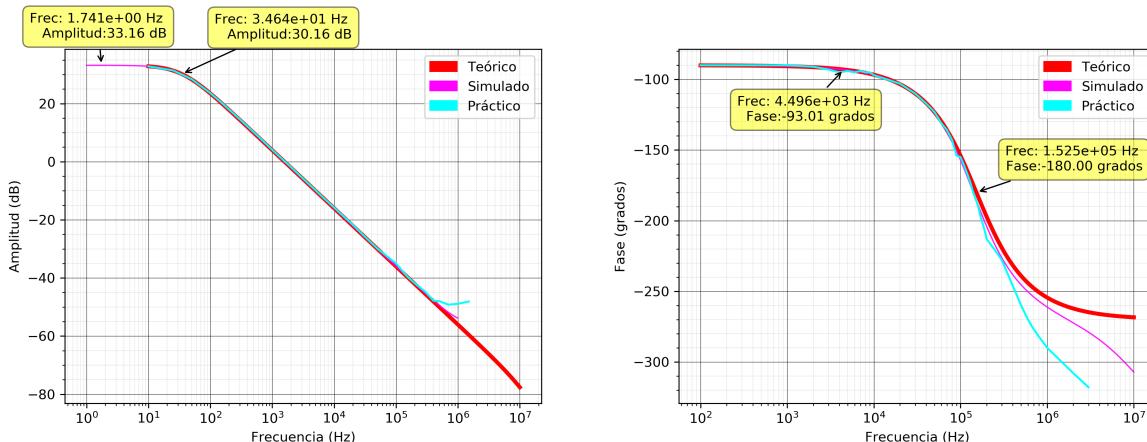


Figura 65: Circuito integrador - Resultados teóricos, simulados y experimentales

Las mediciones, simulaciones y teorica coincidieron en gran medida, incluso más que en el circuito sin compensar. La única zona donde existió una ligera diferencia fue en las mediciones con frecuencia muy alta, lo cual fue razonable ya que en dicho rango las mediciones perdieron precisión ya que la salida fue demasiado atenuada. Bajó el criterio de tener un error de fase menor a 3 grados se considera que el sistema cumple la función de integrador en el rango de las frecuencias comprendidas entre $691Hz$ y $785kHz$

4.7.5. Simulaciones y mediciones - Impedancia de entrada

Se muestra a continuación los resultados de las mediciones, teoría y simulaciones de la impedancia de entrada. La metodología para la medición fue la misma que para el caso del integrador no compensado, colocando una resistencia en serie al circuito.

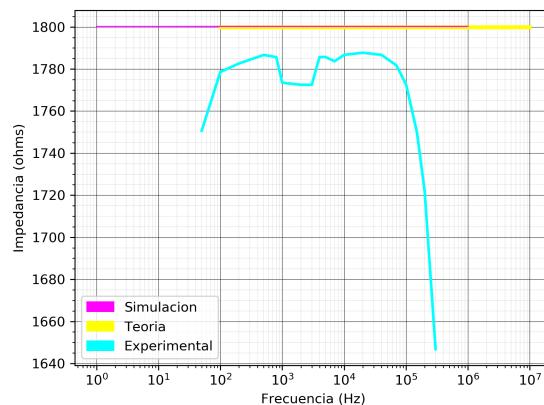


Figura 66: Circuito integrador - Impedancia de entrada

De la misma forma que con la transferencia, cuando la frecuencia fue alta se perdió presión en la medición a tal punto que se debió dejar de medir. Si bien hay diferencias entre la práctica y las otras dos pruebas, el error relativo es muy pequeño, por lo que se considera que los resultados medidos coinciden con lo esperado, la impedancia de entrada es constante.

4.7.6. Conclusion - Circuito integrador compensado

La compensación es muy importante en el circuito integrador, pero elegir el valor de la resistencia de compensación no es tarea fácil. La “mejor resistencia” fue hallada experimentalmente, y, queda pendiente encontrar una forma analítica de justificar su valor. Por otro lado, otra observación importante fue que en el circuito integrador la impedancia de entrada no fue tan baja como en el derivador, por lo que no se sufrieron “deformaciones” de la señal de entrada a alta frecuencia; las limitaciones en dicha zona en cambio fueron en general dadas por la fuerte atenuación de la señal de salida.

5. Distorsión

5.1. Introducción:

El efecto de la distorsión se empezó a dar a conocer en la década de 1950. Hasta ese momento se creía que la distorsión era un error que debía ser reparado. Esto fue así hasta que se empezó a popularizar en el ambiente del rock (más que nada con guitarristas como Eric Clapton o Jimi Hendrix, entre otros) dado que este efecto daba como resultado un sonido diferente, más ruidoso.

Ese efecto se realiza mediante una saturación de la onda de sonido, el cual radica en la generación de distintos armónicos.

5.2. Circuito y funcionamiento:

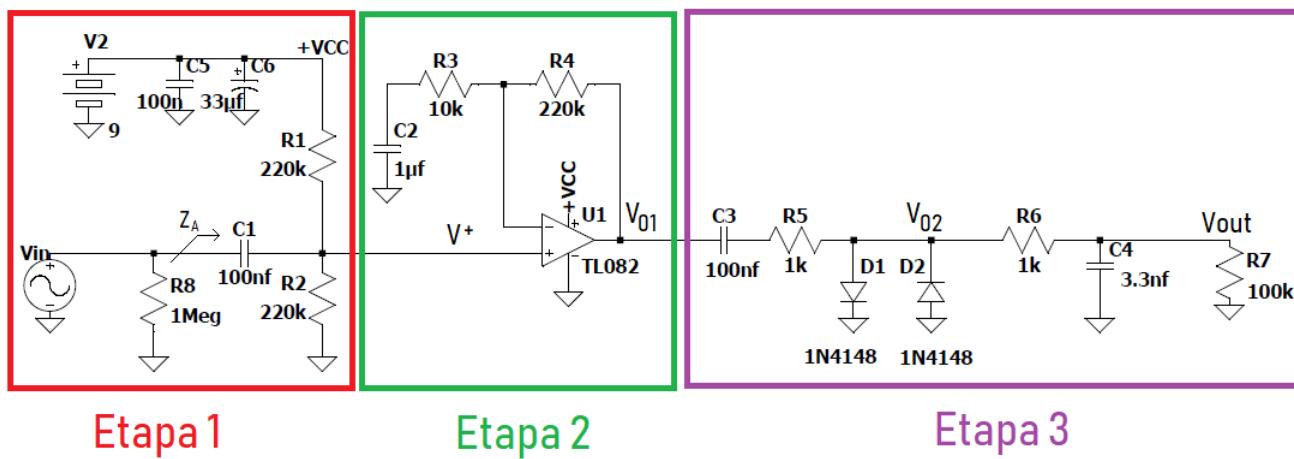


Figura 67: Circuito del pedal de distorsión

5.3. Consideraciones generales:

La resistencia R_8 es una resistencia de pull down, se pone un valor alto para que por él no circule corriente, teniendo una referencia a masa de forma tal que se evite amplificar el ruido generado por el circuito.

El amplificador operacional es un elemento activo del circuito, esto quiere decir que puede pedir corriente de corriente, lo cual implica que en las bobinas que se presentan naturalmente en los cables que se encuentran antes del amplificador operacional tenga que suceder un cambio en la corriente que las atraviesa y como una de las características de las mismas es que no puede haber cambios abruptos en la corriente que las atraviesa, se pone un capacitor de desacople para que al almacenar la carga, los mismos provean al amplificador operacional de la corriente necesaria para su correcto funcionamiento. Este capacitor debe ser lo más grande posible para que pueda almacenar más carga, por eso, en principio, se podría colocar un capacitor electrolítico pero surge un inconveniente con los mismos y es que no tienen buena respuesta en frecuencia.

Como la fuente no es ideal, se necesita algo que mantenga constante la tensión en la fuente. Sucede que tanto los capacitores cerámicos como los multicapa mantienen su capacitancia en un rango de frecuencias mucho más amplio y por ende se los utiliza para minimizar el ripple de la fuente y así obtener una tensión más constante.

Se utilizó el circuito integrado TL082 ya que el mismo dispone de un BWP grande(4MHz) a fin de que prácticamente no entre en juego en la respuesta en frecuencia de nuestro circuito y que las corrientes de BIAS se encuentran en el orden de los pA. Además tiene poca distorsión armónica (Low Total Harmonic Distortion) lo cual nos da más precisión sobre lo que se quiere reproducir. Posee un slew rate de $13V/\mu s$, lo cual con la frecuencia máxima que trabajamos (que es 24KHz) nos da una tensión pico de aproximadamente 541V por lo cual si bien estamos cubiertos por demás nos aseguramos que no influya en el comportamiento del circuito. Posee una impedancia de salida baja la cual no supera los 10 ohm con el rango de frecuencias con el que se trabaja. La impedancia de entrada está en el orden de $10^{12}\Omega$ por lo cual resulta difícil tener inconvenientes en el sentido de que las impedancias que se pongan para polarizar sean comparables con la misma.

Se desprecian los efectos de la resistencia interna de la fuente de corriente continua y la de las señales inyectadas.

