

Índice general

1. Amplificadores operacionales	4
1.1. Introducción	4
1.1.1. Circuito 1	4
1.1.2. Circuito 2	6
1.1.3. Circuito 3	7
1.2. Mediciones	9
1.3. Impedancia de Entrada	10
1.4. Conclusiones	11
2. Amplificador Inversor - TL081	12
2.1. Circuito eléctrico	12
2.2. Ecuaciones	12
2.3. Slew Rate	13
2.3.1. Medición	14
2.3.2. Condición	14
2.4. Implementación	15
2.5. Clipping	17
2.5.1. Hard clipping	17
2.5.2. Soft clipping	18
2.6. Respuesta en frecuencia	19
2.6.1. Unity Gain Bandwidth	20
2.6.2. Gain Bandwidth Product	21
2.7. Conclusiones	22
3. Amplificador Inversor - LM324	23
3.1. Crossover Distortion	23
3.1.1. Solución propuesta	24
3.1.2. Efectos secundarios	26
3.2. Respuesta en frecuencia	27
3.3. Conclusiones	30
4. Polo dominante	31
4.1. Introducción	31
4.2. Compensación interna	31
4.3. Compensación externa	32
4.4. Implementación	33
4.5. Linealidad	36
4.6. Conclusiones	37

5. Tensión de Offset	38
5.1. Corrientes de Bias	38
5.2. Tensión de Offset	38
5.3. Compensación	39
5.4. Modelización	40
5.5. Consideraciones	40
5.6. Análisis	40
5.7. Conclusiones	41
6. Derivador	42
6.1. Circuito	42
6.2. Ecuaciones	43
6.3. Implementación	43
6.4. Solución propuesta	47
6.5. Conclusiones	49
7. Integrador	50
7.1. Circuito	50
7.2. Ecuaciones	50
7.3. Respuesta en frecuencia	51
7.4. Limitaciones de baja frecuencia	52
7.5. Resistencia de feedback	53
7.6. Ganancia	53
7.7. Implementación	54
7.8. Impedancia de entrada	56
7.9. Conclusiones	57
8. Preamplificador de audio	58
8.1. Micrófonos	58
8.1.1. Micrófonos Electret	58
8.2. Circuito	59
8.3. Implementación	60
8.3.1. Test Points	61
8.3.2. Tensión de entrada	61
8.3.3. Amplificadores operacionales	62
8.3.4. Ganancia	62
8.4. Velocidad del sonido	66
8.5. Conclusiones	68
Bibliografía	68

Introducción

El objetivo de este informe es presentar a los amplificadores operacionales y sus características más básicas.

A lo largo de este escrito se irán abordando algunas de las aplicaciones que pueden tener los Op-Amp¹ y en la medida que se necesiten mencionar características de los mismos se las irá desarrollando en cada capítulo; con el fin de que en líneas generales cada uno añada alguna propiedad de los Op-Amp, o de algunos modelos en particular (por ejemplo Slew Rate, Tensión de Offset, Crossover Distortion, LM324, etc). En la medida que se vaya progresando con la lectura, se recurrirá constantemente a temas presentados en capítulos anteriores por lo que se hará uso y abuso de las referencias tanto a figuras, como a ecuaciones e incluso a secciones enteras.

Con el fin de simplificar las ilustraciones, en cada circuito eléctrico que se haga referencia a un nivel de tensión (por ejemplo V_{in} o V_{out}) estos siempre serán consideradas respecto el nivel de masa, salvo que se haga mención especial o indique lo contrario.

Por otro lado, en un abuso de la nomenclatura y siendo exclusivamente detalles semánticos, en este documento el lector encontrará referencias indistintamente tanto a:

- Resistores como a resistencias, a pesar que uno hace referencia al componente físico y otro al valor de dicho componente.
- Amplificadores operacionales, Op-Amp y circuitos integrados, por más que formalmente un circuito integrado no es un amplificador operacional.
- Capacitores y condensadores.
- Bobinas e inductores.

¹Op-Amp: Abreviación de amplificador operacional, en inglés.

Capítulo 1

Amplificadores operacionales

1.1. Introducción

El amplificador operacional es un dispositivo electrónico cuya característica principal es amplificar la diferencia entre sus entradas, V^- denominada inversora y V^+ denominada no inversora. La ecuación 1.1.1 define la salida V_{out} de un amplificador operacional:

$$V_{out} = A_{vol} \cdot (V^+ - V^-) \quad (1.1.1)$$

Donde A_{vol} es la *Ganancia de tensión en lazo abierto* y tipicamente adopta valores superiores a 10^6 , por ello en ciertas aplicaciones se lo puede considerar infinito. Se observa que de considerar el orden de magnitud de A_{vol} y la ecuación 1.1.1, la diferencia de entre las entradas debe ser lo suficientemente pequeña para provocar un resultado finito y físicamente realizable.

Otra característica de estos amplificadores es su impedancia de entrada Z_{in} , y la de salida Z_{out} que varían dependiendo del modelo y deben ser medidas para cada aplicación. No obstante, así como se consideró la infinitud de A_{vol} en una primera aproximación, también se las puede considerar como ∞ y 0, respectivamente.

Ya presentados los amplificadores operacionales y con el fin de estudiar las aplicaciones de estos, como su dependencia con A_{vol} por ejemplo, se analizan circuitos en distintas configuraciones:

1.1.1. Circuito 1

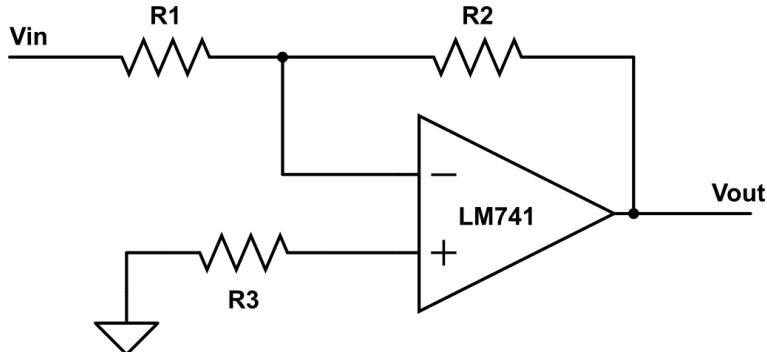


Figura 1.1.1: Circuito inversor.

En una primera aproximación se puede considerar a los amplificadores operacionales con ganancia $Z_{in} \rightarrow \infty$ entonces por el resistor R_3 no circulará corriente (su función se explica en el capítulo 5) y entre las entradas del operacional los potenciales serán iguales entre sí e idénticamente nulos (0V).

De esta manera toda la corriente que circula por R_1 , también circula por R_2 y planteando la ecuación del nodo se obtiene:

$$\frac{V_{in}}{R_1} = -\frac{V_{out}}{R_2}$$

Recurriendo a la ecuación 1.1.1 y sabiendo:

$$V^+ = 0V \quad \frac{V_{in} - V^-}{R_1} = -\frac{V_{out} - V^-}{R_2}$$

se llega a la expresión 1.1.2:

$$G(A_{vol}) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{A_{vol}} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \right) \quad (1.1.2)$$

Donde se destaca que cuando A_{vol} aumenta indefinidamente la expresión se reduce a la ecuación 1.1.3:

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

$$G_\infty = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (1.1.3)$$

Por lo tanto, para los cálculos teóricos el módulo de la transferencia de tensión (relación entre la salida y la entrada) será $\frac{R_2}{R_1}$ y la fase 180° .

Se destaca que debido al orden de magnitud de A_{vol} , la ecuación 1.1.2 se reduce a 1.1.3 y entonces la consideración de idealidad del operacional no produce errores significables en el análisis del circuito.

Para profundizar el análisis del circuito se considera la dependencia de A_{vol} con la frecuencia, la cual es de la forma: $A_{vol}(S) = \frac{A_{vol}(\omega=0)}{1 + \frac{S}{\omega_p}}$, donde $A_{vol}(\omega = 0)$ es el valor del A_{vol} en continua y ω_p es la frecuencia del polo dominante (esta característica se explica en el capítulo 4). Se puede llegar a una expresión para la ganancia en función de la frecuencia:

$$G(S) = -\frac{G_0}{1 + \frac{S}{\frac{\omega_B}{G_0} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}}} \quad (1.1.4)$$

Donde:

ω_B es el ancho de banda del operacional y cumple que $\omega_B = A_{vol}(\omega = 0) \cdot \omega_p$

$G_0 = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{A_{vol}(\omega=0)} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \right)$, es decir la ganancia del sistema a frecuencia cero.

1.1.2. Circuito 2

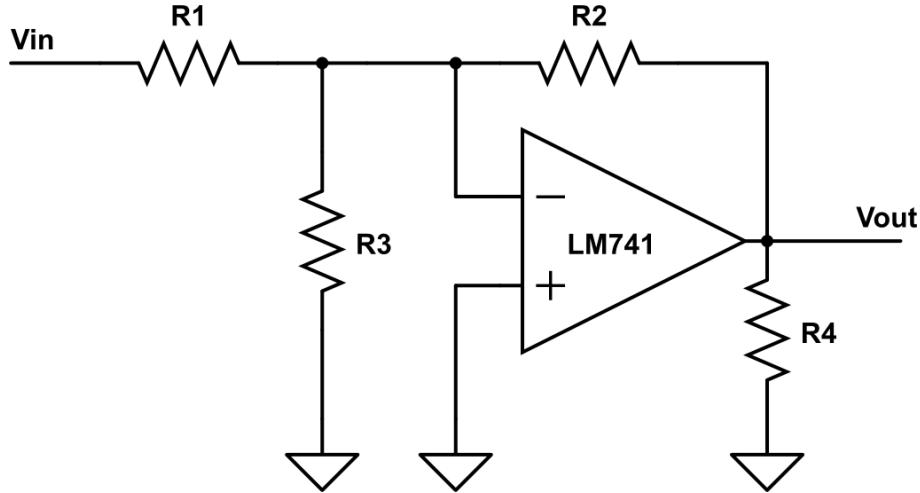


Figura 1.1.2: Circuito inversor modificado.

Considerando nuevamente la idealidad del amplificador operacional, la diferencia de potencial en la resistencia R_3 es de 0V y toda la corriente que circula por R_1 circula también por R_2 :

$$\frac{V_{in}}{R_1} = -\frac{V_{out}}{R_2}$$

$$G_\infty = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (1.1.5)$$

Por lo tanto la transferencia es igual a la del circuito 1, es decir que el módulo teórico de la transferencia será $\frac{R_2}{R_1}$ y la fase teórica 180° a pesar del divisor resistivo en la entrada inversora. Sin embargo, la independencia con R_3 se debe a la consideración de idealidad del operacional por lo tanto se procede con un análisis de A_{vol} finito para comparar los resultados:

$$V_{out} = A_{vol} \cdot (V^+ - V^-) \quad V^+ = 0V \quad \frac{V_{in} - V^-}{R_1} = -\frac{V_{out} - V^-}{R_2} + \frac{V^-}{R_3}$$

$$G(A_{vol}) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{A_{vol}} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_3} \right)} \right) \quad (1.1.6)$$

Difícilmente $\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_3} \right)$ tenga el mismo orden de magnitud que la ganancia de lazo abierto por lo tanto es de esperar que el comportamiento real del circuito sea prácticamente el ideal y así la consideración $A_{vol} \rightarrow \infty$ sea una aproximación válida.

Matemáticamente la ecuación 1.1.6 se reduce a:

$$\lim_{A_{vol} \rightarrow \infty} G(A_{vol}) = -\frac{R_2}{R_1} \quad (1.1.7)$$

En este caso, considerando el polo dominante, $A_{vol}(S) = \frac{A_{vol}(\omega_0)}{1 + \frac{S}{\omega_P}}$, la ganancia en función de la frecuencia es de la forma:

$$G(S) = -\frac{G_0}{1 + \frac{\frac{\omega_B}{G_0} \cdot \frac{R_2 \cdot R_3}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3}}{S}} \quad (1.1.8)$$

Donde:

ω_B es el ancho de banda del operacional.

G_0 es la ganancia del sistema a frecuencia cero.

1.1.3. Circuito 3

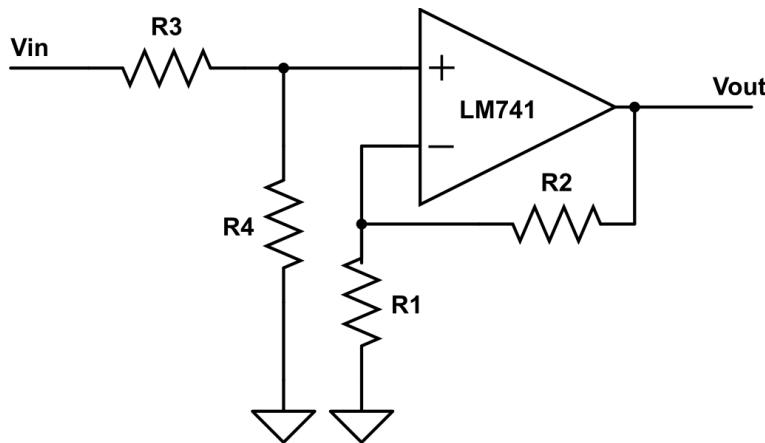


Figura 1.1.3: Circuito no inversor con divisor resistivo a la entrada.

Este caso es levemente diferente a los anteriores ya que si bien no circulará corriente por las entradas del operacional y sus tensiones son iguales, las tensiones no son cero.

El potencial respecto masa de la entrada inversora es:

$$V^+ = V_{in} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

Usando este dato y sabiendo que las corrientes que atraviesan los resistores R_1 y R_2 son iguales se obtiene que en la entrada no inversor el potencial es:

$$V^- = V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

De las ecuaciones anteriores se obtiene:

$$G_\infty = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_1 \cdot R_4 + R_2 \cdot R_4}{R_1 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_4} \quad (1.1.9)$$

Es decir que para los cálculos teóricos, el módulo de la transferencia es $\frac{R_1 \cdot R_4 + R_2 \cdot R_4}{R_1 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_4}$ y la fase es nula.

Para el caso de A_{vol} finito:

$$V_{out} = A_{vol} \cdot (V^+ - V^-) \quad V^+ = V_{in} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad V^- = V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$G(A_{vol}) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_1 \cdot R_4 + R_2 \cdot R_4}{R_1 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_4} \cdot \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{A_{vol}} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \right) \quad (1.1.10)$$

Donde una vez más, se puede reducir a la expresión para el operacional ideal cuando A_{vol} crece indefinidamente:

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

Se puede mencionar que $\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$ será al menos 2 ordenes de magnitud inferior a la ganancia de lazo abierto, por lo tanto la aproximación $A_{vol} \rightarrow \infty$ es una consideración válida.

En este otro caso la ganancia en función de la frecuencia quedaría de la forma:

$$G(S) = -\frac{G_0}{1 + \frac{\frac{\omega_B}{G_0} \cdot \frac{R_1 \cdot R_4 + R_2 \cdot R_4}{R_1 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_4} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}}{S}} \quad (1.1.11)$$

Donde:

ω_B es el ancho de banda del operacional.

G_0 es la ganancia del sistema a frecuencia cero.

1.2. Mediciones

Implementando los circuitos con el amplificador operacional LM741 (A_{vol} típico de $2 \cdot 10^6$), alimentado con $V_{CC} = \pm 15V$, a una frecuencia constante de 2800 Hz y con una señal senoidal de 2100 mVpp en la entrada, se obtienen los siguientes resultados:

Circuito/Caso	Ganancia ideal [dB]	Ganancia medida [dB]	Error	Fase [°]
1/1	20,0	$19,8 \pm 0,1$	1 %	178 ± 2
1/2	0,0	$0,0 \pm 0,1$	1 %	179 ± 2
1/3	-20,0	$-19,8 \pm 0,1$	1 %	178 ± 2
2/1	20,0	$20,1 \pm 0,1$	1 %	175 ± 2
2/2	0,0	$0,0 \pm 0,1$	1 %	180 ± 2
2/3	-20,0	$-19,7 \pm 0,1$	2 %	181 ± 2
3/1	14,8	$14,6 \pm 0,1$	2 %	-1 ± 2
3/2	0,0	$0,0 \pm 0,1$	1 %	-2 ± 2
3/3	-20,0	$-19,7 \pm 0,1$	2 %	1 ± 2

Cuadro 1.1: Mediciones de ganancia en los circuitos presentados.