5.3.1. Etapa 1: Alimentación

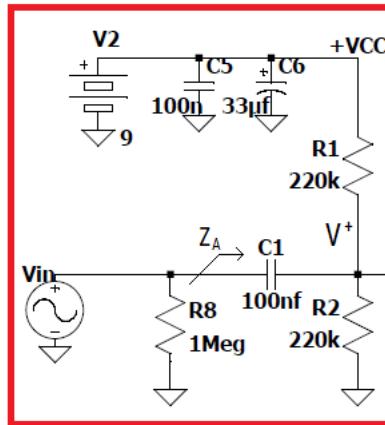


Figura 68: Etapa de alimentación del pedal de distorsión

Para poder analizar la influencia de los componentes a la entrada hay que tener en cuenta que existe una impedancia Z_A (Ver Figura 68) donde:

$$Z_A = \frac{1}{SC_1} + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Esto es asumiendo que la corriente que circula entre la entrada inversora y la no inversora es despreciable.

Se debe elegir con cuidado los valores de R_1 y R_2 ya que si estos toman un valor alto (del orden del mega) las corrientes que circulan por ellas son muy bajas entonces esas mismas corrientes se vuelven comparables con la corriente del amplificador operacional (que se encuentran en el orden del pA) **y aparece el problema de las corrientes de BIAS**. El propósito de las resistencias R_1 y R_2 es sumarle a la entrada un offset de 4.5V de modo tal que la señal no se sature (ya que sin el offset, si la tensión es menor que 0 satura, por ejemplo) y esté “centrada” en ese valor ya que las tensiones de saturación del amplificador operacional serían en este caso 0 y 9V. Es por esto que se eligen las resistencias $R_1=R_2$. Tomamos un valor de $R_1=220\text{K}\Omega$ ya que al hacer la cuenta de la corriente que circula por la misma da un resultado de $20.4545\mu\text{A}$, lo cual teniendo en cuenta que utilizamos el TL082 cuya máxima corriente de bias es del orden del pA, la corriente de bias termina no siendo comparable con la de R_1 . Además, que tengan valores tan altos hace que la potencia disipada por las mismas sea baja ya que se encuentra en el orden de los mW.

Si tenemos en cuenta $R_1=R_2$

$$Z_A = \frac{1}{SC_1} + \frac{R_1}{2}$$

Bajo este análisis la tensión que llega $V+$ está dada por

$$H_1(S) = \frac{V+}{V_{IN}} = \frac{\frac{R_1}{2}}{\frac{R_1}{2} + \frac{1}{SC_1}} = \frac{SC_1 \frac{R_1}{2}}{SC_1 \frac{R_1}{2} + 1} = \frac{\frac{S}{\frac{R_1}{2} C_1}}{\frac{S}{\frac{R_1}{2} C_1} + 1}$$

Queda en evidencia que se trata de un filtro pasa altos cuya frecuencia de corte es

$$f_{0A} = \frac{2}{C_1 R_1 2\pi}$$

Para que la frecuencia de corte del filtro no perjudique el espectro de frecuencias donde nos vamos a manejar que es el rango audible que se encuentra entre los 20Hz y 20KHz hay que tomar criterios sobre qué C_1 y qué R_1 se elige.

Tomando una frecuencia de corte de 15 Hz y $R_1=220\text{k}\Omega$ da como resultado un $C_1 = 96.45\text{nf}$ y el valor nominal más cercano es 100nf dando como resultado una frecuencia de corte de 14.46Hz lo cual es razonable ya que no nos afecta el rango audible.

Debido en general no se dispone de una fuente partida para alimentar el amplificador operacional se utilizó una fuente de tensión continua constante de 9V. Para esto hay que conectar el pin VCC+ a el polo positivo de nuestra fuente continua y el pin VCC- a masa.

5.3.2. Etapa 2: Amplificación

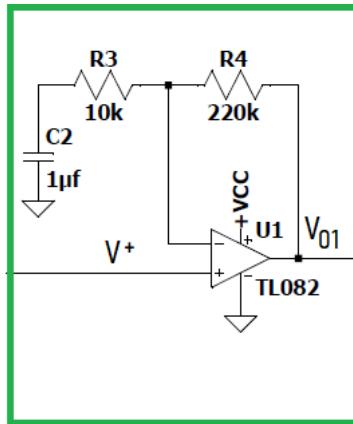


Figura 69: Etapa de amplificación del pedal de distorsión

La función del capacitor C2 en esta etapa es la de filtrar continua ya que no queremos que la corriente que circula dentro del operacional vaya a la salida.

El amplificador operacional es para amplificar la señal y además, hay que tener en cuenta que lo que tenía originalmente poco volumen ahora está amplificado.

Nos gustaría que la señal ocupe lo más posible del rango sin entrar en la zona de saturación del amplificador operacional, por ende algo razonable sería que la señal se amplifique entre los extremos de saturación (que en este caso son 0 y 9V), dejando una amplitud máxima para este nuevo rango de 4,5V con un offset de 4,5V.

Teniendo esto en cuenta, debemos analizar primero como es la ganancia de la Etapa 2:

Asumiendo que nos encontramos en la región de operación del amplificador operacional donde este trabaja aproximadamente como uno ideal, la ganancia del mismo puesto en configuración no-inversor es:

$$\left[H_2(S) = \frac{V_{01}}{V_I} = 1 + \frac{R_4}{R_3 + \frac{1}{SC_2}} = \frac{V_0}{V_I} = \frac{R_3 + R_4 + \frac{1}{SC_2}}{R_3 + \frac{1}{SC_2}} = \frac{\frac{S}{C_2(R_3 + R_4)} + 1}{\frac{S}{C_2R_3} + 1} \right]$$

Notar que si $f \rightarrow 0$ ($S \rightarrow 0$) resulta que $\frac{V_0}{V_I} \rightarrow 1$ y por ende la continua no es amplificada.

Fijamos el valor de C2 en 1μF, ya que si no fijamos un valor no podré realizar ningún valor del resto de los componentes. Asignamos de los valores más altos que se encuentran en capacitores que no son electrolíticos porque queremos que tenga buena respuesta en frecuencia y que filtre corriente continua (por ende que influya lo más mínimo con su reactancia capacitiva).

Dada una frecuencia en la cual la reactancia capacitiva de C2 (por ejemplo en 2KHz $X_C \approx 79,5\Omega$) asumimos que es despreciable frente a R3 (luego asignaremos un valor que cumpla con estas condiciones), entonces la ganancia estará dada aproximadamente por:

$$\frac{V_0}{V_I} \approx 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

Para nuestro diseño tendremos en cuenta que la entrada de audio es 200mV pico.

Ahora sabiendo que queremos un $V_0 = 4,5V$ y alimento con $V_I = 0,2V$

$$22,5 \approx 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

$$R_4 \approx 21,5 * R_3$$

En este caso también se debe tener en cuenta no poner resistores con valores altos (en el orden del $M\Omega$) ya que también pueden volverse las corrientes que circulan por los mismos comparables con las de corrientes de bias.

Si se tiene en cuenta el filtro que representa esta etapa, se tiene un cero y un polo ambos de orden 1.

La frecuencia de corte del cero es $f_{cero} = \frac{1}{2\pi C_2(R_3+R_4)}$ y la frecuencia de corte del polo es $f_{polo} = \frac{1}{2\pi C_2 R_3}$ donde se ve que $f_{cero} < f_{polo}$, ergo esta etapa del circuito se comporta como un filtro pasa altos.

Para cumplir esa relación, se toma a los valores comerciales $R_4=220K\Omega$ y $R_3=10K\Omega$

Como habíamos fijado $C_2=1\mu F$ entonces $f_{polo} = 15,91Hz$. Se puede concluir que el filtro pasa banda no influye significativamente en el rango de frecuencias en el que trabajamos.

5.3.3. Etapa 3: Clipping y salida

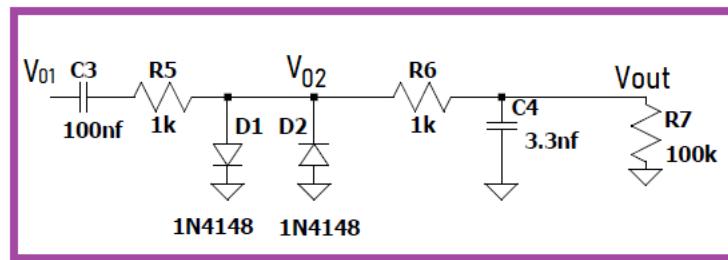


Figura 70: Etapa de Clipping y salida del pedal de distorsión

La resistencias R_5 y R_6 tiene el propósito de limitar la corriente que circula por los diodos ya que si no estuviera es muy probable que los mismos dejen de funcionar correctamente dado que los capacitores pueden cambiar de corriente abruptamente. Se debe tener precaución de que los valores de R_5 y R_6 no sean demasiado bajos ya que se volverían comparables con la impedancia de salida del amplificador operacional pero tampoco pueden ser altos ya que el análisis que se hará a continuación se basa en que $R_5+R_6 \ll R_7$.

La función de C_3 es no dejar pasar la corriente continua, en general se trata de que que C_3 sea un capacitor cerámico o multicapa ya que queremos una buena respuesta en frecuencia, por ende los valores que puede tomar este capacitor no deben superar los $1\mu F$ (ya que de ese valor en adelante se encuentran los electrolíticos).

Más adelante se definirá qué valores deben tomar estos componentes.

Algo que se puede destacar de esta etapa es que la configuración en la cual se encuentran dispuestos D_1 y D_2 se conoce como diodos de clipping.

Si se hace un análisis por semiciclos (positivo y negativo) se observa que cuando los diodos conducen, saturan la tensión en un valor en específico dependiendo de qué material estén hechos. Esta saturación produce 2 efectos sobre el sonido: 1) es que la señal sea más parecida a una señal cuadrada y por ende esté distorsionada y 2) como a esta etapa la señal entra amplificada se escuchará lo que originalmente tenía menos volumen.