Referencias:

- Caso 1: $R_1 = R_3 = 3,9k\Omega$, $R_2 = 39k\Omega$ y $R_4 = 3,9K\Omega$
- Caso 2: $R_1 = R_3 = 3,9k\Omega$, $R_2 = 3,9k\Omega$ y $R_4 = 3,9K\Omega$
- Caso 3: $R_1 = R_3 = 39k\Omega$, $R_2 = 3,9k\Omega$ y $R_4 = 3,9K\Omega$

De los resultados que fueron mensurados y presentados en la tabla; no se observan importantes discrepancias entre la ganancia teórica y la medida por lo tanto se concluye que puede considerarse la aproximación de $A_{vol} \rightarrow \infty$, siendo A_{vol} la ganancia de lazo abierto del amplificador operacional. Las pequeñas discrepancias se deben principalmente a la inexactitud de las resistencias con respecto al valor nominal, ya que se utilizaron resistencias con una tolerancia del 5 %; si se midiera con un analizador de impedancias el valor exacto de las resistencias empleadas y se usaran dichos valores para los cálculos, la diferencia entre lo obtenido teóricamente y analíticamente sería menor.

Además, de las ecuaciones se observa que el valor de G puede aproximarse por el de G_0 , siempre que $A_{vol} \gg 1 + \frac{R_2}{R_1}$ para el caso de los circuitos 1 y 3 , y que $A_{vol} \gg 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_3}$ en el circuito 2.

1.3. Impedancia de Entrada

Para los análisis anteriores se consideró para el operacional $Z_{in} \rightarrow \infty$ para cualquier configuración de los amplificadores. En esta sección se analizará la validez de esa consideración. Para ello se comienza definiendo el concepto de impedancia de entrada.

La impedancia de entrada (Z_{in}) de un circuito eléctrico es la impedancia equivalente vista por un generador (sea de tensión o de corriente) conectado al circuito.

Tanto para los generadores de tensión como para los de corriente la impedancia de entrada se determina como el cociente entre la tensión aplicada por dicho generador V_i , y la corriente que este le suministra al circuito, I_i .

Se prosigue a analizar la impedancia de entrada para los circuitos presentados en la sección anterior, todos para el tercer caso de resistencias. El método empleado es el siguiente:

Se conectó una resistencia de prueba R (de valor medido con la mayor exactitud posible) en serie con el circuito y se aplicó una tensión también conocida con la mayor exactitud posible, de modo tal que midiendo la caída de tensión con un téster de torre sobre el circuito y planteando las ecuaciones del divisor resistivo fue posible determinar la impedancia de entrada (Z_{in}) del circuito.

Vale destacar, que el valor de la resistencia de prueba debe ser próximo al de Z_{in} , con el fin de lograr una medición de mayor precisión. Para el caso, en función de lo estimado teóricamente para Z_{in} , se utilizó una resistencia de $39k\Omega \pm 5\%$.

Analíticamente se llega a que R y Z_{in} forman un divisor resistivo, por lo tanto:

$$V_z = V_{in} \cdot \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R}$$

Despejando Z_{in} se obtiene la siguiente relación:

$$Z_{in} = R \cdot \frac{V_z}{V_{in} - V_z} \quad (1.3.1)$$

En el caso del circuito 1, no circula corriente por las entradas del amplificador operacional ni por el resistor R_3 . También dado que la tensión en las entradas es 0V, entonces la impedancia de entrada es la resistencia R_1 :

$$Z_{in} = \frac{V_i}{I_i} = R_1 \quad (1.3.2)$$

Igual que en caso anterior, para el circuito 2, el potencial en las entradas del operacional es 0V, es decir, no circulará corriente por el resistor R_3 . Por lo tanto se llega a la misma expresión que para el caso anterior:

$$Z_{in} = \frac{V_i}{I_i} = R_1 \quad (1.3.3)$$

Finalmente, en el circuito 3, dado que no circula corriente por las entradas del amplificador, debido a su gran impedancia de entrada, la Z_{in} está compuesta por los resistores R_3 y al paralelo entre R_1 y R_4 , en fórmulas:

$$Z_{in} = \frac{V_i}{I_i} = R_3 + R_4 \quad (1.3.4)$$

Midiendo el valor de las resistencias con el analizador de impedancias y comparando los resultados se obtienen los mismos con un error aceptable del 2%.

Las impedancias de entrada medidas para el caso 3 se detallan en la siguiente tabla:

Círcuito	Impedancia de entrada ideal	Impedancia de entrada medida
1	$39k\Omega$	$(38 \pm 2)k\Omega$
2	$39k\Omega$	$(39 \pm 2)k\Omega$
3	$42,9k\Omega$	$(43 \pm 2)k\Omega$

Cuadro 1.2: Impedancias de entrada.

De estos resultados se observa que la consideración de idealidad del operacional no afectó la medición de este parámetro por lo tanto se valida la consideración $A_{vol} \rightarrow \infty$ y $Z_{in}(OPAMP) \rightarrow \infty$ ya que particularmente el no considerar la finitud de estas magnitudes produjo resultados coincidentes con los ideales con un error menor al 2,6 % según se observa en el cuadro anterior.

1.4. Conclusiones

Se destaca que para analizar el comportamiento de los amplificadores operacionales se los puede independizar del valor finito de A_{vol} y de sus variaciones respecto al valor típico ya que según las mediciones detalladas en el cuadro 1.1 se observa que los errores entre el modelo ideal, tomando como válida la aproximación $A_{vol} \rightarrow \infty$ y los resultados experimentales discrepan apenas en un 2 % en el peor de los casos, y este error es del orden de las incertidumbres en las resistencias empleadas.

Para el circuito 1 se puede mencionar que el amplificador operacional está conectado en configuración inversora, por lo tanto, sin tener en cuenta la aproximación de polo dominante (que se explica en el capítulo 4), la fase de la señal de salida siempre diferirá de la fase de la señal de entrada en 180° . También es importante destacar que el módulo de la trasferencia del sistema, es decir, la ganancia de tensión, puede tomar, en principio, cualquier valor real positivo siempre que no se supere el nivel de saturación impuesto por características constructivas del operacional. La última particularidad de este circuito que merece ser mencionada es la función que cumple la resistencia R_3 . La cuál reduce la tensión de offset en la salida del operacional (para mayor información, véase capítulo 5).

En el caso del circuito 2, se puede concluir debido a las ecuaciones 1.1.6 y 1.1.7, que si el amplificador operacional se considera ideal entonces este circuito se comporta de manera idéntica al circuito 1 (la ganancia de tensión responde a la misma ecuación y lo mismo ocurre con la fase). La resistencia R_4 conectada a la salida del amplificador tiene como único fin reducir la impedancia de salida ya que está en paralelo con el circuito, provocando un consumo constante de corriente porque actúa como una carga fantasma.

Finalmente, para el circuito 3; se tiene un amplificador operacional en configuración no inversora con un divisor resistivo en la entrada, es decir, que la ganancia de tensión podrá ser menor de 0 dB (hecho que no ocurre con un circuito no inversor sin el divisor resistivo). Respecto a la fase, las señales de entrada y salida no estarán desfasadas.

Una aplicación interesante del divisor resistivo en la entrada no inversora del amplificador consiste en realizar atenuaciones con esta configuración (que de por sí sola no admite ganancias menores a 0dB). Esto se consigue ya que la atenuación en el divisor resistivo formado por R_3 y R_4 puede atenuar más la señal que la amplificación que pueda recibir del amplificador no inversor y por ende, las dos etapas en conjunto pueden tener una ganancia que admita atenuaciones, es decir, una transferencia menor a 0dB.

Capítulo 2

Amplificador Inversor - TL081

2.1. Circuito eléctrico

Una de las conexiones posibles del amplificador operacional es el modo inversor, el cuál se implementará (circuito figura 2.1.1) con un circuito integrado TL081 de Texas Instruments.

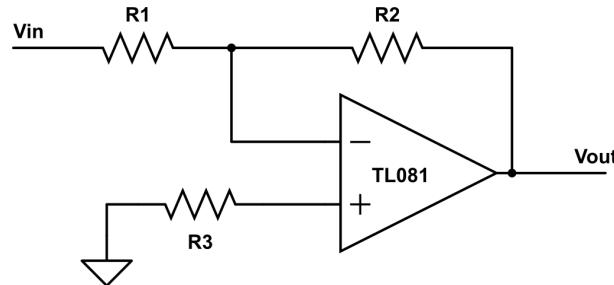


Figura 2.1.1: Amplificador operacional en modo inversor.

2.2. Ecuaciones

La ecuación de la ganancia de un amplificador operacional es la siguiente:

$$V_{out} = A_{vol}(V_+ - V_-) \quad (2.2.1)$$

De donde V_+ y V_- son los potenciales de los terminales no inversor e inversor del amplificador operacional, respectivamente.

A_{vol} es la ganancia de lazo abierto (sin realimentación) y V_{out} es la tensión de salida referida a tierra que se puede observar en la figura 2.1.1.

Por otro lado, debido a la realimentación negativa de esta configuración y al modelo de idealización empleado ($A_{vol} \rightarrow \infty$), no circulará corriente por las entradas del operacional, y ambas se encontrarán al mismo potencial, el cuál para este circuito es 0V. Teniendo en cuenta esto y la configuración de las resistencias se llega a que la transferencia del sistema para ganancia de lazo abierto tiendiendo a infinito es:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.2.2)$$

Mientras que su expresión si se considera A_{vol} finito, partiendo del mismo análisis aunque con la salvedad que se debe tener en cuenta la ecuación 2.2.1 se llega a:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{A_{vol}}} \quad (2.2.3)$$

Para mejorar el modelo se puede considerar la presencia del polo dominante en el amplificador operacional. Esto consiste en una imposición del fabricante para asegurar su estabilidad en altas frecuencias definida por la siguiente expresión 2.2.4. (Este tema se abordará con mayor extensión en el capítulo 4)

$$A_{vol}(s) = \frac{A_{vol}}{\frac{s}{\omega_p} + 1} \quad (2.2.4)$$

Donde s es la variable compleja $j\omega$ (siendo j la unidad imaginaria) y ω_p es la frecuencia del polo dominante, expresada en rad/s .

Si se reemplaza la ecuación (2.2.4) en (2.2.3) se obtiene la respuesta en frecuencia de la transferencia del circuito de la figura 2.1.1:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-G_o}{1 + \frac{s}{\left(\frac{\omega_B \cdot R_2}{G_o(R_2 + R_1)}\right)}} \quad (2.2.5)$$

donde

$$G_o = \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{A_{vol}}} \\ \omega_B = \omega_p \cdot A_{vol}$$

2.3. Slew Rate

El Slew Rate (SR) es una medida de la máxima tasa de cambio que un amplificador operacional puede entregar a su salida, en otras palabras, es la máxima diferencia de tensión posible que puede variar en su salida el amplificador operacional en un determinado intervalo de tiempo. La expresión matemática que modela una tasa de cambio es la derivada. Por lo tanto, para que una señal no sea distorsionada por el Slew Rate se debe cumplir la siguiente ecuación:

$$\left. \frac{\partial V(t)}{\partial t} \right|_{t_0} \leq SR \quad (2.3.1)$$

La razón de ser de esta restricción proviene de una condición impuesta por los fabricantes (Véase capítulo 4 para mayor información al respecto), quienes para asegurar la estabilidad de los amplificadores operaciones en altas frecuencias disponen dentro del dispositivo alguna capacidad (que puede ser un componente físico real como un capacitor o también puede ocurrir que esta capacidad resulte intrínseca a los transistores que constituyen al amplificador operacional debido al modelo de Giacoletto[11]). Estas capacidades parásitas requieren de compensación externa ya que de lo contrario los polos que estas aportan a la transferencia serían inestables.

En síntesis, el fabricante dispone un polo simple en la transferencia del amplificador operacional para que en las frecuencias donde se provocan inestabilidades debido a desfazajes inherentes a la construcción del mismo se pueda conseguir que la ganancia sea menor, de modo tal que no puedan operar las frecuencias que atentan contra el correcto uso del operacional.

2.3.1. Medición

Es importante mencionar que los fabricantes disponen en sus hojas de datos valores típicos y mínimos para el Slew Rate, pero no es una medida que pueda asegurarse debido a que depende fuertemente de las características íntimas en la construcción del chip y eso lo hace un parámetro que si bien está acotado, puede variar hasta en un 60%[2] de una muestra a otra y hasta con la temperatura, por más que provengan del mismo fabricante y sea el mismo modelo.

Por lo tanto es conveniente desarrollar un método que permita medir este parámetro, ya que incluso puede darse el caso que en un integrado en particular, el valor del Slew Rate sea inferior al mínimo estipulado.

Una forma práctica de medirlo consiste en introducir un pulso cuadrado a la entrada (es preferible este tipo de señal porque es la que posee la mayor pendiente) y a la salida del amplificador se debe analizar el tiempo que se demora en alcanzar la tensión correspondiente (se denomina Rise Time en el caso que se incremente la tensión y Fall Time si se decrementa) el cociente entre la diferencia de los niveles de tensión y el tiempo que demandan en alcanzarlos es el Slew Rate.

Se midió el SR del TL081 utilizado en el circuito 2.1.1 siendo $R_1 = 3,3k\Omega$, $R_2 = 5,6k\Omega$ y $R_3 = 2,2k\Omega$, de modo tal que la ganancia de lazo cerrado sea 4,6 dB en condiciones normales de operación (sin distorsión, $V_{out} < V_{sat}$). Inyectando una señal cuadrada de $50kHz$, $10V_{pp}$ y $5V_{DC}$ se produjo Slew Rate a la salida, el cuál resultó ser de $6\frac{V}{\mu s}$.

2.3.2. Condición

Sin pérdida de generalidad debido a las series de Fourier[17], se considera que la señal de salida de un amplificador operacional es sinusoidal perfecta entonces podrá ser modelada por:

$$V_{out}(t) = A_o \cdot \sin(\omega t + \varphi) \Rightarrow$$

$$\frac{\partial V_{out}(t)}{\partial t} = A_o \cdot \omega \cdot \cos(\omega t + \varphi)$$

Sabiendo que $\frac{V_{out}}{V_{in}} = H(j\omega)$ es la función transferencia del sistema, si se toma el valor absoluto de la expresión anterior se obtiene:

$$\left| \frac{\partial V_{in}(t)}{\partial t} \right| = |A_i \cdot H(j\omega) \cdot \omega \cdot \cos(\omega t + \varphi)| \leq SR$$

Y así se llega a la condición que debe cumplir una señal a la entrada de un amplificador operacional para que no sea distorsionada por el Slew Rate, siempre y cuando, la tensión de salida sea menor que la tensión de saturación:

$$A_i \cdot |H(j\omega)| \cdot \omega \leq SR$$

$$A_i \cdot G_f \cdot 2\pi f \leq SR \quad (2.3.2)$$

Donde A_i es la amplitud pico de la señal de entrada y $G_f = |H(j\omega)|$.