Se optó por utilizar los diodos 1N4148 ya que tienen un tiempo de recuperación muy corto y esto es imprescindible a la hora de tocar un instrumento ya que se supone que se tiene que saturar cuando el guitarrista toca, no todo el tiempo, es decir que no se retenga la saturación por un intervalo mayor al deseado. El máximo tiempo de recuperación se da a los $100Mhz$ con $4 ns$ de duración.

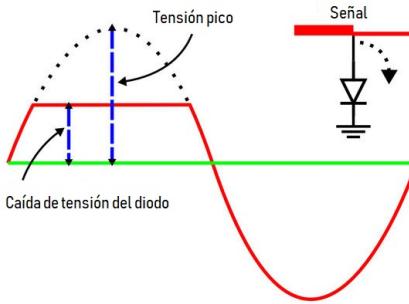


Figura 71: Diodo recortando un semicírculo

Para poder realizar un análisis sobre el comportamiento de los diodos se tiene en cuenta el modelo aproximado que establece que si el diodo está polarizado con tensión mayor a la caída de tensión del diodo, el mismo conduce y de lo contrario, no conduce. Se desprecia el efecto de "breakdown" del diodo ya que para poder llegar a esa misma zona hay que polarizar el diodo en inversa con como mínimo 100V para el 1N4148 y eso no sucederá nunca en este caso. Como se puede ver en la Figura 71 el diodo suprime una parte de la señal siempre y cuando el semicírculo positivo supere la caída de tensión en el diodo (0.7V en el caso del silicio aproximadamente). Si se sigue utilizando la misma lógica, resulta que con la disposición de los diodos la Etapa 3, durante el semicírculo negativo, la señal también es recortada "por debajo" (ver Figura 72).

A esta configuración se la suele llamar Clipping simétrico. Esta aclaración viene al caso de que no siempre se utilizan dos diodos del mismo material, y, bajo esa suposición no tienen por qué ser simétricos (ya que no tienen la misma caída de tensión entre sus bornes).

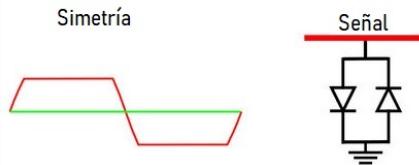


Figura 72: Diodo recortando dos semicírculos (Symmetrical Clipping)

Recordamos que el análisis de bode se realiza sobre componentes lineales, por ende, para el análisis que hará a continuación, no se tendrá en cuenta los diodos.

En primer lugar, asumimos que va existir una frecuencia tal que C3 baje tanto su reactancia capacitiva que puede ser despreciada.

Si se realiza el cálculo de $\frac{V_{out}}{V_{01}}$ se encuentra la siguiente relación:

$$\frac{V_{out}}{V_{01}} = \frac{1}{1 + \frac{R_5 + R_6}{R_7} + \frac{S}{\frac{1}{(R_5 + R_6)C_4}}}$$

pero si consideramos $R_5 + R_6 \ll R_7$

$$\frac{V_{out}}{V_{01}} \approx \frac{1}{1 + \frac{S}{\frac{1}{(R_5 + R_6)C_4}}}$$

y entonces se concluye que se trata de un filtro pasa bajos cuya $f_{corte2} = \frac{1}{2\pi(R_5 + R_6)C_4}$.

Notar que R_7 no influye en este filtro realizando esta consideración. Además R_7 será un potenciómetro que regulará el volumen a la salida. En general se utiliza un potenciómetro logarítmico para cambiar el volumen pero por cuestiones de fácil acceso se optó por utilizar un potenciómetro lineal de 100KΩ dado que R_5 y R_6 deben estar en el orden del KΩ (para que no se quemen los diodos). Luego, tomando como $f_{corte2} = 24K\Omega$ y $R_5 + R_6 = 2K\Omega$ surge que el valor comercial más cercano a C_4 es 3.3nf. Para tomar valores comerciales fijamos $R_5 = R_6 = 1K\Omega$.

Ahora que tenemos C_3, R_5, R_6 y R_7 hacemos el análisis completo de la Etapa 3, incluyendo a C_3 .

$$\text{Llamemos } Z_B = \frac{1}{SC_3} + R_5 + R_6 ; Z_C = R_7 // C_4 = \frac{R_7}{SR_7C_4+1}$$

El filtro en esta etapa está determinado por $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Z_C}{Z_C + Z_B}$ y entonces algebraicamente se llega al siguiente resultado:

$$H_3(S) = \frac{V_{out}}{V_{01}} = \frac{\frac{S}{\frac{1}{R_7C_3}}}{C_3C_4(R_5 + R_6)R_7S^2 + (C_3(R_5 + R_6 + R_7) + C_4R_7)S + 1}$$

Dado que $R_5 + R_6 \ll R_7$

$$H_3(S) \approx \frac{\frac{S}{\frac{1}{R_7C_3}}}{C_3C_4(R_5 + R_6)R_7S^2 + (C_3 + C_4)R_7S + 1}$$

$$H_3(S) \approx \frac{S}{C_4(R_5 + R_6)S^2 + \frac{(C_3 + C_4)}{C_3}S + 1} = \frac{S}{\frac{S^2}{2\pi f_{corte2}} + \frac{(C_3 + C_4)}{C_3}S + 1}$$

Si $C_3 >> C_4$

$$\left[H_3(S) \approx \frac{S}{\frac{S^2}{2\pi f_{corte2}} + S + 1} \approx \frac{S}{(S + 1)(\frac{S}{2\pi f_{corte2}} + 1)} \right]$$

Por ende elegimos $C_3 = 100\text{nF}$.

Con este formato, es fácil ver que se trata de un filtro pasa banda cuyas frecuencias de corte $f_{01} = 0.1591\text{Hz}$ y $f_{02} = f_{corte2}$.

Como máximo se obtendrá alrededor del valor de la caída de tensión del diodo a la salida del circuito. Como elegimos los diodos 1N4148, la caída de tensión en estos diodos está aproximadamente entre 0,6V y 0,7V lo cual es adecuado para cualquier equipo ya que es menos de la mitad del valor máximo que se le inyecta a cualquier equipo que se encuentra cerca del Volt.

Por último, R_7 es un potenciómetro, con lo cual la salida de audio es el terminal del medio que sale a un parlante de alta impedancia de entrada, haciendo que no nos cambie en lo más mínimo nuestro circuito.

5.4. Respuesta en frecuencia del circuito:

Para la respuesta en frecuencia se necesitó realizar el cálculo teórico con A_0 finito de la etapa 2.

$$A(V^+ - V^-) = V_{01}$$

$$A = \frac{Avol}{1 + \frac{S}{\omega_p}}$$

Despreciando las corrientes de BIAS se obtiene

$$\frac{V_{01} - V^-}{R_4} = \frac{V^-}{R_3 + \frac{1}{SC_2}}$$

Despejando se llega a

$$\left[H_{2real}(S) = \frac{V_{01}}{V^+} = \frac{Avol}{\left(1 + \frac{S}{\omega_p}\right)} \frac{1}{\left(1 + \frac{Avol}{\left(1 + \frac{R_4}{R_3 + \frac{1}{SC_2}}\right)\left(1 + \frac{S}{\omega_p}\right)}\right)} \right]$$

$$\omega_p * Avol = BWP * G$$

$$G = 23, Avol = 100000 \text{ y } BWP = 4\text{MHz} : \omega_p = 920\text{rad/s.}$$

Luego para obtener la función transferencia total es cuestión de multiplicar las funciones transferencia $H(S) = H_1(S) * H_2(S)$ real

De esta forma, se injectó por medio un generador de señales una señal senoidal de 250mVpp y a partir de la variación de la frecuencia de la misma se obtuvieron los siguientes gráficos:

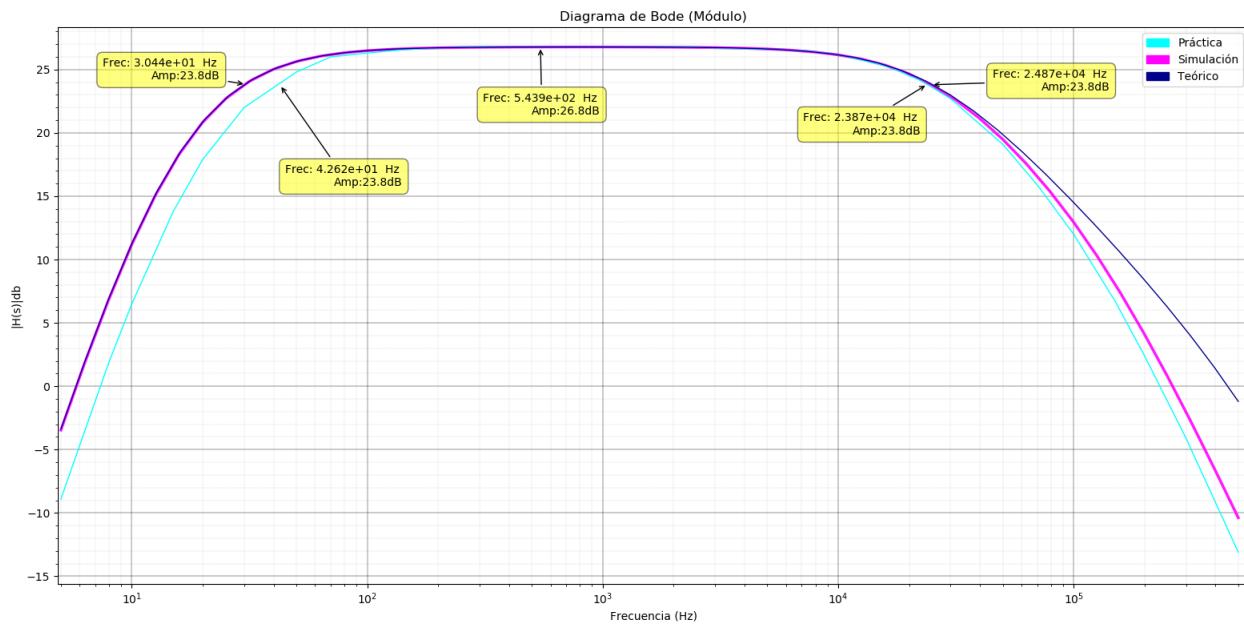


Figura 73: Diagrama de Bode (Módulo) del pedal de distorsión con sus frecuencias de corte señaladas

En la Figura 73 puede ver que en las frecuencias más bajas del diagrama la simulación y el teórico coinciden, sin embargo en la práctica no es así, el gráfico se encuentra desplazado y esto se debe al hecho de que R_1 no posee exactamente $220K\Omega$ de resistencia, ni $C1$ posee $100nf$ de capacitancia. Como consecuencia, la frecuencia de corte del pasa altos dado por la Etapa 1 se ve corrida. Además resulta difícil medir a bajas frecuencias, dado que el osciloscopio tarda demasiado en tomar todos los valores de la señal, por eso se tomaron mediciones a partir de $5Hz$.

Por otro lado, en las frecuencias más altas del diagrama se puede observar que el diagrama teórico se aleja tanto de la simulación como de la práctica. Esto se debe a que en las cuentas que se utilizaron para llegar al gráfico teórico se contempló solo un polo del amplificador operacional. Además de que el polo no es el mismo para todos los circuitos integrados. También se puede ver que la gráfica dada por la práctica decae más rápido, esto se debe a los polos naturales que tiene el circuito que no se tuvieron en consideración y que los capacitores pueden variar su capacitancia con la frecuencia.

En el rango intermedio no hay diferencias significativas ya que lo único que varía en los gráficos son las frecuencias de corte.

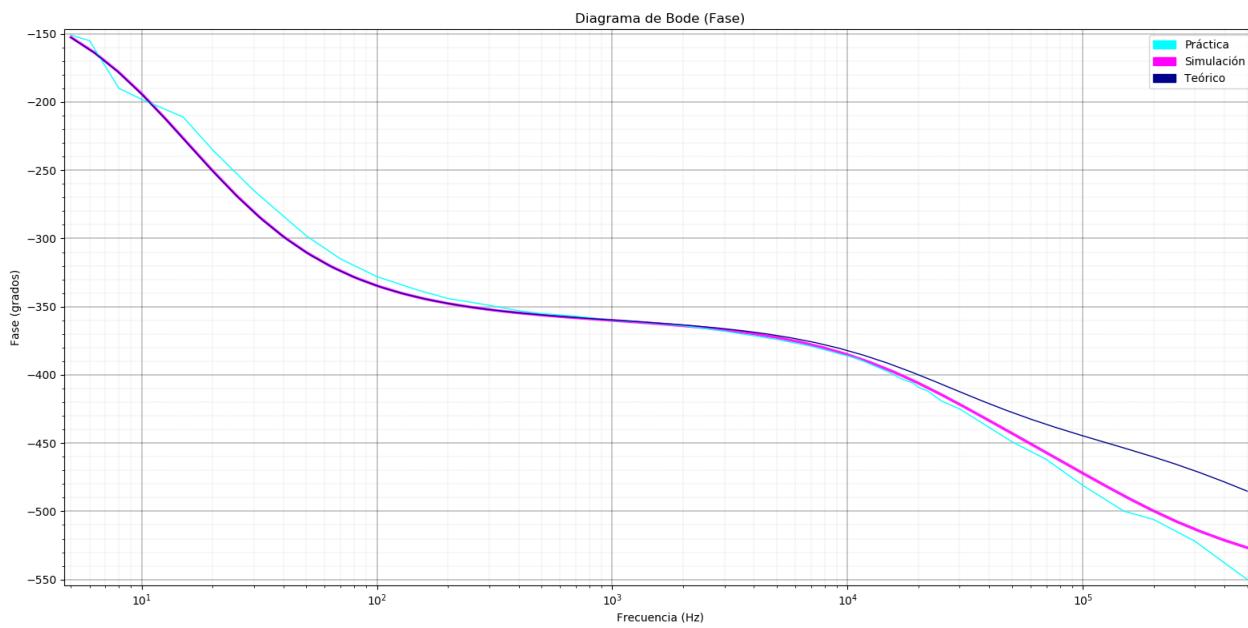


Figura 74: Diagrama de Bode (Fase) del pedal de distorsión

En la Figura 74 aparece de nuevo lo que se describió anteriormente, sobre las diferencias que se presentan entre las bajas y altas frecuencias en el diagrama de Bode.

También se realizó un análisis de montecarlo y esto fue lo que se obtuvo:

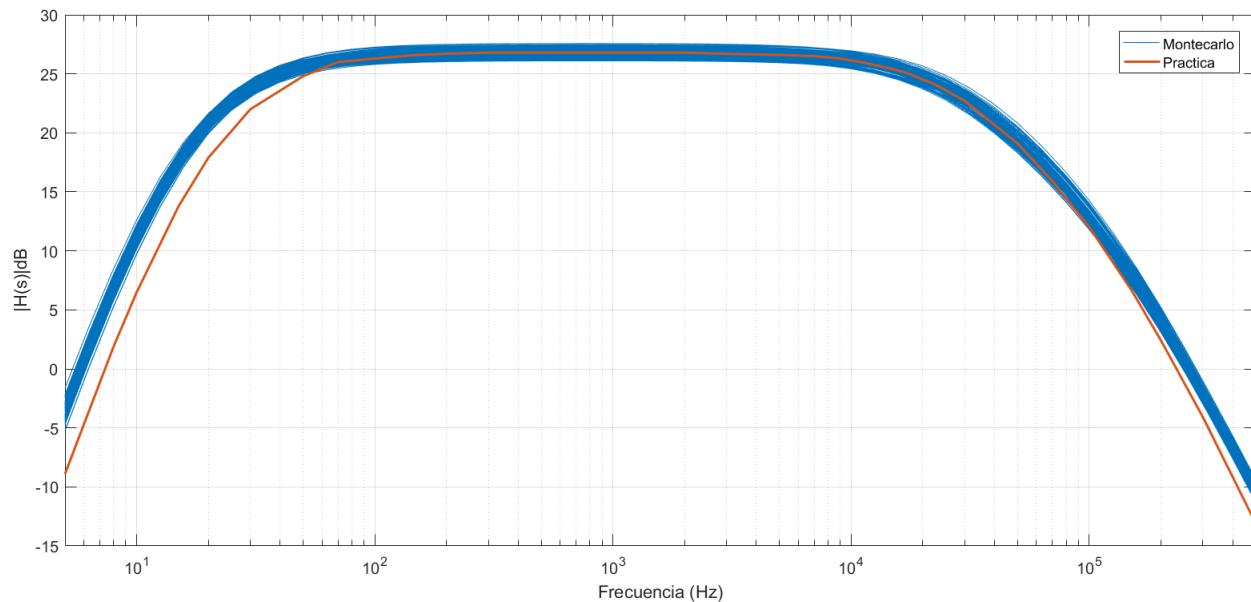


Figura 75: Diagrama de bode (módulo) del pedal de distorsión con análisis de montecarlo

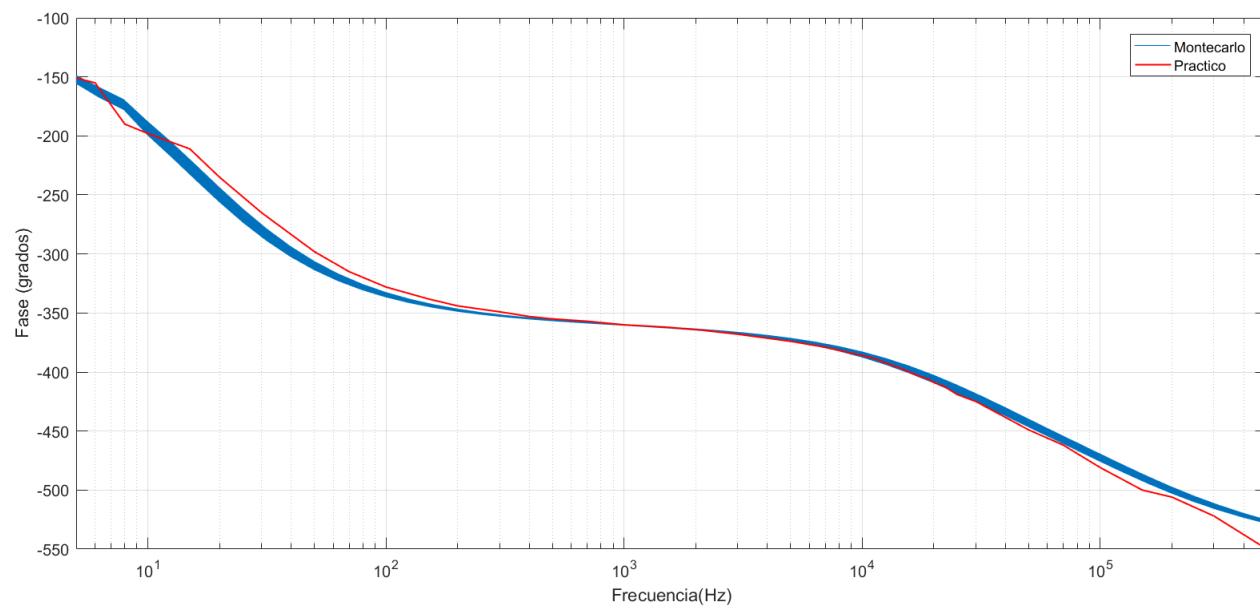


Figura 76: Diagrama de bode (fase) del pedal de distorsión con análisis de montecarlo

En las Figuras 75 y 76 se puede observar que si bien a bajas frecuencias la curva medida no está cubierta por el montecarlo, en la zona de frecuencias de la banda pasante si se cubre perfectamente, que es la zona de interés.