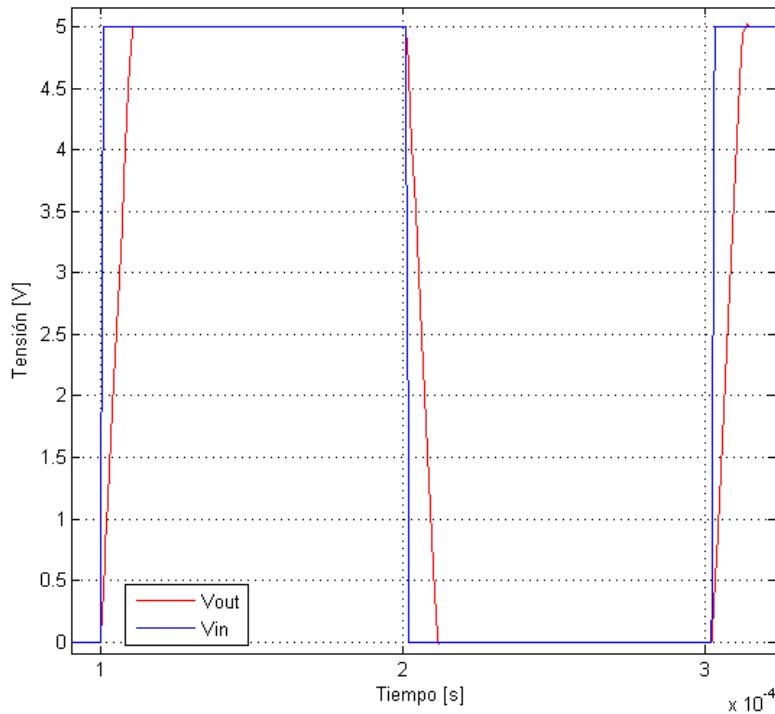


Figura 2.3.1: Slew Rate teórico a la salida de un seguidor (ganancia 0dB) excitado con una señal cuadrada. Para este ejemplo $SR = 0,5 \frac{V}{\mu s}$.

2.4. Implementación

Para llevar a cabo mediciones del circuito 2.1.1, siendo el amplificador operacional un TL081 de Texas Instruments[2]. Se utilizaron R1 y R2 de $3,3k\Omega$ y $5,6k\Omega$ respectivamente, de modo tal que la ganancia de lazo cerrado sea 4,6 dB en condiciones normales de operación (sin que aparezcan efectos de distorsión). La resistencia R3 fue conectada a 0V y su valor fue adoptado como $2,2k\Omega$ con el fin de reducir la tensión de offset según el método que se detalla en la sección 5.3.2. Las tensiones de alimentación del integrado fueron +15V para Vcc y -15V para -Vcc.

Se calculó el máximo valor de V_{in} que permite suponer al sistema como lineal en función de la frecuencia mediante la ecuación 2.3.2. Para este cálculo se tuvo en cuenta la ganancia del circuito de la figura 2.1.1 que es de 4,5 dB; partiendo de ese valor y que la tensión a la salida sea menor al límite de saturación se realizó el gráfico 2.4.1.

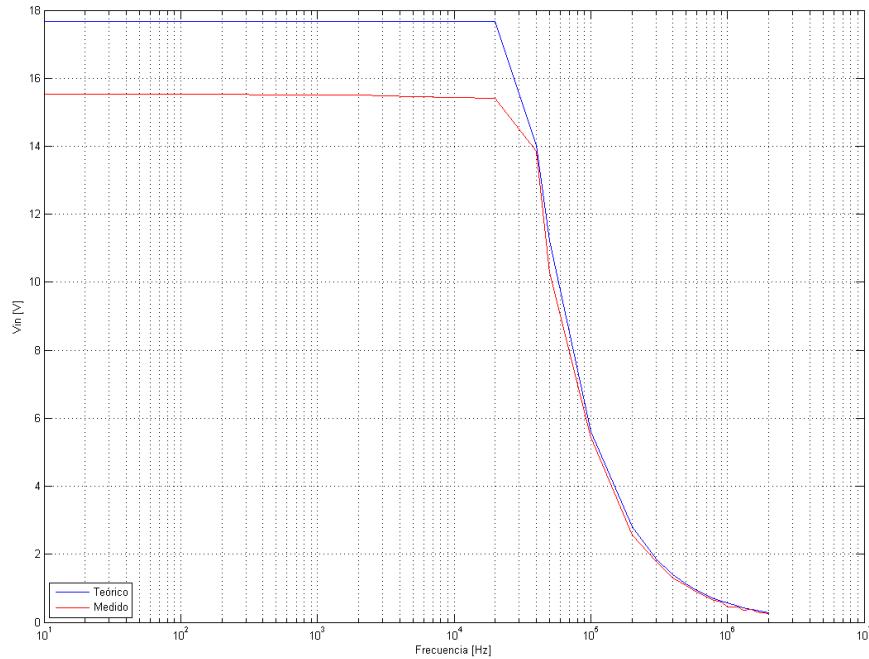


Figura 2.4.1: V_{in} en función de la frecuencia. Nótese la influencia del Slew Rate a partir de los 20kHz.

Tanto para la curva teórica (roja) como para la medida (azul) el valor de V_{in} máximo admitido a la entrada difiere en aproximadamente 2V. Esta discrepancia se debe a la aproximación empleada para los cálculos teóricos, donde se consideró que la máxima tensión de salida que el amplificador puede entregar es la que este reciba como alimentación (30V pico a pico para este caso) y como el amplificador tiene una ganancia de 4,5 dB (aproximadamente 1,7 veces) el valor máximo a la entrada es de $\frac{30V}{1,7} \approx 17,65V$. A pesar que se sabe que esto sólo ocurre en los operacionales rail-to-rail porque la disposición de los transistores en la etapa de salida del TL081 utilizado provoca que la tensión de saturación, sea menor a la tensión de alimentación aplicada (en módulo). De todas formas, así se obtiene el valor teórico de la siguiente tabla:

Frecuencia [Hz]	V_{in} Teórico [V]	V_{in} Medido [V]	V_{out} [V]	$ V_{out} / V_{in} $ [dB]	Fase [$^{\circ}$]
10	17,67	15,53 ± 0,01	26,45 ± 0,01	4,6 ± 0,1	180 ± 2
100	17,67	15,53 ± 0,01	26,45 ± 0,01	4,6 ± 0,1	180 ± 2
1k	17,67	15,51 ± 0,01	26,43 ± 0,01	4,6 ± 0,1	180 ± 2
2k	17,67	15,50 ± 0,01	26,40 ± 0,01	4,6 ± 0,1	180 ± 2
5k	17,67	15,47 ± 0,01	26,35 ± 0,01	4,6 ± 0,1	180 ± 2
10k	17,67	15,43 ± 0,01	26,30 ± 0,01	4,6 ± 0,1	180 ± 2
20k	17,67	15,42 ± 0,01	26,28 ± 0,01	4,6 ± 0,1	180 ± 2
40k	14,02	13,85 ± 0,01	26,47 ± 0,01	4,6 ± 0,1	179 ± 2
50k	11,22	10,27 ± 0,01	17,64 ± 0,01	4,7 ± 0,1	176 ± 2
100k	5,61	5,43 ± 0,01	9,27 ± 0,01	4,7 ± 0,1	173 ± 2
200k	2,80	2,57 ± 0,01	4,37 ± 0,01	4,6 ± 0,1	165 ± 2
300k	1,87	1,78 ± 0,01	3,00 ± 0,01	4,6 ± 0,1	158 ± 2
400k	1,40	1,31 ± 0,01	2,16 ± 0,01	4,4 ± 0,1	150 ± 2
500k	1,12	1,09 ± 0,01	1,81 ± 0,01	4,4 ± 0,1	143 ± 2
600k	0,93	0,89 ± 0,01	1,44 ± 0,01	4,1 ± 0,1	134 ± 2
700k	0,80	0,75 ± 0,01	1,78 ± 0,01	3,9 ± 0,1	125 ± 2
800k	0,70	0,65 ± 0,01	1,00 ± 0,01	3,7 ± 0,1	121 ± 2
900k	0,62	0,61 ± 0,01	0,89 ± 0,01	3,4 ± 0,1	112 ± 2
1M	0,56	0,45 ± 0,01	0,64 ± 0,01	3,0 ± 0,1	106 ± 2
1,2M	0,47	0,46 ± 0,01	0,59 ± 0,01	2,2 ± 0,1	91 ± 2
1,3M	0,43	0,35 ± 0,01	0,43 ± 0,01	1,8 ± 0,1	85 ± 2
1,5M	0,37	0,37 ± 0,01	0,40 ± 0,01	0,8 ± 0,1	70 ± 2
1,625M	0,34	0,30 ± 0,01	0,30 ± 0,01	0,0 ± 0,1	64 ± 2
2M	0,28	0,25 ± 0,01	0,20 ± 0,01	-2,1 ± 0,1	43 ± 2

2.5. Clipping

Clipping se llama a la distorsión provocada cuando una señal que actúa en un sistema lineal sobrepasa el límite de la condición de linealidad y por lo tanto el sistema deja de responder de esta forma.

Existen dos tipos de clipping, estos se describen brevemente a continuación:

2.5.1. Hard clipping

Se produce este efecto cuando la señal resultante es recortada de manera abrupta. Se dice que el amplificador entró en zona de saturación y ninguna señal podrá superar este nivel, sin importar su frecuencia.

A modo de ilustrar la definición; se muestra en la figura 2.5.1 como se presenta este efecto en una señal sinusoidal pura.



Figura 2.5.1: Ejemplo de señal distorsionada por Hard clipping

2.5.2. Soft clipping

También conocido como distorsión total armónica[14] (THD por sus siglas en inglés), se refiere a la deformación que experimenta una señal senoidal perfecta (ver figura 2.5.2) cuando la transferencia del sistema presenta alinealidades. Es interesante notar que si se desarrolla en serie de Fourier[17] la forma de la señal resultante debido a la alinealidad, se obtendrá un armónico fundamental en la misma frecuencia que la señal incidente. Sin embargo, analizando el espectro de frecuencias, se harán presentes armónicos sucesivos además del fundamental (responsables de la deformación, de ahí proviene el nombre).

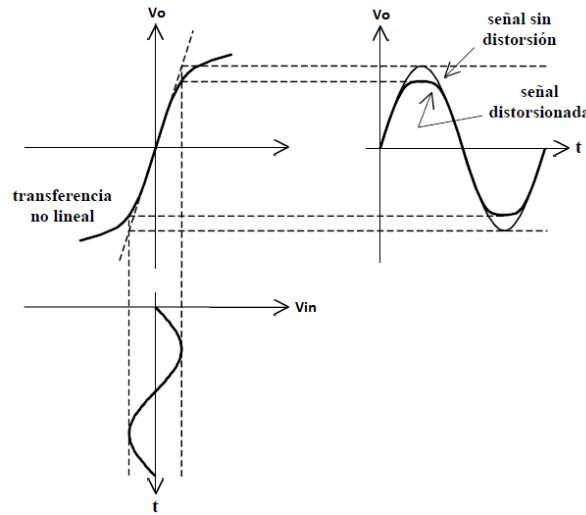
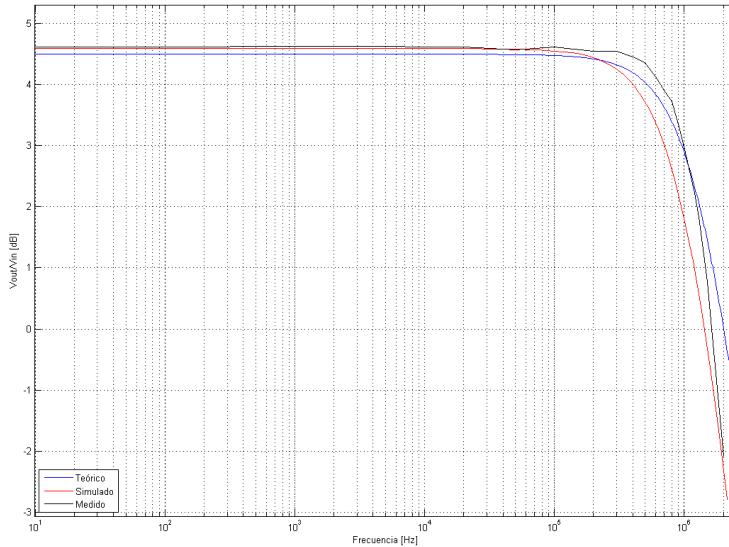


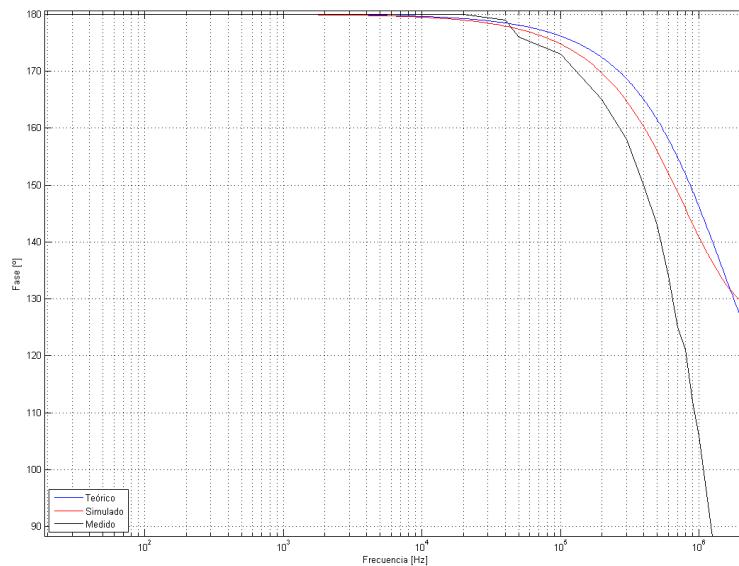
Figura 2.5.2: Origen del soft Clipping. La curva de transferencia no lineal provoca la distorsión a la salida.

2.6. Respuesta en frecuencia

A continuación se exhiben los diagramas de Bode teóricos, medidos y simulados del circuito de la figura 2.1.1.



(a) Módulo del diagrama de Bode.



(b) Fase del diagrama de Bode.

Figura 2.6.1: Respuesta en frecuencia del circuito de la figura 2.1.1.

De los diagramas de Bode de la figura 2.6.1 se observa que tanto para los cálculos teóricos del circuito (curva azul), su simulación (curva roja) y la medición de su implementación (curva negra) responden con una ganancia de aproximadamente 4,5 dB hasta los 100 kHz (curvas azul y roja) y 300kHz (curva negra) esto se manifiesta como una atenuación en el módulo de la transferencia para dichas frecuencias. Esta atenuación se debe al polo dominante, cuya frecuencia para las curvas simulada (1,07MHz) y mensurada (1,36MHz) fue determinada midiendo para que frecuencia la transferencia disminuye 3dB respecto del valor inicial.

Para determinar de forma teórica la frecuencia del polo dominante se tomaron los valores típicos de la hoja de datos del fabricante la ganancia de lazo abierto (A_{vol}) y el ancho de banda de ganancia unitaria (GBP) y se hizo uso de la ecuación 2.6.1 la cual establece la relación de dependencia entre la ganancia y el ancho de banda. Esto condujo a una frecuencia teórica para este polo de 1,48MHz.

En este punto es válido destacar que en algunas aplicaciones se manipula el concepto de *ancho de banda de mitad de potencia*. La mitad de la potencia equivale a una caída de la potencia máxima en 3dB, lo que en tensión equivale a 6dB para el ancho de banda. Sin embargo si se considera una función transferencia con un polo simple:

$$H(S) = \frac{Ho}{1 + \frac{S}{\omega_p}}$$

donde ω_p es la frecuencia del polo.

Si se evalúa la transferencia en la frecuencia del polo, se observa que el diagrama de Bode en ese punto cae 3dB respecto de su valor en continua:

$$H(0)_{dB} = 20 \cdot \log_{10}(|Ho|) = Ho_{dB}$$

$$H(0)_{dB} = 20 \cdot \log_{10}\left(\left|\frac{Ho}{1 + j}\right|\right) = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{|Ho|}{\sqrt{2}}\right) = Ho_{dB} - 3dB$$

Por esta razón es que para medir la frecuencia del polo, se buscó a cuál la transferencia disminuía en 3dB.

2.6.1. Unity Gain Bandwidth

El ancho de banda (BW, por sus siglas en inglés) es la diferencia entre una frecuencia superior y una inferior de un espectro continuo de frecuencias. Tipicamente se mide en Hz y se puede referir a distintos sistemas dependiendo del contexto. Para un amplificador operacional, las frecuencias límites están dadas por aquellas donde la ganancia se vuelve unitaria, es decir, una señal aplicada al sistema se mantiene constante (se dice que se ganan 0dB). A esto se lo conoce como ancho de banda de ganancia unitaria.