5.5. Efectos alineales

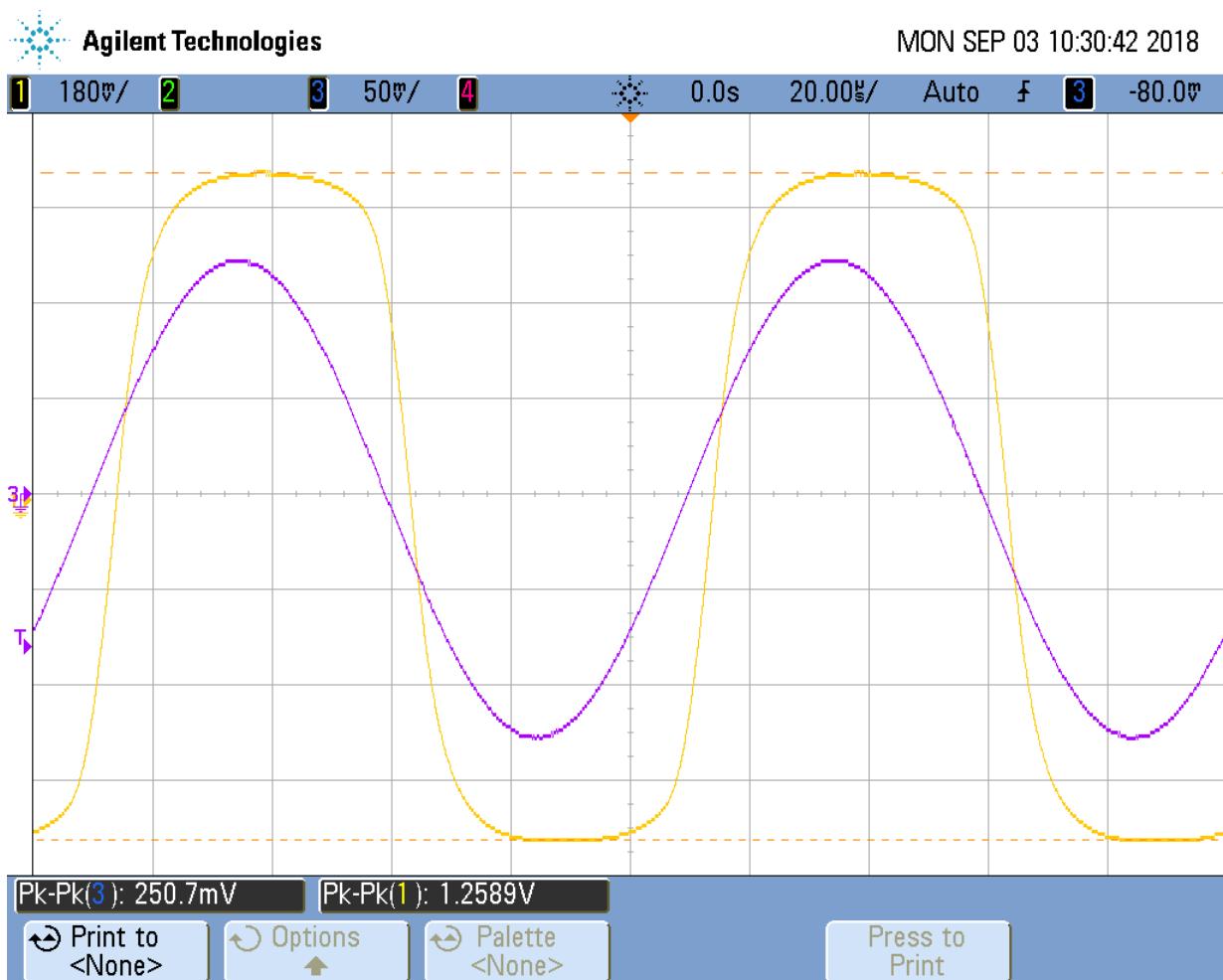


Figura 77: Efecto del pedal de distorsión con una señal de 250mVpp y frecuencia 10KHz

En la Figura 77 la señal representada con el color amarillo es la salida del pedal de distorsión con máximo volumen y la señal representada con color violeta es la entrada del pedal de distorsión. Se puede apreciar que la señal es amplificada y recortada pero no es un "corte" abrupto, esto se debe a que C_4 influye en la tensión sobre la resistencia ya que como es un capacitor, no puede cambiar su tensión abruptamente, generando ese "redondeo" que se ve en los picos de la señal de color amarillo. A este efecto se le llama soft-clipping ya que la pendiente de la señal no cambia abruptamente como en la Figura 71. El efecto más similar al visto en la Figura 71 se trata de hard-clipping el cual se vería presente si no estuviera el capacitor C_4 . En rigor, en el modelo del diodo real se encuentra un capacitor C_D puesto en paralelo pero como se dijo anteriormente, el tiempo de recuperación es muy bajo, haciéndolo despreciable frente al efecto que genera C_4 . Esto en otras palabras significa que $C_4 \gg C_D$ y como están en paralelo la asociación da prácticamente C_4 (ya que para el 1N4148 $C_D = 4\text{pf}$). Cuando el diodo logra recortar la señal podríamos pensar en la curva de carga y descarga de un capacitor. Ese mismo efecto es el que le da la suavidad a la señal en los picos.

5.6. Diseño en Altium Designer

5.6.1. Circuito esquemático

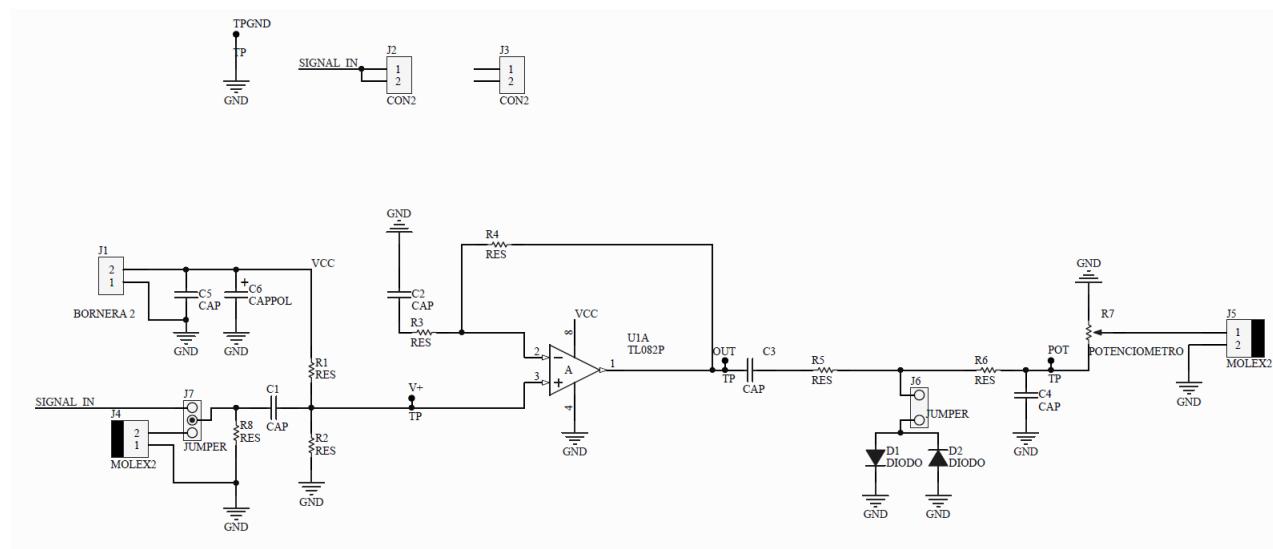


Figura 78: Circuito esquemático del pedal de distorsión en Altium Designer

El conjunto de TPGND, J2 y J3 en la Figura 78 emula el conector de audio mono ya que se dispone de un conector de audio estéreo hembra. El jumper J6 se puso de forma tal que se pueda medir el bode, recordando que el mismo describe componentes lineales y los diodos no lo son. El jumper J7 está para poder alternar si se inyecta una señal por medio de un conector de audio o por medio del conector molex J4.