Esta información es suministrada por el fabricante de circuitos integrados y en particular, para el caso del TL081 analizado, Texas Instruments informa en la hoja de datos que el valor típico para el ancho de banda de ganancia unitaria es de 3 MHz, lo que conduce a una frecuencia de 1,76MHz para el polo dominante teniendo en cuenta la ecuación 2.6.1 y la ganancia de 4,5dB. Sin embargo, para la simulación este valor fue de 1,43 MHz mientras que en la implementación del circuito, la medición indicó 1,625 MHz. Estas discrepancias están íntimamente vinculadas con la relación ganancia-ancho de banda que se detalla a continuación.

2.6.2. Gain Bandwidth Product

El producto ganancia ancho de banda (GBP) de un amplificador es el producto algebraico entre la frecuencia del polo dominante y la ganancia.

Su expresión se deduce a partir de tomar el módulo de la ecuación 2.2.4, y luego aproximando la fracción para frecuencias angulares mayores a ω_P .

$$|A_{vol}(j\omega_B)| = \frac{A_{vol}}{\sqrt{\left(\frac{\omega_B}{\omega_p}\right)^2 + 1}}$$

Luego se puede despreciar el término sumando en el denominador y finalmente tras un despeje algebraico se obtiene la expresión:

$$GBP = \omega_B = A_{vol}(\omega) \cdot \omega_P \quad (2.6.1)$$

Donde A_{vol} es la ganancia de lazo abierto y ω_P la frecuencia angular del polo dominante.

En la ecuación 2.6.1 se observa que la ganancia de lazo abierto y el ancho de banda están vinculados por una relación de proporcionalidad inversa, en otras palabras, si se aumenta la ganancia de un sistema, forzosamente su ancho de banda deberá reducirse; mientras que si se aumenta el ancho de banda habrá una disminución de la ganancia. Tal y como se observa en la figura 2.6.2

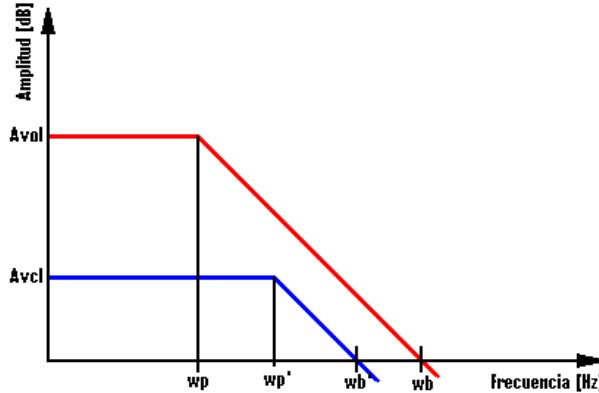


Figura 2.6.2: Esquema de la relación entre el ancho de banda y la ganancia.

Referencias:

- A_{vol}, A_{vcl} = ganancia de tensión en lazo abierto, cerrado.
- ω_p, ω'_p = frecuencia del polo dominante en lazo abierto, cerrado.
- ω_b, ω'_b = ancho de banda en lazo abierto, cerrado.

Nota: Para ciertas configuraciones, puede ocurrir que $\omega_b = \omega'_b$

Nótese que la pendiente luego de la frecuencia del polo dominante es la misma tanto para lazo abierto y lazo cerrado, de ahí se desprende el concepto de producto ganancia ancho de banda.

Una interpretación que admite el gráfico presentado es la siguiente:

Una recta de pendiente negativa en un gráfico de escala semilogarítmica es la representación gráfica del logaritmo de una hipérbola (en este caso $20 \cdot \log_{10}(\frac{1}{A})$ donde A es un número positivo). Y la ecuación implícita de una hipérbola en plano $xy = cte$ donde en este caso la constante es el producto ganancia ancho de banda (GBP).

2.7. Conclusiones

Es importante mencionar que existe una discrepancia perceptible entre las curvas teóricas, la de simulación y sobre todo con la implementación real del circuito (figura 2.6.1) esto se le puede atribuir a la presencia de otros polos que junto con el polo dominante provocan un desfase mayor a 90° (como debería ser en el caso de un único polo simple). Esta hipótesis toma mayor validez al observar también el módulo de la respuesta en frecuencia, donde la curva negra (correspondiente a la implementación del circuito) adquiere una mayor pendiente que las otras curvas (asintoticamente $-20\frac{dB}{dec}$) en la banda atenuada.

Por otra parte, factores de dispersión que pudieron influir en la medición son la tolerancia de las resistencias utilizadas (la cuál es del 5 %), y los parámetros del amplificador operacional TL081 empleado que no coinciden estrictamente con las especificaciones de las hojas de datos, por ejemplo el Slew Rate típico para este circuito integrado es de $13V/\mu s$ mientras que el determinado empíricamente por el método detallado en la sección 2.3.1 fue de $6V/\mu s$.

Cabe destacar que las curvas que se observan en el diagrama de Bode de la figura 2.6.1 (exceptuando la curva teórica) son interpolaciones lineales efectuadas por un software matemático de los puntos que se midieron y por ende esto conlleva un aumento en la incertidumbre y en el error de los datos que se extraigan de la figura. Así y todo, para poder estimar ciertos puntos críticos (como frecuencia de los polos, ancho de banda de ganancia unitaria, etc) que se encuentran entre dos mediciones sucesivas se utilizó el algoritmo de interpolación lineal de Lagrange[12].

Capítulo 3

Amplificador Inversor - LM324

Se intentó implementar el circuito de la figura 2.1.1 con un LM324 de Texas Instruments y alimentación de fuente partida $+15V$ pero el amplificador operacional empleado presentó a la salida del circuito distorsión de cruce por cero, la cuál se explica a continuación:

3.1. Crossover Distortion

La distorsión por Crossover es un tipo de distorsión causado en la salida de etapas de amplificación complementarias con transistores bipolares polarizados en clase B o AB (configuración simétrica, push-pull). El origen de este fenómeno es el hecho que los transistores de dicha etapa requieren de una tensión de polarización para poder operar; es decir, si una señal sinusoidal es aplicada sobre el terminal Input de la figura 3.1.1 se requerirá de una diferencia de potencial para polarizar en modo directo la juntura base-emisor del transistor NPN y lo mismo ocurre para el transistor PNP.

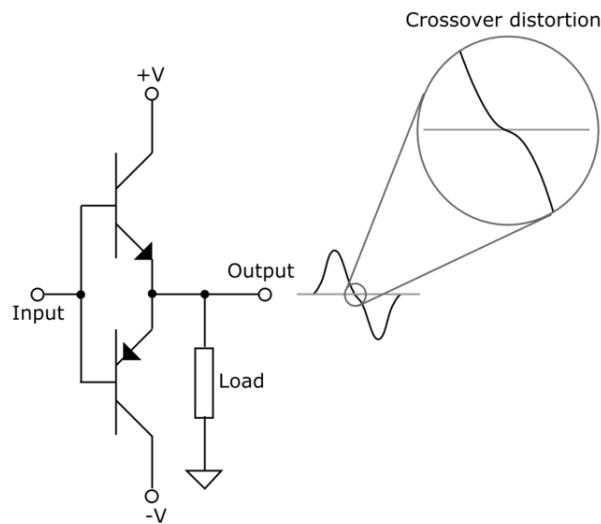


Figura 3.1.1: Esquema de conexión complementaria de transistores bipolares extraída de Wikipedia. La señal de salida presenta distorsión de Crossover.

El fenómeno en sí se produce cuando la excusión de la señal aplicada a la entrada de la etapa no es suficiente para superar el nivel de polarización (debido probablemente a un cruce por cero o a una aproximación asintótica de la señal al eje) entonces la juntura correspondiente no puede ser polarizada y por ende el transistor no conduce.

Esto provoca que la tensión de salida caiga a 0V hasta que la señal sea la suficiente para polarizar al otro transistor (o de vuelta al mismo, dependiendo de la forma de onda). Si la señal es un senoide puro, esto ocurrirá en el semicírculo negativo y se corresponderá con el efecto observado en la figura que sigue.

En resumen, es un efecto que se produce cuando la tensión aplicada no es suficiente para polarizar a ninguno de los 2 transistores en la etapa de salida y por ende la nivel de tensión a la salida es 0V, ya que ninguno de los transistores admite circulación de corriente. Esto provoca una distorsión de la forma de la señal en las zonas de cruce por cero, de ahí su nombre, que quiere decir “cruce”.



Figura 3.1.2: Distorsión presentada en la señal de salida como respuesta a una excitación cuadrada.

3.1.1. Solución propuesta

Este problema condujo a que no se pueda emplear una fuente de tensión partida para la implementación del circuito inversor.

Una de las soluciones a este problema de cruce por cero es simplemente desplazar las señales y trabajar con uno sólo de los transistores[10]. Esto se logra utilizando una fuente de alimentación simple. Lo que llevó a modificar el circuito original por el que se observa a continuación:

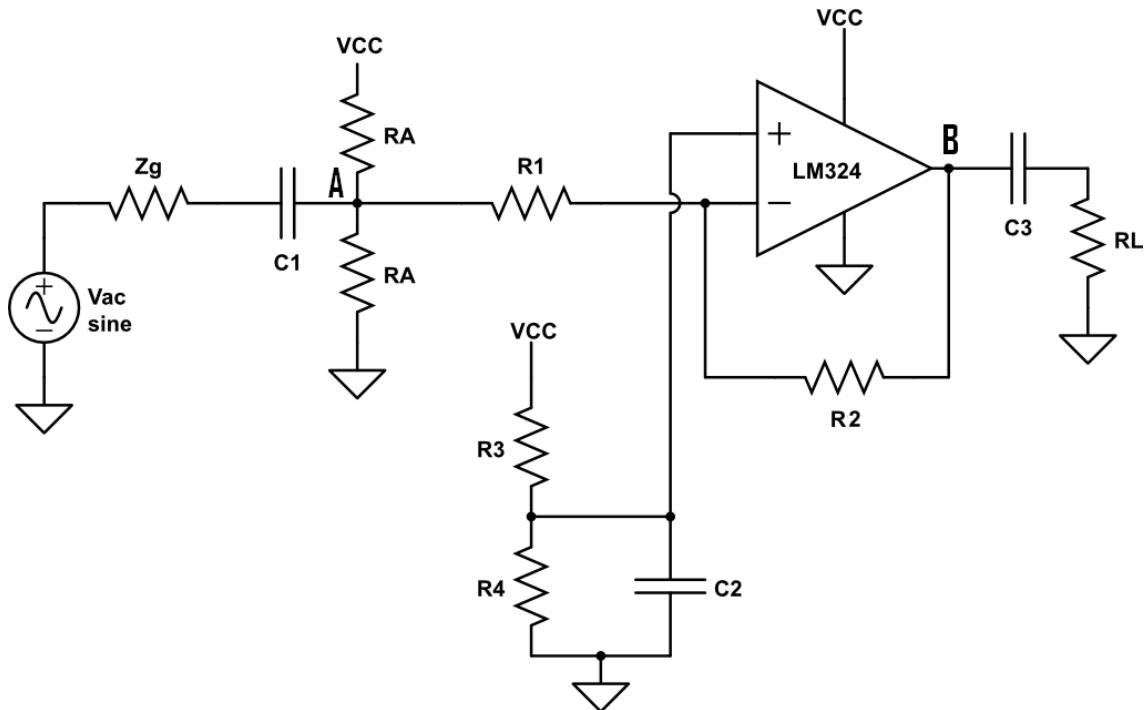


Figura 3.1.3: Circuito propuesto para evitar distorsión de Crossover.

La etapa que se encuentra en la figura 3.1.4a consiste en un condensador electrolítico (con el terminal positivo conectado al punto medio de las resistencias) cuya finalidad es la de inyectar la señal alterna que provenga de la fuente en el punto medio de una red resistiva con su nodo central a la mitad de la tensión de alimentación aplicada sobre la red (es decir $V_{cc}/2$), para que esto ocurra las resistencias deben ser del mismo valor.

Al momento de determinar los valores de los componentes de esta etapa se tuvieron en cuenta los siguientes factores:

1. La corriente que las resistencias consumen de la fuente (y la potencia que disiparían por efecto Joule).
2. La impedancia en paralelo que presentan las resistencias no debe ser lo suficientemente baja como para que el generador consuma su señal en su impedancia interna.
3. La frecuencia del polo que produce el filtro pasa altos entre el capacitor C_1 y el paralelo de las dos resistencias R_A .
4. La impedancia vista por el amplificador operacional hacia la fuente para conseguir una ganancia de 4,5 dB.

Para cumplir con las especificaciones mencionadas se procedió con el siguiente análisis:

Desde el punto de vista de una señal alterna las resistencias R_A y R_B están conectadas en paralelo y como estas deben ser iguales para conseguir la mitad del potencial de la fuente la resistencia equivalente (en paralelo) será numéricamente igual a $R_A/2$.

Por otro lado, para inyectar la señal alterna se tomó un capacitor de acoplamiento de $10 \mu F$. Esto produjo que tenga que ser electrolítico ya que no se disponía de otro tipo de capacitor para la capacidad

adoptada. Este valor fue tomado para que al momento de proceder con los análisis se pueda aproximar dicho condensador por un cortocircuito. Tras este análisis se obtiene el esquema de la figura 3.1.4b, donde Z_g representa la impedancia interna del generador en serie con la impedancia de los cables utilizados.

Si se aplica el teorema de Thevenin al circuito mencionado, se obtiene que la impedancia de Thevenin es igual al paralelo entre Z_g y $RA/2$. Teniendo en consideración el valor de Z_g , el cual es aproximadamente 50Ω ; y adoptando RA de $220k\Omega$ para no consumir corriente importante de la fuente, no tener pérdidas considerables en el generador y no disipar potencia innecesariamente.

De estas consideraciones surge que $RA/2$ es 3 órdenes de magnitud superior a Z_g , y en consecuencia la impedancia resultante del paralelo entre ellas, resultará prácticamente igual a Z_g , es decir 50Ω . Los valores de $R1$ y $R2$ fueron establecidos en $3,3k\Omega$ y $5,6k\Omega$ respectivamente, para que la ganancia sea la apropiada y poder establecer relaciones con el mismo esquema empleado anteriormente (con el circuito integrado TL081 en el capítulo 2). Además, la impedancia de Thevenin en serie con $R1$ no altera significativamente su valor y la ganancia se mantiene en el valor estipulado.

El esquema de la figura 3.1.4c se basa en el mismo funcionamiento de la red resistiva explicada anteriormente con la salvedad que se conecta un condensador en paralelo para estabilizar el nivel de tensión en la terminal no inversora del amplificador operacional.

El valor de las resistencias fue elegido con el mismo criterio que antes por lo que se adoptó el valor de $220k\Omega$ para ambas, mientras que para el capacitor se adoptó un valor de 100 nF .

El capacitor $C3$ a la salida del amplificador operacional es un componente opcional en el diseño, ya que sólo cumple la función de desacoplar la tensión de continua para que esta no llegue a la carga RL que se conecta al circuito, la cual sin pérdida de generalidad está representada por una resistencia, pero no por ello se encuentra limitada a serlo.