5.6.2. Diseño PCB

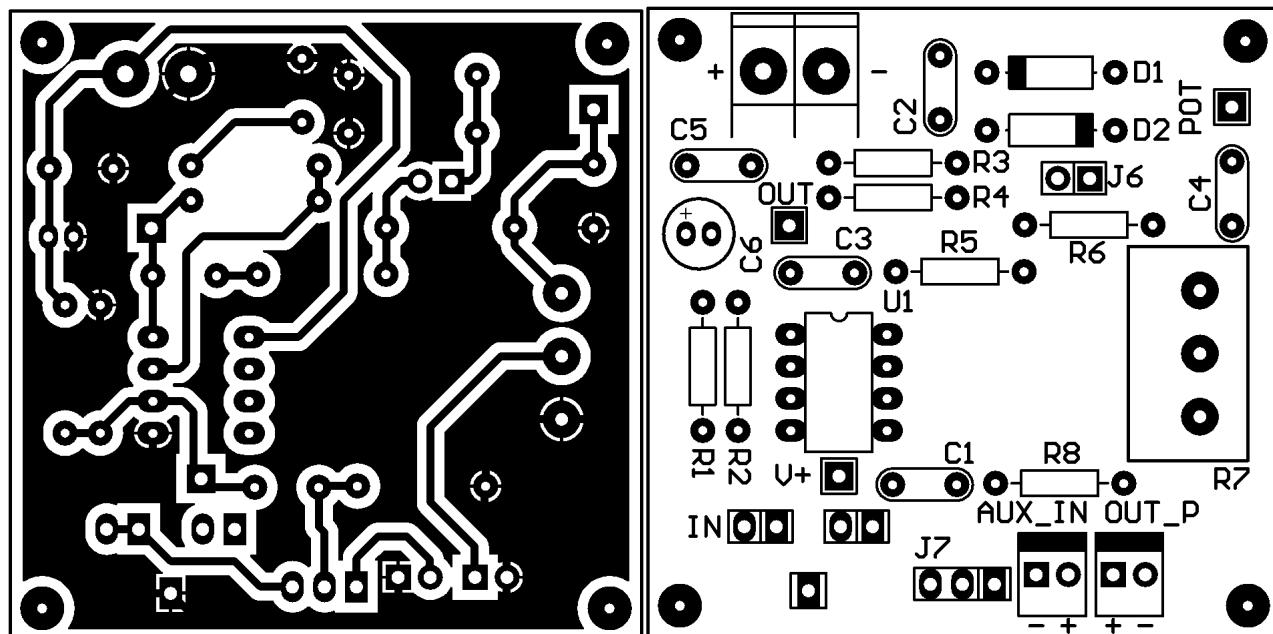


Figura 79: Diseño en Altium Designer : Bottom Layer y Top Overlay (con pads añadidos) respectivamente.

6. Circuito de Aplicación

6.1. Síntesis de Aplicación

En esta sección se presenta un circuito de adaptación para la señal de tensión de un sensor de temperatura, para valores de entre 35 y 45 grados celsius ($^{\circ}\text{C}$), de manera tal que la salida del circuito pueda ser utilizada por un sistema de adquisición de datos (como un conversor analógico/digital).

La implementación final se realizó en PCB en Altium, especificando también el método de calibración utilizado.

6.2. Esquema de diseño

El sensor de temperatura utilizado es un LM35, en encapsulado TO-92. De la hoja de datos del mismo (se incluye en el Anexo) se obtiene que la señal de salida varía linealmente a 10mV por $^{\circ}\text{C}$. Se alimenta con fuente simple por dos pines, y el tercero es la señal de salida. Se muestra en la siguiente figura el pinout correspondiente:

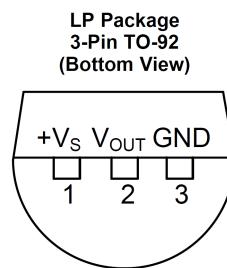


Figura 80: Pinout del LM35

Con esta consideración, se indica en el siguiente cuadro los valores correspondientes de tensiones de entrada y salida para el rango de temperaturas indicado.

Temperatura	V_{out} del sensor	V_{out} del circuito
35°C	0.35V	0V
45°C	0.45V	5V

Figura 81: Valores de tensión de entrada y salida

Teniendo en cuenta los valores anteriores, se propone el siguiente diseño en un esquema.

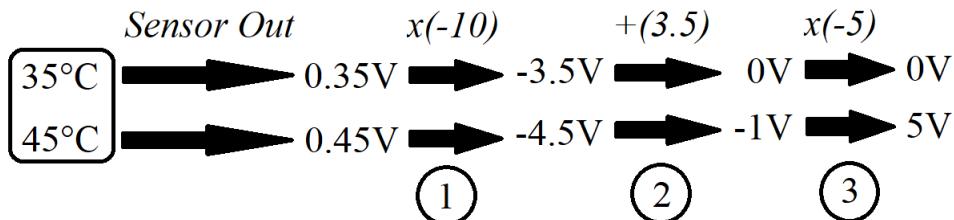


Figura 82: Esquema de diseño

6.3. Diseño del circuito

Para el circuito completo se utilizarán dos amplificadores operacionales: uno para las etapas 1 y 2, y el segundo para la etapa 3. Dado que se requieren dos operacionales, se utiliza el circuito integrado *TL082* porque posee, justamente, dos operacionales internos. Siguiendo el esquema propuesto, se lo alimentará con fuente partida de $\pm 12\text{V}$. Como se trabaja con corriente continua, se realiza el diseño considerando idealidad (es decir, $A_0 \rightarrow \infty$), pero se tendrán en cuenta las tensiones de offset, aclarándolo oportunamente.

Para las dos primeras etapas de adaptación, se propone un circuito restador:

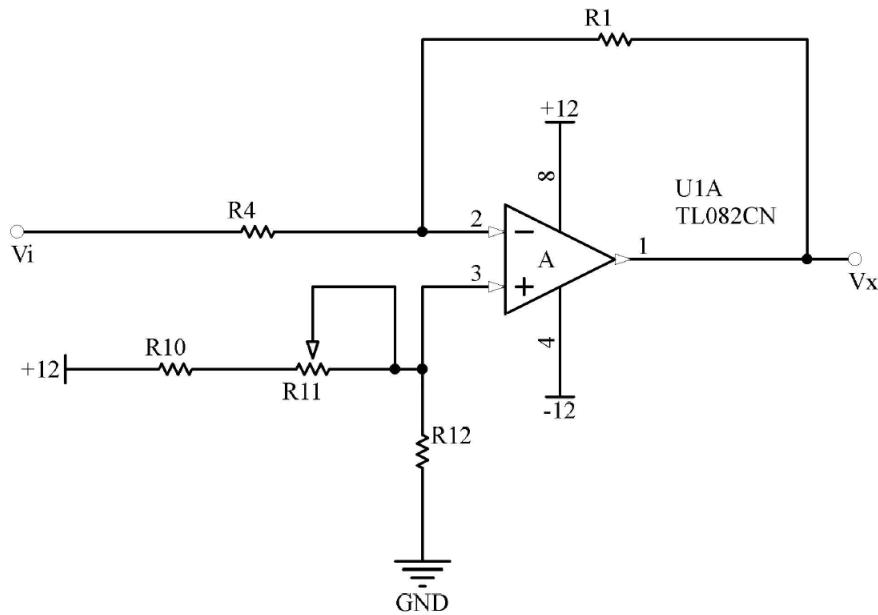


Figura 83: Etapas 1 y 2: Circuito restador

Para el circuito en cuestión, la tensión de salida V_{out} para la configuración propuesta es la siguiente:

$$V_x = 12V \frac{R_{12}}{R_{10} + R_{11} + R_{12}} \left(1 + \frac{R_1}{R_4}\right) - V_{in} \frac{R_1}{R_4}$$

Como la ganancia debe ser de (-10), se eligen primero los valores: $R_1 = 10K\Omega$ y $R_4 = 1K\Omega$. De esta manera queda definida la etapa 1.

La etapa 2 es el corrimiento de 3.5V. Habiendo definido R_1 y R_4 , queda:

$$12V \frac{R_{12}}{R_{10} + R_{11} + R_{12}} \left(1 + \frac{R_1}{R_4}\right) = 12V \frac{R_{12}}{R_{10} + R_{11} + R_{12}} 11 = 3,5V$$

$$\frac{R_{12}}{R_{10} + R_{11} + R_{12}} = \frac{7}{264}$$

Para asignar fácilmente un valor a R_{12} , se multiplica numerador y denominador por $\frac{10}{7}$, quedando:

$$\frac{R_{12}}{R_{10} + R_{11} + R_{12}} = \frac{10}{377,14}$$

Se elige entonces $R_{12} = 10K\Omega$. Por lo tanto queda que:

$$R_{10} + R_{11} = 367,14K\Omega$$

Dado que el valor no es exacto, el preset R_{11} permite ajustar la diferencia que surge al tener R_{10} fija. Tomando un valor inferior, se elije $R_{10} = 330K\Omega$, por lo que utilizando un preset de $50K\Omega$ se puede cubrir un rango alrededor del valor obtenido. Se define entonces $R_{11} = 50K\Omega$, que es un preset comercial (el método de calibración se especifica al final de la sección).

Esto permite además cubrir una posible diferencia en el corrimiento ideal buscado debido a la tensión de offset del operacional. No se buscó tener igual precisión en la ganancia de la etapa 1, dado que puede compensarse en la etapa 3, por ser también de amplificación.