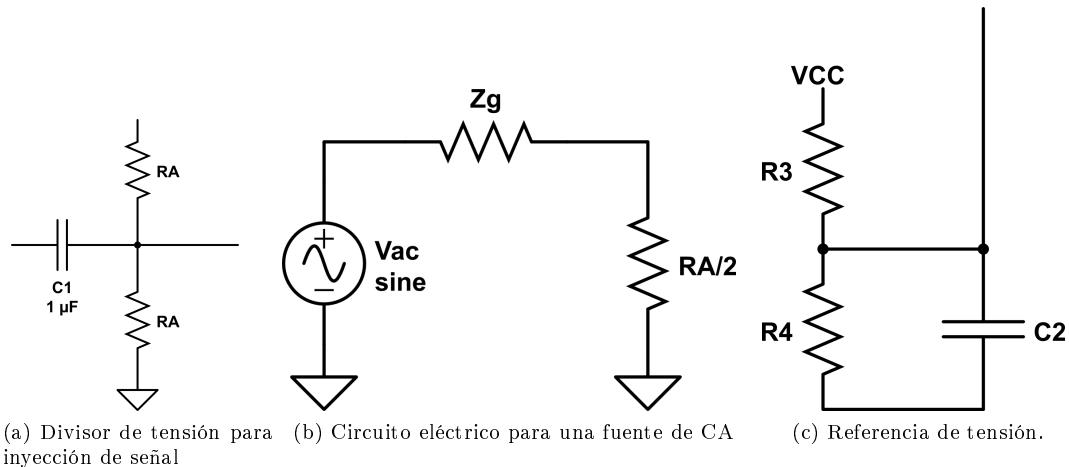


Figura 3.1.4: Esquemas principales del circuito de la figura 3.1.3

3.1.2. Efectos secundarios

Al momento de implementar el circuito de la figura 3.1.3 se hicieron presentes diversos efectos que atentaban contra su correcto funcionamiento. Estos fueron el Slew Rate (sección 2.3) y una distorsión en la forma de la onda. A continuación estos efectos se irán ilustrando y luego se hará mención a la forma en que fueron solucionados:

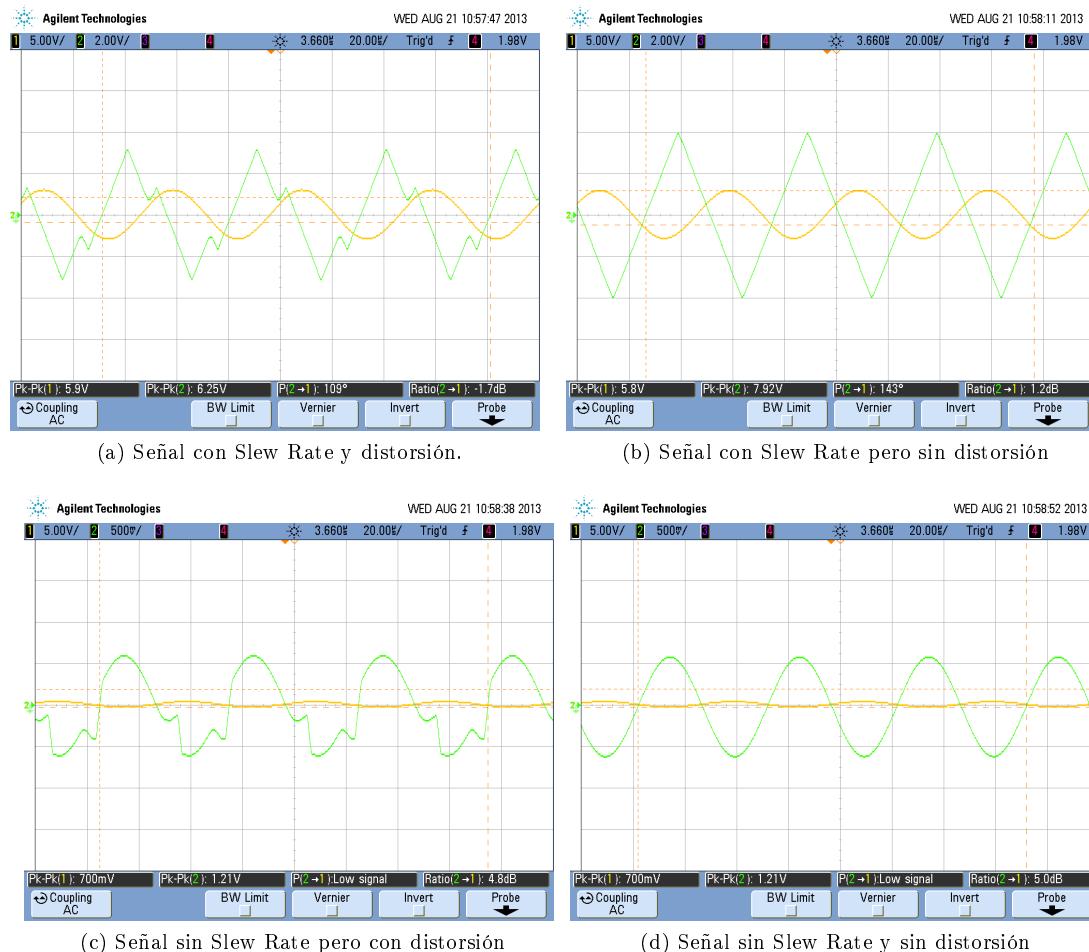


Figura 3.1.5: Efectos presentados en el circuito propuesto.

- Se solucionó el problema del Slew Rate disminuyendo la amplitud de la señal de entrada (tal como se define en la ecuación 2.3.2 de la sección 2.3).
- Se eliminó la distorsión en la forma de la onda agregándole al circuito un resistor de $1k\Omega$ como carga a la salida del mismo.

3.2. Respuesta en frecuencia

Teniendo en cuenta las consideraciones respecto al Slew Rate que se detallan en la sección 2.3.2 se obtuvo que el siguiente gráfico para la máxima tensión pico a pico que admite el sistema de forma tal que se comporte como lineal:

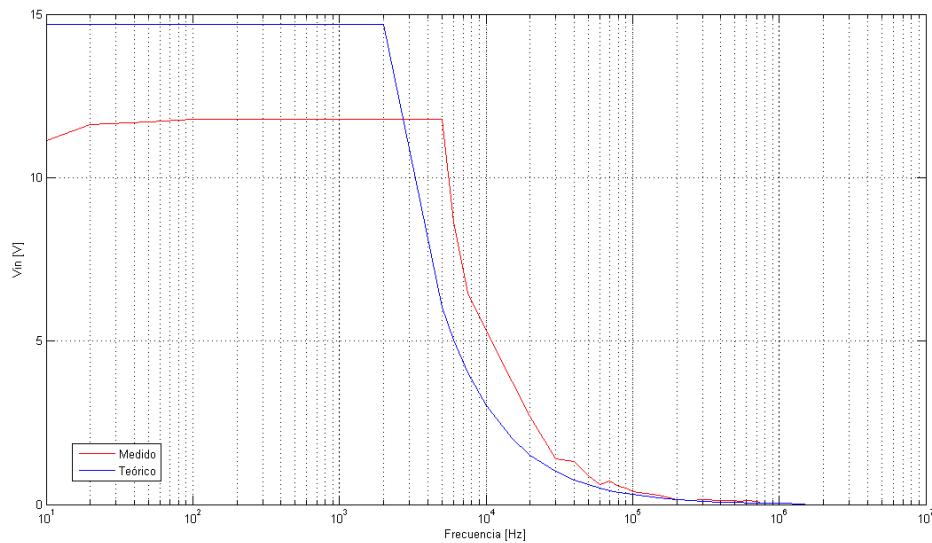
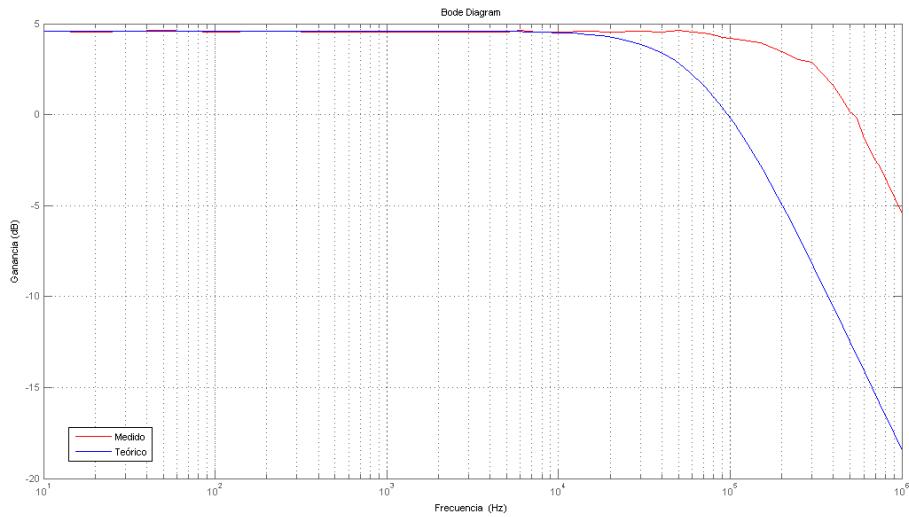


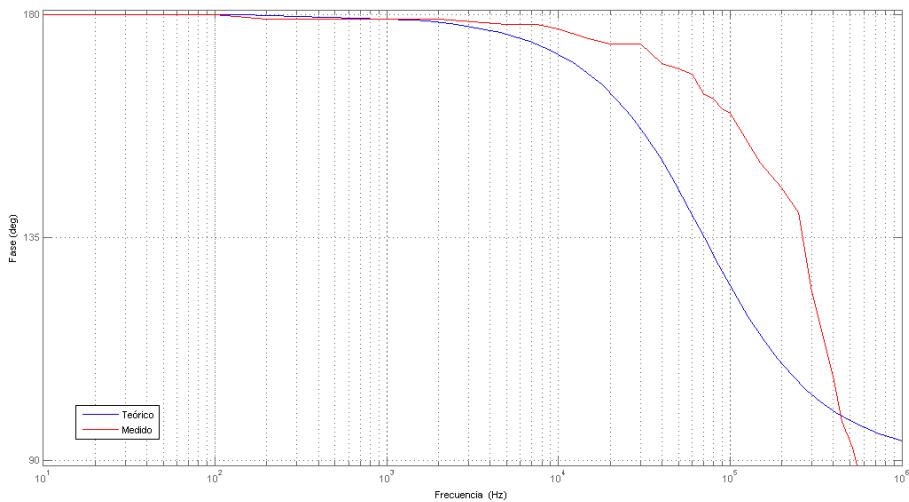
Figura 3.2.1: Vin pico a pico máximo tal que la respuesta del sistema sea lineal.

Es importante destacar, como se hizo anteriormente, que las discrepancias en las frecuencias más bajas entre las curvas teórica y la mensurada se deben a la consideración que la tensión de saturación es igual a la tensión de alimentación (V_{cc}) en módulo. Esto no es formalmente cierto ya que existe una caída de tensión inherente a los transistores de la etapa de salida del amplificador operacional, responsable de la diferencia.

Esta consideración si bien no lleva a los resultados más precisos brinda una idea aproximada de la respuesta y no impide comprender la respuesta del sistema.



(a) Módulo del diagrama de Bode



(b) Fase del diagrama de Bode

Figura 3.2.2: Respuesta en frecuencia del circuito de la figura 3.1.3.

Es importante destacar que la respuesta en frecuencia fue calculada entre el nodo B (para la salida) y el nodo A (para la entrada), es decir sin los capacitores en serie, sino estos se hubieran manifestado como un cero en cero y de esta forma alterado el diagrama de Bode.

<i>Frecuencia [Hz]</i>	<i>V_{in} Teórico [V]</i>	<i>V_{in} Medido [V]</i>	<i>V_{out} [V]</i>	<i> V_{out} / V_{in} [dB]</i>	<i>Fase [°]</i>
10	14,70 ± 0,04	11,13 ± 0,02	18,90 ± 0,02	4,60 ± 0,05	180 ± 2
20	14,70 ± 0,04	11,62 ± 0,02	19,60 ± 0,02	4,54 ± 0,05	180 ± 2
50	14,70 ± 0,04	11,70 ± 0,02	19,90 ± 0,02	4,61 ± 0,05	180 ± 2
100	14,70 ± 0,04	11,79 ± 0,02	19,90 ± 0,02	4,55 ± 0,05	180 ± 2
200	14,70 ± 0,04	11,79 ± 0,02	19,90 ± 0,02	4,55 ± 0,05	179 ± 2
500	14,70 ± 0,04	11,79 ± 0,02	19,90 ± 0,02	4,55 ± 0,05	179 ± 2
1k	14,70 ± 0,04	11,79 ± 0,02	19,90 ± 0,02	4,55 ± 0,05	179 ± 2
2k	14,70 ± 0,04	11,79 ± 0,02	19,90 ± 0,02	4,55 ± 0,05	179 ± 2
5k	6,03 ± 0,04	11,78 ± 0,02	19,90 ± 0,02	4,55 ± 0,05	178 ± 2
6k	5,02 ± 0,04	8,65 ± 0,02	14,73 ± 0,02	4,62 ± 0,05	178 ± 2
7,5k	4,02 ± 0,04	6,48 ± 0,02	10,95 ± 0,02	4,56 ± 0,05	178 ± 2
10k	3,01 ± 0,04	5,34 ± 0,02	9,02 ± 0,02	4,55 ± 0,05	177 ± 2
15k	2,01 ± 0,04	3,76 ± 0,02	6,38 ± 0,02	4,60 ± 0,05	175 ± 2
20k	1,51 ± 0,04	2,71 ± 0,02	4,58 ± 0,02	4,56 ± 0,05	174 ± 2
30k	1,00 ± 0,04	1,40 ± 0,02	2,38 ± 0,02	4,61 ± 0,05	174 ± 2
40k	0,75 ± 0,04	1,31 ± 0,02	2,21 ± 0,02	4,54 ± 0,05	170 ± 2
50k	0,60 ± 0,04	0,87 ± 0,02	1,49 ± 0,02	4,61 ± 0,05	169 ± 2
60k	0,50 ± 0,04	0,61 ± 0,02	1,04 ± 0,02	4,54 ± 0,05	168 ± 2
70k	0,43 ± 0,04	0,71 ± 0,02	1,19 ± 0,02	4,48 ± 0,05	164 ± 2
80k	0,38 ± 0,04	0,57 ± 0,02	0,94 ± 0,02	4,40 ± 0,05	163 ± 2
90k	0,33 ± 0,04	0,49 ± 0,02	0,80 ± 0,02	4,26 ± 0,05	161 ± 2
100k	0,30 ± 0,04	0,40 ± 0,02	0,65 ± 0,02	4,22 ± 0,05	160 ± 2
150k	0,20 ± 0,04	0,29 ± 0,02	0,45 ± 0,02	3,96 ± 0,05	150 ± 2
200k	0,15 ± 0,04	0,14 ± 0,02	0,22 ± 0,02	3,48 ± 0,05	145 ± 2
250k	0,12 ± 0,04	0,13 ± 0,02	0,18 ± 0,02	3,05 ± 0,05	140 ± 2
300k	0,10 ± 0,04	0,15 ± 0,02	0,21 ± 0,02	2,88 ± 0,05	124 ± 2
500k	0,06 ± 0,04	0,12 ± 0,02	0,13 ± 0,02	0,14 ± 0,05	94 ± 2
1M	0,03 ± 0,04	0,03 ± 0,02	0,02 ± 0,02	-5,46 ± 0,05	52 ± 2

3.3. Conclusiones

Respecto de la respuesta en frecuencia de los circuitos de las figuras 2.1.1 y 3.1.3; los cuales originalmente debían ser idénticos en cuanto a componentes pero con otro amplificador operacional y tipo de alimentación (fuente partida para el primero y fuente simple para el segundo), en primer instancia se debe recordar que fueron necesarias efectuar las modificaciones mencionadas para solucionar las distorsiones presentadas en la sección 3.1.1. Y si bien estas medidas solucionaron las alinealidades, estas pueden haber acentuado las discrepancias que existen en la respuesta en frecuencia entre un circuito integrado y otro. Para ser concretos: el polo dominante en el circuito con fuente partida se observó según los diagramas de Bode a una frecuencia del orden de 1MHz tanto para la curva teórica, la simulada y la medida. Mientras que para el circuito con fuente simple la frecuencia del polo dominante fue de 60kHz para la curva teórica y de 400kHz para la mensurada. En cuanto a la fase se observa, como consecuencia de la frecuencia del polo, que el desfazaje de la señal comienza en frecuencias menores para el circuito con fuente simple que para fuente partida, lo que puede reducir el ancho de banda admitido para aplicaciones específicas.

Capítulo 4

Polo dominante

4.1. Introducción

Si bien en capítulos anteriores se mencionó a una característica de los amplificadores operacionales llamada *Polo Dominante* y se introdujo brevemente en qué consisten, para poder explicar las propiedades que se estaban abordando en los respectivos capítulos sin perder el foco no se hizo demasiado hincapié en este concepto.

En este capítulo se explicará su razón de ser y como estos se manifiestan en la respuesta en frecuencia de un amplificador operacional.

Los diseños de un amplificador operacional varían entre cada fabricante y cada producto, no obstante eso, todos tienen básicamente la misma estructura interna, la cual consiste esencialmente en 3 etapas:

1. Etapa Diferencial: Es la etapa de entrada que proporciona una baja amplificación del ruido e idealmente debe presentar una gran impedancia de entrada.
2. Etapa de compensación: Le otorga estabilidad al circuito mediante un filtro pasabajos.
3. Etapa de potencia: Es la etapa que otorga gran ganancia. Idealmente su impedancia de salida debe ser 0Ω .

En los sistemas realimentados negativamente puede producirse un cambio de fase cuando el circuito trabaja en altas frecuencias, de forma tal que se obtenga un cambio de la fase en la realimentación, provocando que esta se vuelva positiva y esto no es favorable ya que vuelve propenso al circuito a sufrir inestabilidades frente a perturbaciones.

Para evitar dichos problemas de estabilidad, en la etapa de compensación el fabricante introduce en la respuesta del amplificador operacional a lazo abierto una compensación denominada *Polo dominante*. Dicha compensación puede ser interna o externa.

4.2. Compensación interna

La compensación interna es en general la que predomina en los amplificadores operacionales comerciales y como lo sugiere su nombre, el polo dominante se encuentra dentro del amplificador operacional. Esto los vuelve más versátiles a la hora de implementar circuitos con ellos ya que es más difícil que el ruido eléctrico los afecte porque se encuentran dentro de un chip. Además el fabricante brinda en la correspondiente hoja de datos para cada Op-Amp los límites de operación, dentro de los cuales se garantiza una respuesta lineal.

La presencia del polo dominante no garantiza la forma de respuesta más allá de cierta frecuencia límite, pero si lo hace para frecuencias menores ya que la presencia del polo dominante enmascara¹ los efectos de otros polos y/o ceros intrínsecos al proceso de construcción de los amplificadores operacionales.

En resumen, se puede decir que esta compensación interna provoca que el circuito, a pesar de tener múltiples polos, se comporte como un sistema de primer orden (circuito con un único polo simple), hasta cierto límite establecido por el fabricante; llamado *Ancho de Banda de Ganancia Unitaria* (sección 2.6.1).

4.3. Compensación externa

Existen algunos amplificadores que poseen compensación externa como el LM308, lo cual cumple las mismas funciones que la compensación interna con la salvedad que el polo dominante no es impuesto por el fabricante, sino que debe ser definido introduciendo, en general, un capacitor entre dos terminales del circuito integrado, y si no se realiza esta compensación, los efectos que se producen sobre una señal a la salida son indeseados, como los que se observan en la siguiente figura:

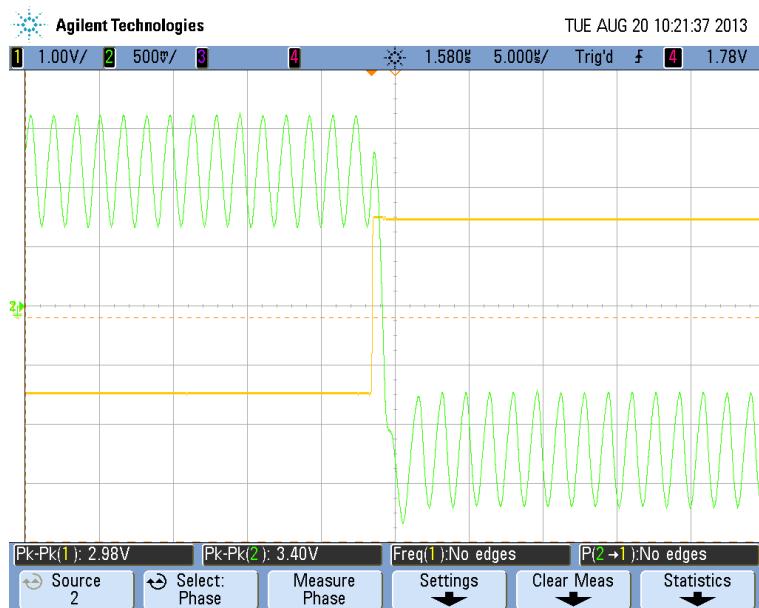


Figura 4.3.1: Ejemplo de señal procesada con ausencia de compensación externa.

Esto se debe a que ante la ausencia del polo dominante, los armónicos de frecuencias altas no se ven atenuados y su comportamiento puede ser impredecible debido a efectos de otras singularidades en la respuesta del amplificador operacional.

El fabricante provee instrucciones acerca del valor del mínimo que debe tener la capacidad que se conecta para el correcto funcionamiento. Este valor no asegura una respuesta aceptable en el circuito ya que el término “aceptable” depende de la finalidad del circuito y es relativo a ella. Lo que no es relativo es la presencia de sobrepicos en la salida del amplificador, aunque si bien estos pueden ser reducidos aumentando el valor del condensador, no se debe dejar de lado el hecho que al aumentar

¹ El concepto de enmascarar hace referencia a que la presencia un elemento o individuo hace imperceptibles a los demás. En este caso, la presencia del polo dominante impide la percepción de los demás polos y/o ceros.

la capacidad se está disminuyendo el Ancho de Banda y el Slew Rate ya que estos son inversamente proporcionales al valor del condensador, según las ecuaciones del fabricante[6].

Por lo que dependiendo de la finalidad del circuito se deberá analizar el valor del capacitor, si se desea mayor ancho de banda se deberá disminuirlo, si lo que se desea es disminuir mayormente los sobrepicos se deberá aumentarlo.

Al colocar un capacitor para llevar a cabo la compensación externa, se obtiene una respuesta más fiel en cuanto a la presencia de ruido tal y como se ilustra en la figura 4.3.2. Esta manera de compensación puede ser conveniente ya que independiza al usuario de la elección del fabricante y produce una mayor libertad en el funcionamiento del amplificador operacional.



Figura 4.3.2: Señal con sobreíodo debido a la compensación externa del Op-Amp.
Se observa que la compensación filtró los armónicos que se observaban en la figura anterior.

4.4. Implementación

Se implementó el siguiente circuito:

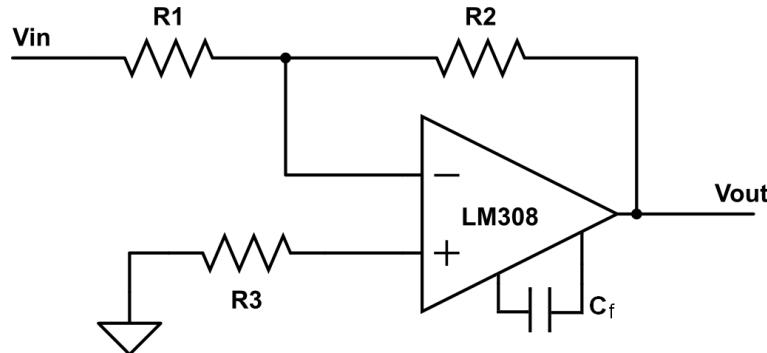


Figura 4.4.1: Esquema del circuito sin compensación externa.

Las resistencias R1 y R2 fueron tomadas de $15k\Omega$ y $12k\Omega$, respectivamente para que se ajusten a -2dB de ganancia.

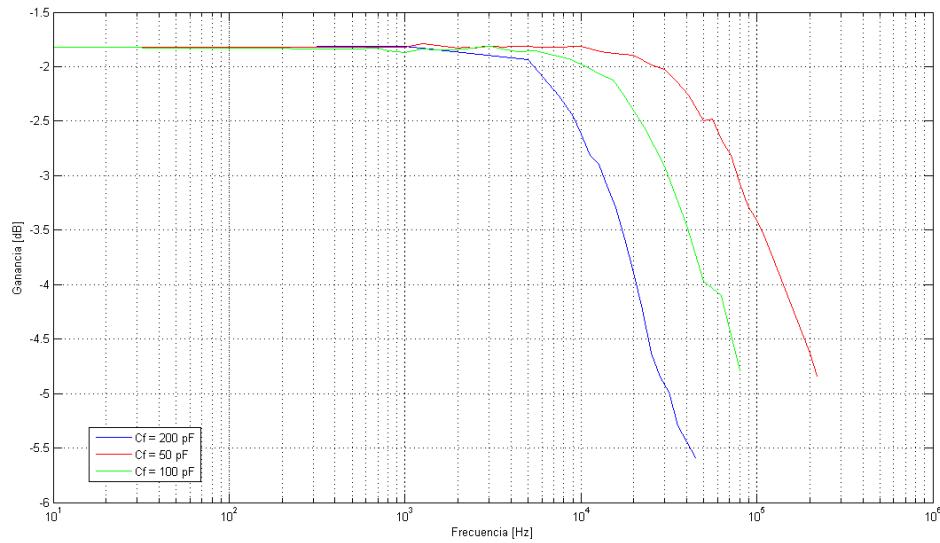
El resistor R3, fue determinado con el fin de reducir la tensión de offset, según la ecuación 5.3.2. Finalmente, teniendo en cuenta esos valores y las especificaciones del fabricante[6].

El capacitor de valor Cf, se estimó en 50 pF según lo calculado a partir de la siguiente relación dada por el fabricante[6]:

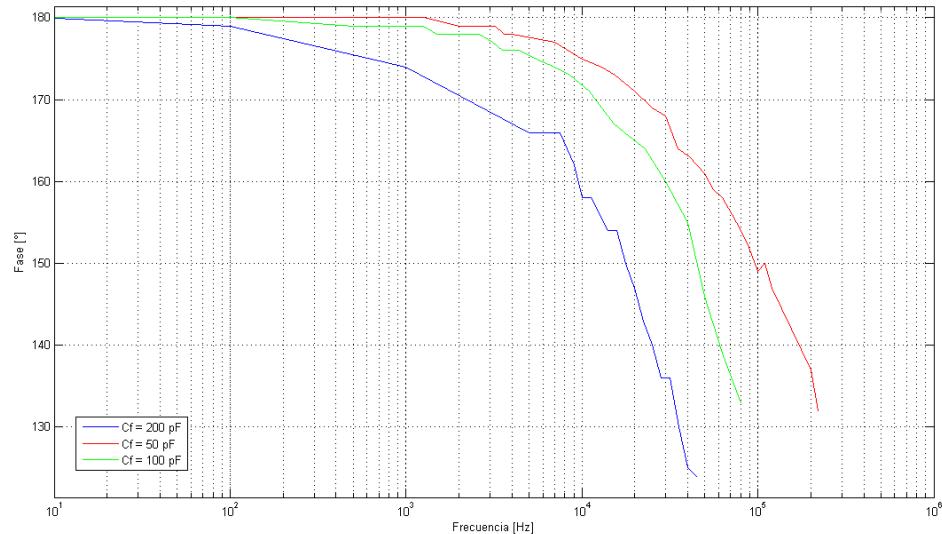
$$Cf \geq \frac{R1 \cdot C_o}{R1 + R2} \quad (4.4.1)$$

siendo,

$$C_o = 30pF$$



(a) Módulo de la respuesta en frecuencia.



(b) Fase de la respuesta en frecuencia.

Figura 4.4.2: Diagramas de Bode para distintas compensaciones externas

Como se ilustró en las mediciones y en los gráficos de la figura 4.4.2a y 4.4.2b, la ganancia y fase corresponden al comportamiento de un sistema de primer orden.

Por otro lado, a la frecuencia del polo (frecuencia a la cual la ganancia con respecto a la inicial disminuyó en 3dB) existe una diferencia de fase de 133° siendo 180° la fase inicial del diagrama de Bode, por lo que el desfase respecto a la fase inicial es de 47° .

Teniendo en cuenta que el desfase relativo de un polo en la frecuencia del mismo es de 45° y la

discrepancia entre ambos es de 2° (encontrándose este valor dentro de la tolerancia del error de los instrumentos y los métodos utilizados.) se concluye que la aproximación de un polo dominante es correcta porque el sistema tras un análisis de su respuesta en frecuencia se comporta como tal.

4.5. Linealidad

Si se parte del criterio desarrollado en la sección 2.3.2 para determinar el valor máximo de señal pico a pico que el operacional puede recibir a su entrada sin saturar ni presentar efectos de Slew Rate y se analiza la respuesta del circuito eléctrico para distintos valores de C_f se podrá confeccionar una curva como la siguiente:

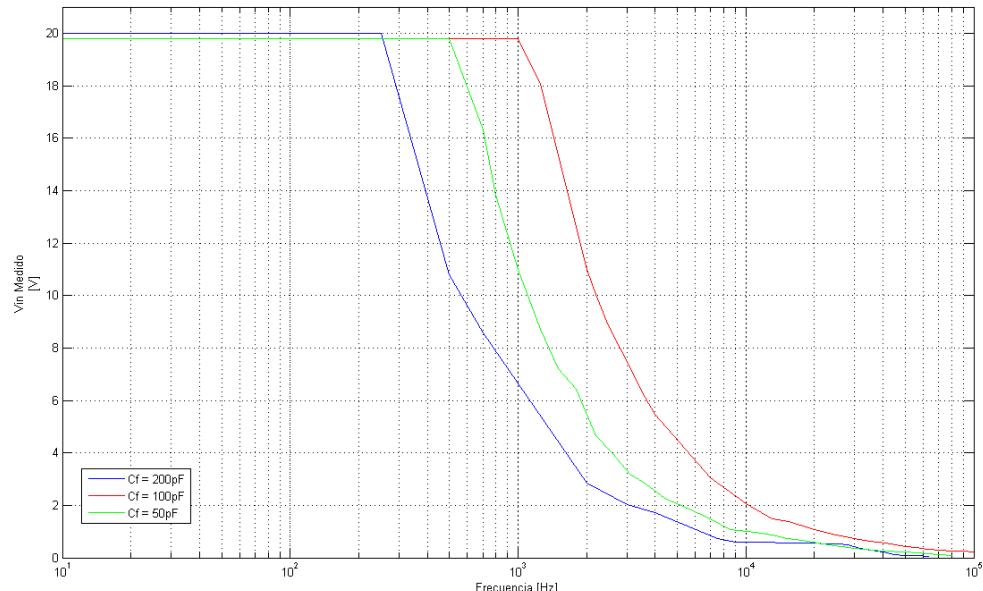


Figura 4.5.1: Tensión de entrada máxima que permite suponer el sistema como lineal.

En la figura anterior se vé claramente como un aumento de la capacidad de la etapa de compensación reduce la frecuencia del polo dominante. Disminuyendo a una frecuencia menor aquella frecuencia a la cual la amplitud máxima el sistema se comporta de manera lineal.

Tanto para las curvas teóricas como para las medidas el valor de V_{in} máximo admitido a la entrada difiere en aproximadamente 2V. Esta discrepancia se debe a la aproximación empleada para los cálculos teóricos, donde se consideró que la máxima tensión de salida que el amplificador puede entregar es la que reciba como alimentación (30V pico a pico para este caso) y como el amplificador tiene una ganancia de -2 dB (aproximadamente 0,79 veces). A pesar que se sabe que esto no ocurre debido a que la disposición de los transistores en la etapa de salida provocan que la tensión de saturación, sea menor a la tensión de alimentación (en módulo) se obtiene así el valor teórico de la tabla² confeccionada a continuación (con $C_f=100\text{pF}$):

²El V_{in} medido fue limitado en la práctica por la máxima tensión posible que puede entregar el generador de señales utilizado.