Para la tercera etapa de adaptación, se propone un circuito amplificador inversor (compensando el signo negativo que trae V_x del circuito restador):

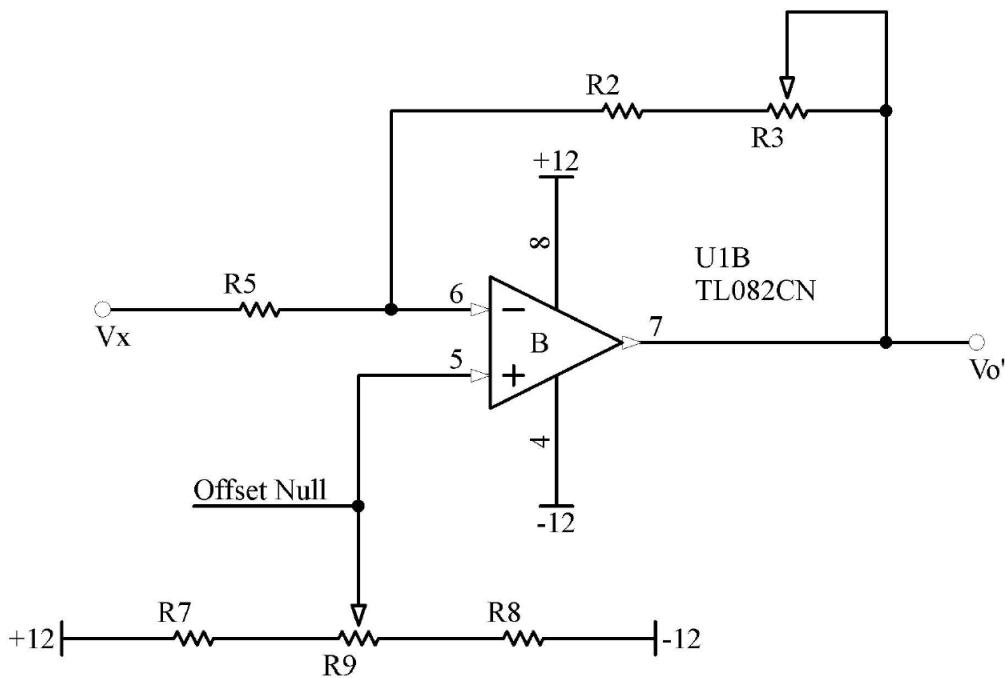


Figura 84: Etapa 3: Circuito amplificador inversor.

Para el circuito, la tensión de salida V_o' para la configuración propuesta es la siguiente:

$$V_o' = V_{Offset}(1 + \frac{R_2 + R_3}{R_5}) - V_x(\frac{R_2 + R_3}{R_5})$$

Dado que se busca ganancia de (-5) sobre V_x , se elige $R_5 = 1K\Omega$ y que la suma $R_2 + R_3 = 5K\Omega$ ajustable. Por lo que se toma entonces $R_2 = 3,9K\Omega$, es decir por debajo del valor mencionado, y se elije R_3 como un preset ajustable de $5K\Omega$.

Para definir los valores de R_7 , R_8 y el preset R_9 , se busca poder ajustar en un margen de aproximadamente $\pm 0,2V$, de forma tal de cubrir la posible tensión de offset para entrada $V_x = 0V$ del operacional.

Eligiendo un preset de $R_9 = 10K\Omega$, se toman las otras dos resistencias de valor 20 veces mayor. Definiendo $R_7 = R_8 = 220K\Omega$, se verifica a continuación si se obtiene un rango adecuado al propuesto, sino se corregirán los dos últimos valores de R_7 y R_8 (resulta más comodo y óptimo de tiempo suponer dichos valores con los criterios indicados y verificar luego, que despejarlos de la ecuación anterior, dado que se trata de un divisor resistivo). Suponiendo que todo R_9 está del lado de R_8 :

$$V_{Offset} = 12V((\frac{R_8 + R_9}{R_7 + R_8 + R_9}) - (\frac{R_7}{R_7 + R_8 + R_9}))$$

$$V_{Offset} = 12V(\frac{23}{45} - \frac{22}{45}) = 12V(\frac{1}{45}) = 0,27V$$

Lo cual efectivamente cubre el rango propuesto. Análogamente, si R_9 se encuentra totalmente del lado de R_7 , se obtendrá $V_{Offset} = -0,26V$. De esta manera se tiene un rango simétrico para poder compensar.

Por último, la salida V_o' debe poder limitarse por protección a un máximo de $6V$ y un mínimo de $-1V$. Para ello se propone el siguiente circuito implementando un diodo zener 1N4734, de $5,6V$ de tensión de ruptura inversa:

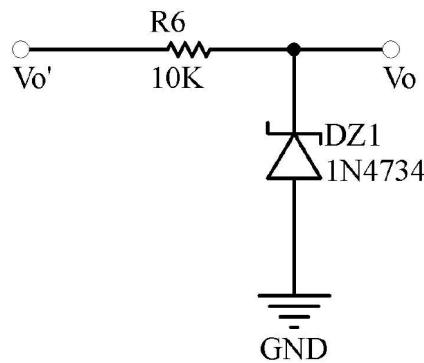


Figura 85: Etapa 3: Protección limitadora de tensión.

Donde R_6 funciona como limitación para la corriente sobre el diodo. Haciendo un análisis ideal, si $V'_o < -0,7V$, el diodo zener se comporta como un diodo normal en directa, por lo que conduce y fija la tensión V_o en aproximadamente $-0,7V$ una vez superado dicho umbral de conducción. Si por el otro extremo V'_o supera la tensión de ruptura del diodo en inversa, es decir en este caso $5,6V$, se produce el efecto zener y la tensión V_o se mantendrá en dicho valor por más que aumente V'_o . Para definir el valor de R_6 , se considera el peor caso, donde el operacional a la salida entregue $V'_o = 10,5V$ (debido al límite de saturación, puede entregar por hoja de datos hasta $\pm VCC - 1,5V$). Para no exigir demasiada corriente de salida al operacional, se considera que en dicha situación sea de $0,5mA$. Por lo tanto, se tiene que:

$$\frac{10,5V - 5,6V}{0,5mA} = 9,8K\Omega$$

Redondeando a un valor comercial (para menor corriente):

$$R_6 = 10K\Omega$$

Quedando así definida la etapa 3.

6.4. Simulación

En base al diseño propuesto, se simuló el circuito sin el diodo para verificar los rangos en los que quedan determinadas las curvas del DC sweep para tolerancia de resistencias al 5 %. El offset agregado por el divisor resistivo de R_{10} , R_{11} y R_{12} se reemplazó por una fuente constante, dado que el mismo es ajustable con el preset R_{11} . También considerando que el divisor resistivo para Offset Null es ajustable, se conectó la pata no inversora del segundo operacional a GND. Con estas consideraciones, se realizó un análisis de montecarlo haciendo variar la señal de entrada proveniente del sensor en el rango trabajado, de 35° a 45° (es decir, de $0,35V$ a $0,45V$).

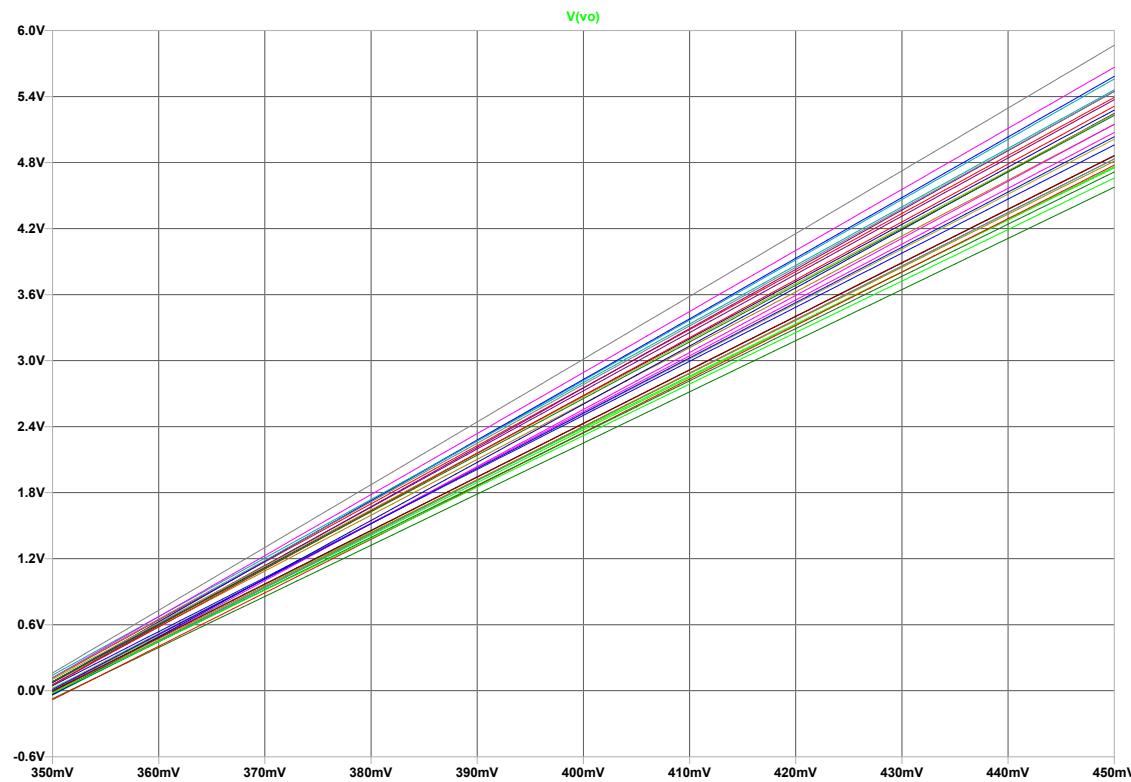


Figura 86: Análisis de montecarlo del DC sweep trabajado.

En base a los resultados obtenidos, se observa que el análisis cubre el intervalo de tensiones de salida buscadas, por lo que es posible realizar el ajuste con los presets para centrar la curva de salida.

Notar que para los valores de señal de entrada más altos, la desviación de las curvas es mayor. Esto se debe a las variaciones en los valores de las resistencias que regulan las ganancias de las tres etapas, debido a la tolerancia: como ambos operacionales proveen una ganancia mayor a 1, si la tensión de salida del primer operacional posee un corrimiento respecto al valor esperado, en el segundo operacional el error cometido se multiplicará nuevamente.

6.5. Diseño en PCB

Para la implementación en PCB, el esquemático completo se muestra a continuación (se incluye el proyecto de Altium aparte).

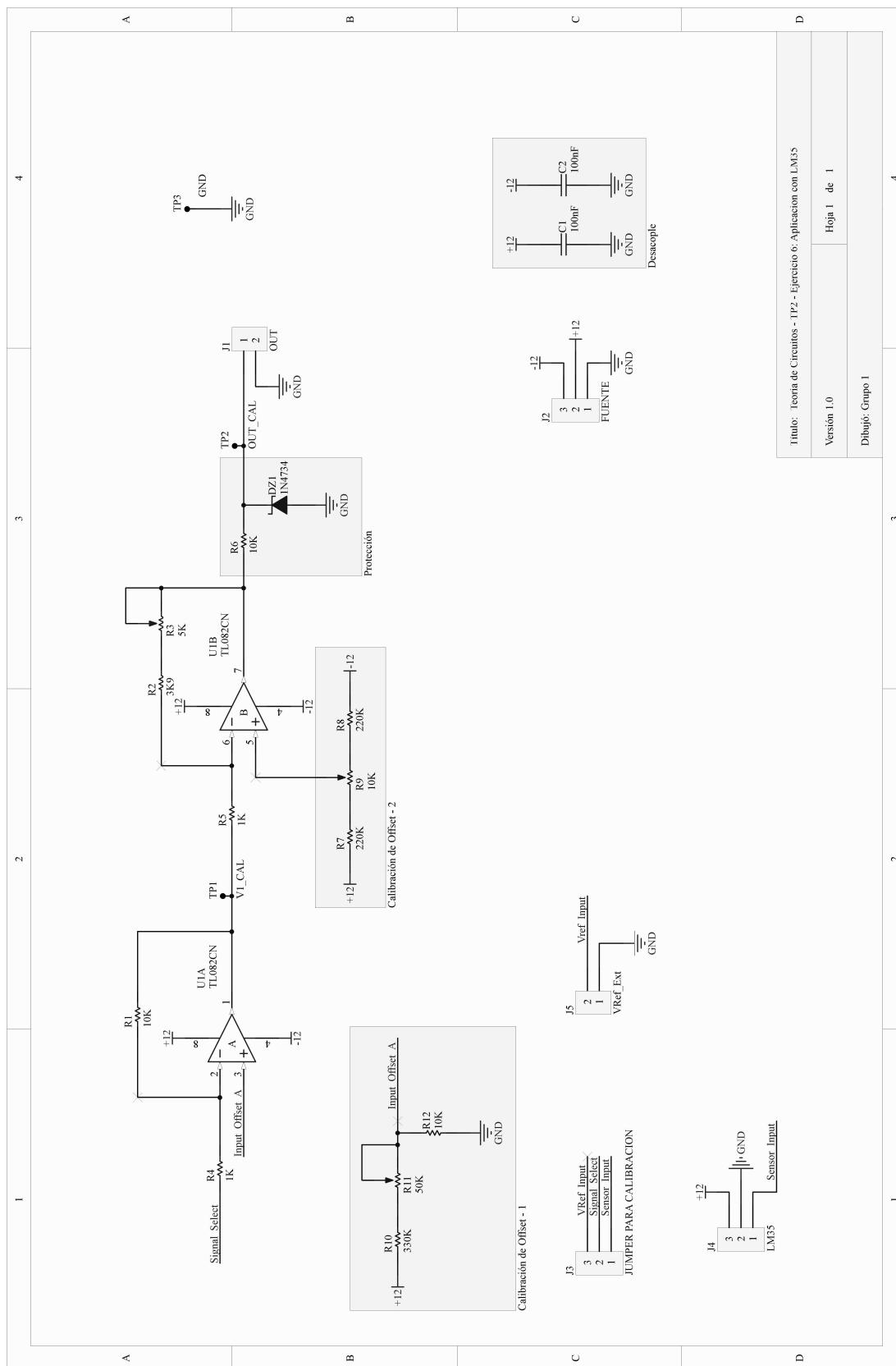


Figura 87: Esquemático completo del circuito.

Se tuvo en cuenta realizar los siguientes agregados:

- J1: Conector de pines de señal de salida adaptada
- J2: Bornera de conexión de alimentación general
- J3: Jumper para seleccionar entre la señal de entrada del sensor o de calibración
- J4: Conector de pines para sensor de temperatura
- J5: Conector de pines para entrada de señal de calibración
- Capacitores C_1 y C_2 de desacople: proporcionan la tensión necesaria por si el operacional solicita picos altos de corriente de alimentación

A continuación se muestra el diseño final del PCB (lado cobre y componentes, se incluye además en el proyecto de Altium).

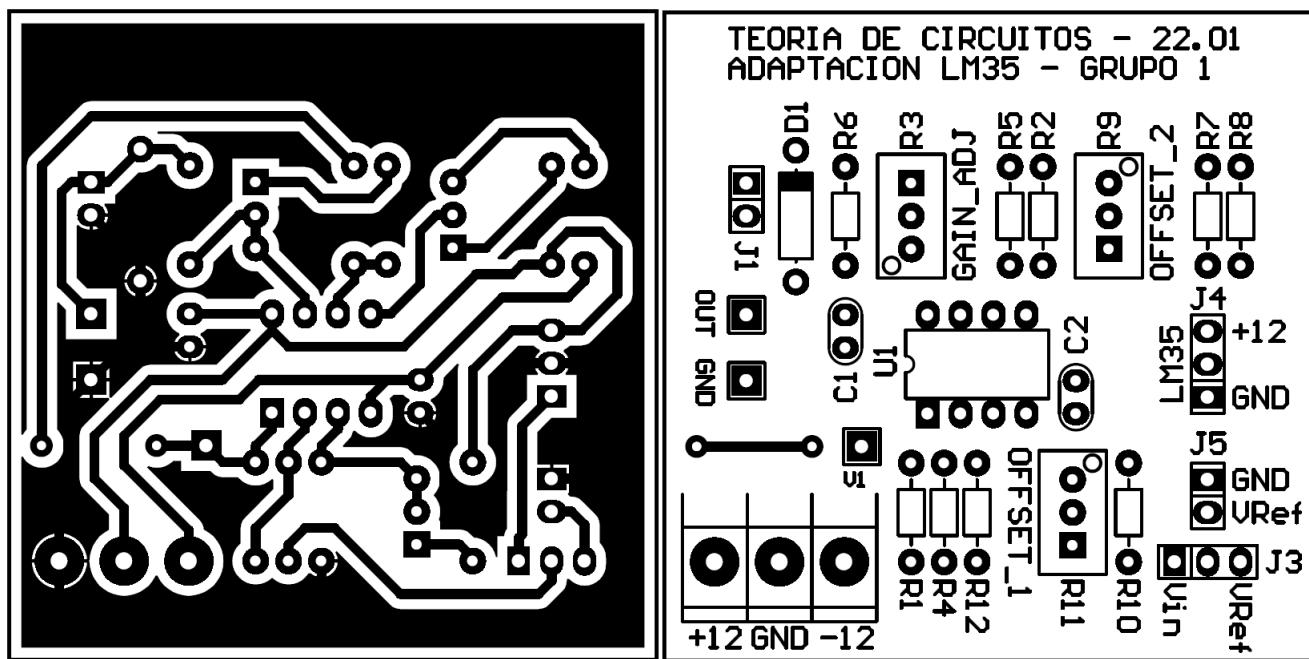


Figura 88: PCB implementación final. A la izquierda el lado cobre (bottom), y a la derecha el lado componentes (top).

6.6. Calibración del dispositivo

Para calibrar el dispositivo, se requiere de un destornillador perillero plano, una fuente de alimentación de $\pm 12V$ y una regulable, y un tester.

1. Colocar el jumper de selección de señal en V_{Ref} (J3).
2. Girar el preset GAIN _ADJ en sentido antihorario, hasta llegar al extremo (cuando esto ocurre se comienza a producir un sonido de «click» por cada vuelta extra).
3. Conectar la fuente de alimentación de $\pm 12V$ en la bornera, como se indica en el impreso.
4. Setear la fuente regulable en $0,35V$ y conectar en J5 como se indica en el impreso.
5. Medir con el tester entre los tests points V1 y GND, con escala de $2V$, y ajustar el preset OFFSET _1 hasta tener una lectura de $0V$, con un margen de error de entre $0V$ y $-50mV$.

6. Medir ahora entre los tests points *OUT* y *GND*, y ajustar el preset *OFFSET_2* hasta tener una lectura de $0V$, con un margen de error de $\pm 10mV$.
7. Setear la fuente regulable en $0,45V$, medir con el tester entre los tests points *OUT* y *GND*, y ajustar el preset *GAIN_ADJ* hasta que la lectura sea de $5V$, con un margen de error de $\pm 10mV$.
8. Setear la fuente regulable en $0,4V$, y medir con el tester entre los tests points *OUT* y *GND* para verificar que la lectura sea de $(2,5 \pm 0,1)V$.

Para utilizar el dispositivo, desconectar la fuente regulada, colocar el jumper de selección de señal en V_{in} (J3), y en el conector *LM35* conectar el sensor en cuestión cuidando que el cable rojo coincida con la indicación impresa de $+12V$.