<i>Frecuencia [Hz]</i>	<i>V_{in} Teórico [V]</i>	<i>V_{in} Medido [V]</i>	<i>V_{out} [V]</i>	<i> V_{out} / V_{in} [dB]</i>	<i>Fase [°]</i>
10	$37,50 \pm 0,05$	$19,80 \pm 0,02$	$16,05 \pm 0,02$	$-1,83 \pm 0,05$	180 ± 2
100	$37,50 \pm 0,05$	$19,80 \pm 0,02$	$16,04 \pm 0,02$	$-1,83 \pm 0,05$	180 ± 2
500	$23,60 \pm 0,05$	$19,80 \pm 0,02$	$16,03 \pm 0,02$	$-1,83 \pm 0,05$	179 ± 2
700	$16,86 \pm 0,05$	$16,30 \pm 0,02$	$13,21 \pm 0,02$	$-1,82 \pm 0,05$	179 ± 2
800	$14,75 \pm 0,05$	$13,83 \pm 0,02$	$11,17 \pm 0,02$	$-1,86 \pm 0,05$	179 ± 2
1k	$11,80 \pm 0,05$	$11,01 \pm 0,02$	$8,88 \pm 0,02$	$-1,87 \pm 0,05$	179 ± 2
1,25k	$9,44 \pm 0,05$	$8,70 \pm 0,02$	$7,04 \pm 0,02$	$-1,84 \pm 0,05$	179 ± 2
1,5k	$7,87 \pm 0,05$	$7,21 \pm 0,02$	$5,83 \pm 0,02$	$-1,84 \pm 0,05$	178 ± 2
1,8k	$6,56 \pm 0,05$	$6,43 \pm 0,02$	$5,20 \pm 0,02$	$-1,84 \pm 0,05$	178 ± 2
2,2k	$5,36 \pm 0,05$	$4,67 \pm 0,02$	$3,78 \pm 0,02$	$-1,83 \pm 0,05$	178 ± 2
2,6k	$4,54 \pm 0,05$	$3,96 \pm 0,02$	$3,21 \pm 0,02$	$-1,82 \pm 0,05$	178 ± 2
3,1k	$3,81 \pm 0,05$	$3,18 \pm 0,02$	$2,58 \pm 0,02$	$-1,82 \pm 0,05$	177 ± 2
3,55k	$3,32 \pm 0,05$	$2,88 \pm 0,02$	$2,33 \pm 0,02$	$-1,84 \pm 0,05$	176 ± 2
4,4k	$2,68 \pm 0,05$	$2,28 \pm 0,02$	$1,84 \pm 0,02$	$-1,85 \pm 0,05$	176 ± 2
5,5k	$2,14 \pm 0,05$	$1,88 \pm 0,02$	$1,52 \pm 0,02$	$-1,90 \pm 0,05$	175 ± 2
7k	$1,69 \pm 0,05$	$1,48 \pm 0,02$	$1,20 \pm 0,02$	$-1,92 \pm 0,05$	174 ± 2
8,5k	$1,39 \pm 0,05$	$1,06 \pm 0,02$	$0,87 \pm 0,02$	$-2,01 \pm 0,05$	173 ± 2
11k	$1,07 \pm 0,05$	$0,98 \pm 0,02$	$0,78 \pm 0,02$	$-2,12 \pm 0,05$	171 ± 2
13k	$0,91 \pm 0,05$	$0,87 \pm 0,02$	$0,68 \pm 0,02$	$-2,26 \pm 0,05$	169 ± 2
15,2k	$0,78 \pm 0,05$	$0,75 \pm 0,02$	$0,59 \pm 0,02$	$-2,55 \pm 0,05$	167 ± 2
17,5k	$0,67 \pm 0,05$	$0,65 \pm 0,02$	$0,50 \pm 0,02$	$-2,91 \pm 0,05$	166 ± 2
23k	$0,51 \pm 0,05$	$0,48 \pm 0,02$	$0,36 \pm 0,02$	$-2,46 \pm 0,05$	164 ± 2
30k	$0,39 \pm 0,05$	$0,36 \pm 0,02$	$0,25 \pm 0,02$	$-2,91 \pm 0,05$	160 ± 2
40k	$0,29 \pm 0,05$	$0,27 \pm 0,02$	$0,18 \pm 0,02$	$-3,46 \pm 0,05$	155 ± 2
50k	$0,24 \pm 0,05$	$0,22 \pm 0,02$	$0,14 \pm 0,02$	$-3,97 \pm 0,05$	152 ± 2
63k	$0,19 \pm 0,05$	$0,17 \pm 0,02$	$0,11 \pm 0,02$	$-4,10 \pm 0,05$	150 ± 2
80k	$0,15 \pm 0,05$	$0,01 \pm 0,02$	$0,06 \pm 0,02$	$-4,79 \pm 0,05$	147 ± 2

4.6. Conclusiones

A partir de las mediciones realizadas con capacidades de 50 y 200 pF se pudo observar que no hubo variaciones considerables con respecto a los picos como se observan entre las figuras 4.1 y 4.3.2, no obstante eso, la máxima tensión permitida para la cuál la respuesta no presenta distorsiones (figura anterior) presentó una disminución en la mayoría de las mediciones entre los circuitos favoreciendo al circuito realizado con el capacitor de 50 pF como se muestra en la figura anterior, lo cual era un resultado predecible debido a la disminución del Slew Rate porque teniendo en cuenta lo analizado en la ecuación para la condición del Slew Rate (Ecuación 2.3.2) y máxima tensión permitida en la entrada (manteniendo al sistema lineal), la cual es proporcional al Slew Rate.

Además el ancho de banda del circuito disminuye en proporción inversa al aumento de la capacidad. Por lo que se puede suponer que en casos generales el circuito con el menor de los capacitores sería el más apropiado. Sin embargo esta afirmación no es absolutamente cierta ya que en la elección del capacitor para el circuito influye su finalidad como por ejemplo, si se sabe que el Slew Rate no distorsionará sobre la señal ya que esta es de baja frecuencia; se puede utilizar un circuito con un capacitor mayor para que además de estabilizar el circuito; el polo dominante actúe como un filtro pasa bajos y favorezca la disminución del ruido externo.

Capítulo 5

Tensión de Offset

La tensión de offset en un amplificador operacional es una tensión continua que se encuentra en la salida del mismo. Esta tensión es el producto de imperfecciones en los procesos de fabricación de los chips y a características intrínsecas de los semiconductores.

A continuación se comentan dos fenómenos que producen *Tensión de offset*.

5.1. Corrientes de Bias

Los amplificadores operacionales poseen en sus entradas transistores, los cuales requieren un consumo de corriente continua para poder ser polarizados. Esta corriente recibe el nombre de Corriente de Bias[9]:

- I_B^+ : para la corriente que polariza al transistor de la terminal no inversora;
- I_B^- : para la corriente que polariza al transistor de la terminal inversora.

Un aspecto significativo a tener en cuenta para el correcto funcionamiento del amplificador operacional es que cada una de las entradas tenga un lazo de corriente continua a través del cual estas puedan circular. Si esto no ocurre la consecuencia será la aparición de una tensión continua a la salida del amplificador.

5.2. Tensión de Offset

Las discrepancias que existen como resultado de la fabricación de los transistores que se encuentran en la entrada del amplificador operacional causan también un corrimiento en la tensión de polarización de los mismos. Por lo tanto, para que la salida del amplificador sea nula se deberá inyectar entre las entradas una tensión de continua denominada *Tensión de Offset de Entrada* (V_{io}) para compensar este efecto intrínseco al proceso de construcción de los operacionales.

Esta tensión tiene la particularidad que puede ser compensada de manera externa mediante un potenciómetro/preset (resistencias variables) conectado entre Vcc y -Vcc.

La magnitud y el sentido de esta tensión V_{io} dependerá de las diferencias entre los transistores que constituyen la etapa de entrada del amplificador. Por lo tanto es un parámetro con un alto grado de variabilidad para una muestra dada de un mismo circuito integrado.

5.3. Compensación

En la siguiente figura se presenta un esquema básico cuya finalidad es establecer una relación de dependencia de la tensión de offset a la salida de un operacional con las corrientes de Bias y la tensión de offset a la entrada.

Para desarrollar un estudio de la influencia de las corrientes de Bias y tensiones de Offset a la entrada se procederá con un análisis del peor caso, el cuál será cuando los sentidos de V_{io} , I_B^+ , I_B^- sean tales que sus tensiones a la salida se adicionan (sean negativas o positivas).

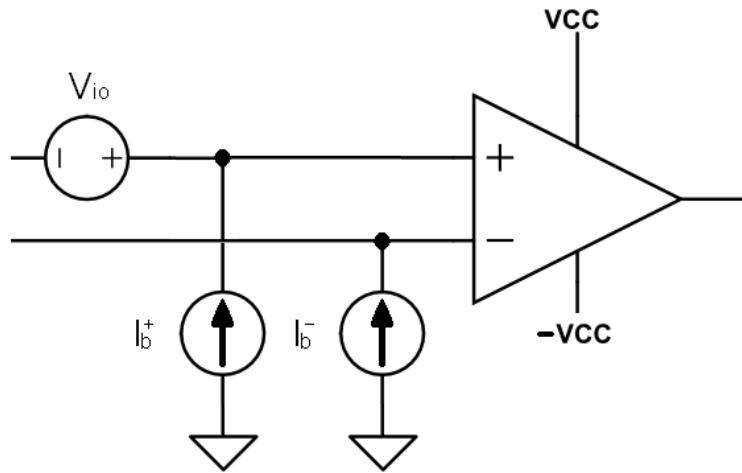


Figura 5.3.1: Modelo de amplificador operacional con efectos de offset.

Como el circuito es un sistema lineal se admite el uso del principio de superposición. Por lo tanto se analizará la influencia de cada fuente sobre la salida y luego se sumaran los resultados:

Si se pasivan cada una de las fuentes y se calcula la influencia de estas a la salida del circuito se llegan a las siguientes expresiones:

$$V_{o1} = V_{io} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

$$V_{oB+} = I_B^+ R_c \left(1 + \frac{R2}{R1} \right), V_{oB-} = -I_B^- R2$$

Para poder agrupar las tensiones de offset según su origen, se define:

$$\begin{aligned} V_{o2} &= V_{oB+} + V_{oB-} = I_B^+ R_c \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) - I_B^- R2 \implies \\ V_{offset} &= V_{o1} + V_{o2} = V_{io} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_B^+ R_c \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) - I_B^- R2 \\ V_{offset} &= V_{io} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_B^+ R_c \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) - I_B^- R2 \quad (5.3.1) \\ V_{offset} &= \left(\frac{R1 + R2}{R1} \right) \cdot \left(V_{io} + I_B^+ R_c - I_B^- \frac{R1 R2}{R1 + R2} \right) \end{aligned}$$

Si se admite que las corrientes de Bias son idénticas se llega a que el valor mínimo de la expresión anterior se da cuando:

$$R_c = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \quad (5.3.2)$$

Para disminuir el efecto de las corriente de Bias se debe elegir R_c según este criterio.

5.4. Modelización

Con el propósito de medir las tensiones de offset de un amplificador operacional, se analizará el siguiente circuito; donde las tensiones de offset de cada operacional admiten ser modeladas como una fuente de tensión continua conectada entre las terminales de cada operacional. Además, las corrientes de Bias para cada terminal son representadas por fuentes de corriente conectadas pero que en este caso particular no tendrán efectos sobre la salida debido a las consideraciones que se explican a continuación.

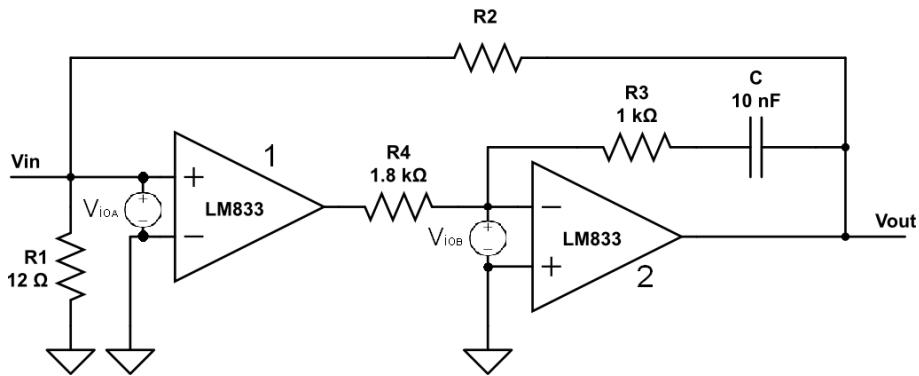


Figura 5.4.1: Circuito eléctrico con las tensiones de offset en la entrada.

5.5. Consideraciones

Dada $R1$ de 12Ω , entonces puede despreciarse la corriente de Bias del terminal no inversor del operacional 1 (la cuál es de cientos de nA , según las especificaciones del fabricante[5]) y porque la corriente que circulará por $R1$ será varios ordenes de magnitud más grande. La corriente de Bias del terminal inversor del operacional 1 no influye en las mediciones de offset ya que el mismo se encuentra conectado a masa. Lo mismo ocurre con la corriente de Bias del terminal no inversor del operacional 2. Finalmente se desprecia la corriente de Bias del terminal inversor del segundo operacional usando el mismo criterio que para despreciar I_B^+ en el primer operacional, ya que las corrientes que circulan por $R4$ ($1,8\text{ k}\Omega$) y el lazo de realimentación conformado por C ($10nF$) y $R3$ ($1k\Omega$) son del orden de las decenas de mA .

5.6. Análisis

Debido a la configuración de este circuito en particular, la tensión aplicada sobre $R1$ será igual a la tensión de offset del operacional bajo análisis. El divisor resistivo entre $R1$ y $R2$ es el lazo encargado de la realimentación del circuito, además, provee un divisor resistivo entre la salida y $0V$. En virtud de este lazo, la tensión en la salida presenta una relación dada por la ecuación 5.6.1 con la tensión de

offset, y así es como midiendo una tensión mensurable con los instrumentos de laboratorio (orden de algunos Volt), se puede inferir la tensión de offset (según el fabricante del orden de unos pocos mV o cientos de μV para este amplificador operacional). La relación entre las resistencias $R1$ y $R2$ es la que define la tensión que aparecerá a la salida del circuito. Es por esto que para disminuir el error relativo en la medición de V_{out} , se repitió la medición pero aumentando el valor de la resistencia de realimentación $R2$, ya que la tensión de offset no dependerá de factores externos (como las resistencias que intervengan en el circuito). Esta será constante y la tensión de salida sólo dependerá de la relación de resistencias según la siguiente relación:

$$V_{out} = V_{ioA} \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) \quad (5.6.1)$$

El segundo amplificador cumple con la función de presentar una alta ganancia para las señales de baja frecuencia (en especial tensión continua como es el offset) debido al capacitor que se encuentra en el lazo de realimentación y produce un lazo abierto para las señales de continua.

Las mediciones realizadas arrojaron los siguientes resultados¹ para 3 modelos distintos del mismo amplificador operacional:

Modelo de LM833	$R2 [\Omega]$	$V_{out}[V]$	$V_{offset}[mV]$
1º modelo	10k	$0,22 \pm 0,02$	$0,27 \pm 0,02$
1º modelo	39k	$0,52 \pm 0,02$	$0,16 \pm 0,02$
1º modelo	100k	$1,32 \pm 0,02$	$0,16 \pm 0,02$
1º modelo	500k	$6,15 \pm 0,02$	$0,15 \pm 0,02$
1º modelo	1M	$11,00 \pm 0,02$	$0,13 \pm 0,02$
2º modelo	10k	$0,15 \pm 0,02$	$0,18 \pm 0,02$
2º modelo	39k	$0,62 \pm 0,02$	$0,19 \pm 0,02$
2º modelo	100k	$1,30 \pm 0,02$	$0,16 \pm 0,02$
2º modelo	500k	$6,35 \pm 0,02$	$0,15 \pm 0,02$
2º modelo	1M	$10,50 \pm 0,02$	$0,13 \pm 0,02$
3º modelo	10k	$0,12 \pm 0,02$	$0,14 \pm 0,02$
3º modelo	39k	$0,43 \pm 0,02$	$0,13 \pm 0,02$
3º modelo	100k	$1,27 \pm 0,02$	$0,15 \pm 0,02$
3º modelo	500k	$5,30 \pm 0,02$	$0,13 \pm 0,02$
3º modelo	1M	$8,40 \pm 0,02$	$0,10 \pm 0,02$

5.7. Conclusiones

Los resultados obtenidos denotan que las tensiones de offset fueron inferiores a las indicadas por el fabricante (Onsemi para el caso de los amplificadores operacionales analizados) según las cuales el valor típico para la tensión de offset es de $0,3 mV$ admitiendo como máximo valores de $5 mV$. Las discrepancias entre los valores calculados mediante el circuito presentado y las indicaciones del fabricante puede ser atribuidas a la dispersión mencionada de las resistencias empleadas, dispersiones constructivas propias de cada circuito integrado y las aproximaciones que se emplearon en la deducción de la ecuación 5.6.1.

¹ Las resistencias involucradas poseen una tolerancia del 5 %.

Capítulo 6

Derivador

Hasta el momento se han realizado circuitos con amplificadores operacionales que producen una atenuación o una amplificación de una señal interconectando de diferentes formas resistencias en su realimentación o en sus diferentes entradas, como así también se realizaron circuitos inversores o no inversores dependiendo del tipo de fuente(fuente simple/single suply o fuente partida/double suply). Sin embargo estas conexiones no limitan las operaciones que se pueden realizar con un amplificador operacional, como por ejemplo operaciones matemáticas tales como la derivación de una señal respecto del tiempo o la integral de dicha señal también en el tiempo.

6.1. Circuito

Para realizar la derivada respecto del tiempo de una señal se puede introducir un capacitor en una de las entradas del amplificador operacional como se ilustra a continuación:

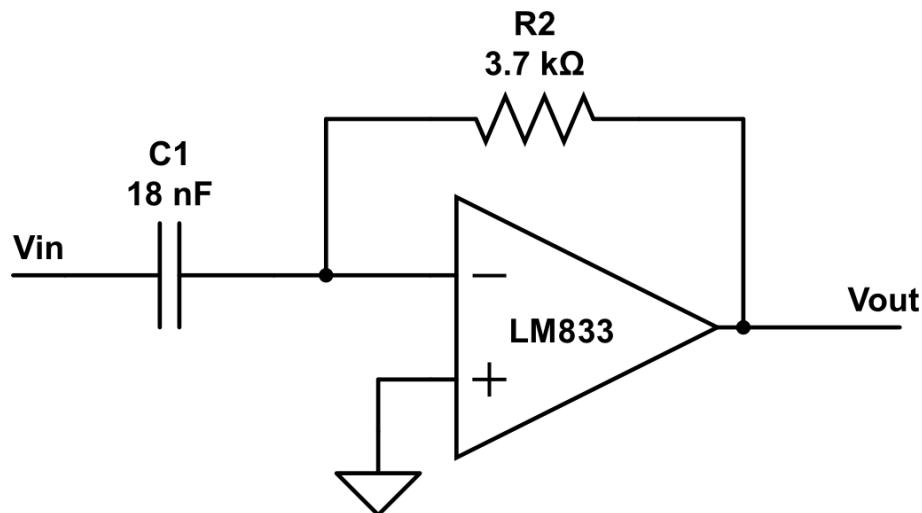


Figura 6.1.1: Esquema más básico y elemental de un circuito derivador.

6.2. Ecuaciones

Si se calcula la transferencia (V_{out}/V_{in}) considerando al amplificador operacional como ideal se obtiene la siguiente función transferencia:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = R_2 C_1 \cdot S \quad (6.2.1)$$

Donde S es la variable compleja $j\omega$, siendo j la unidad imaginaria.

La ecuación anterior denota que en la función transferencia existe un cero en cero (es decir para una señal continua).

Para obtener una mejor apreciación de la respuesta del circuito se puede considerar que la ganancia de lazo abierto (A_{vol}) es finita. Esta consideración introduce un polo en la función transferencia obteniendo la siguiente ecuación:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-C_1 R_2}{1 + \frac{1}{A_{vol}}} \cdot \frac{S}{1 + \frac{S}{\frac{A_{vol}}{1+C_1 R_2}}} \quad (6.2.2)$$

Nótese que tomando $\lim_{A_{vol} \rightarrow \infty}$ en la expresión anterior se obtiene el caso ideal mencionado previamente.

Si se desea aumentar aún más un grado en la modelización del circuito a analizar es correcto introducir la respuesta en frecuencia que posee la ganancia a lazo abierto (presencia del polo dominante en ω_P), y como consecuencia de esto la transferencia presentará el mismo cero que el caso ideal pero ahora poseerá un polo doble y su transferencia corresponderá con la siguiente ecuación:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_o \cdot S}{\left(\frac{S}{\omega_o}\right)^2 + \frac{s}{\omega_o Q} + 1} \quad (6.2.3)$$

Donde:

$$A_o = \frac{-C_1 R_2}{1 + \frac{1}{A_{vol}}} \text{ es una constante}$$

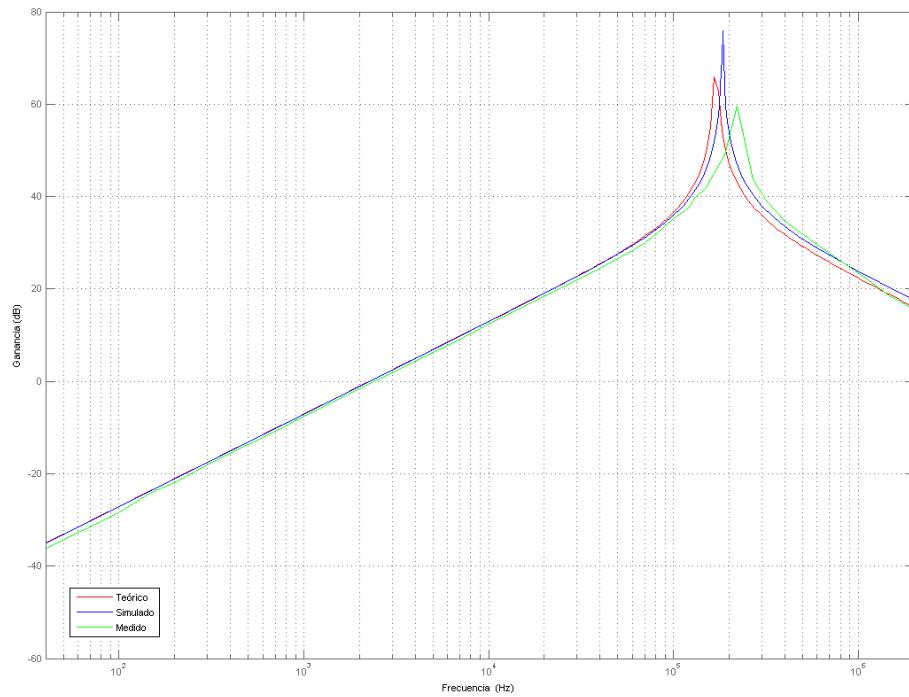
$$\omega_o = \sqrt{\frac{\omega_P(1 + A_{vol})}{C_1 R_2}} \text{ es la frecuencia del polo}$$

$$Q = \frac{\sqrt{C_1 R_2 \omega_P(1 + A_{vol})}}{C_1 R_2 \omega_P + 1} \text{ es el factor de calidad}$$

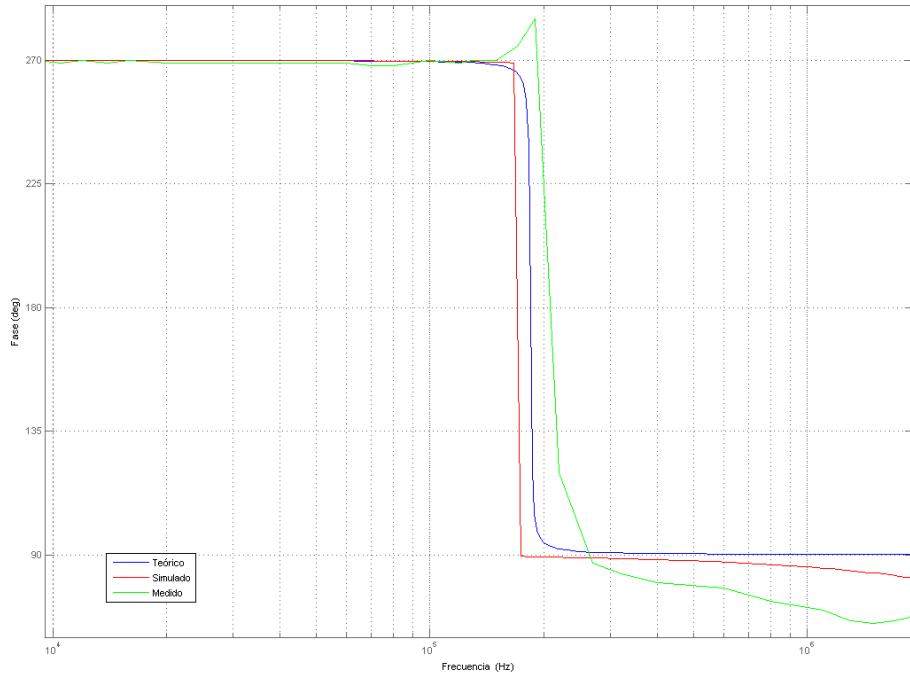
6.3. Implementación

En la implementación del circuito mencionado, con los respectivos valores que se incluyen en la figura 6.1.1 y empleando un amplificador operacional LM833, el cual fue elegido por poseer un producto ganancia ancho de banda superior al de otros amplificadores operacionales de su misma gama y además, como se vio en la transferencia de este circuito, la frecuencia del polo doble tiene una gran dependencia con dicho ancho de banda.

Tras la simulación, se obtuvo el siguiente diagrama de Bode de la transferencia obtenida analíticamente en los pasos anteriores:



(a) Módulo de la respuesta en frecuencia.



(b) Fase de la respuesta en frecuencia.

Figura 6.3.1: Diagrama de Bode

Como se puede observar, el gráfico comienza en $-\infty$ y con pendiente creciente, esto se debe a la presencia del cero en cero. Por otro lado, el hecho que la fase comience en -90° también es por influencia del polo ya que por él mismo esta comenzaría en 90° , pero se le deben sustraer 180° por tratarse de un circuito además de derivador, inversor.

Es importante mencionar la presencia de un sobrepico, resultado esperable teniendo en cuenta la presencia del polo doble y al siguiente hecho:

Dada una singularidad en una función transferencia, sea polo o cero, de segundo orden se la puede expresar de la siguiente manera (en el numerador o en el denominador según corresponda):

$$\left(\frac{S}{\omega_o}\right)^2 + \frac{S}{\omega_o Q} + 1$$

Si se calcula la transferencia de dicha singularidad en el denominador, es decir se tratarán de 2 polos, la respuesta en frecuencia del circuito tendrá la siguiente forma, haciendo variaciones del valor Q se obtiene el gráfico de la siguiente figura . En el cual se muestra que si el factor Q es mayor a $\frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,707$ se obtiene un sobrepico en la transferencia.

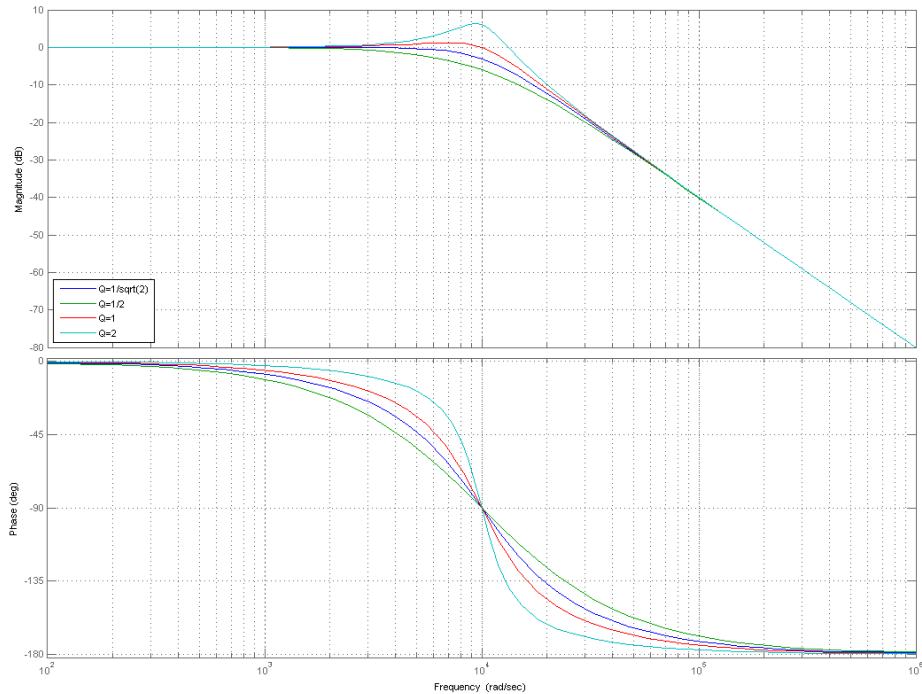


Figura 6.3.2: Diagrama de Bode de sistema con polo doble.

Como resultado del análisis de la respuesta en frecuencia de un polo doble se puede inferir que el sobrepico en la transferencia es ocasionado por este mismo. También debido a que el factor de calidad Q con los valores empleados es mayor al mínimo mencionado anteriormente ($\approx 0,707$) se observó la presencia de un sobrepico, y por otro lado, en la fase del diagrama de Bode (figura 6.3.1b) también se

advierte un valor elevado por el brusco cambio de fase producido en la frecuencia del polo, en lugar de haber presentado un desfazaje paulatino desde una frecuencia más baja. Por lo tanto el tener un factor de calidad Q elevado produce que la fase se pueda mantener constante por mayor cantidad de tiempo, aunque a su vez se introduce un inconveniente, el cuál se puede observar en la figura 6.3.3a:



(a) Respuesta del derivador al escalón.



(b) Respuesta del derivador compensado al escalón.

Figura 6.3.3: Respuestas al escalón

6.4. Solución propuesta

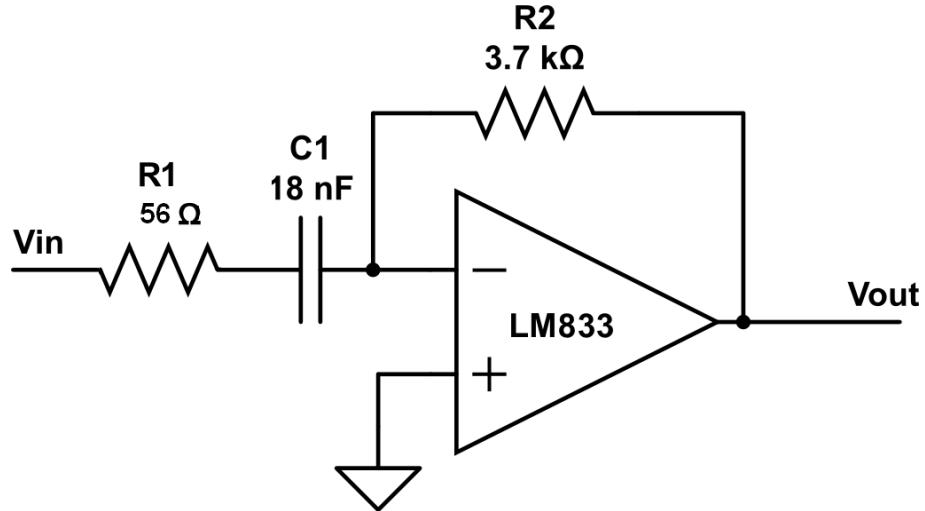


Figura 6.4.1: Circuito derivador modificado con R1 para controlar Q.

El sobrepico obtenido a la salida del derivador es consecuencia del factor de calidad Q. Una manera de solucionar este efecto es agregando una resistencia en serie al capacitor para modificar dicho factor, aunque a su vez este cambio modifica la frecuencia del polo. Esto se hace visible al calcular la transferencia producida por el nuevo circuito (figura 6.4.1), se obtiene la siguiente transferencia:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_o \cdot S}{\left(\frac{S}{\omega_o}\right)^2 + \frac{S}{\omega_o Q} + 1} \quad (6.4.1)$$

donde

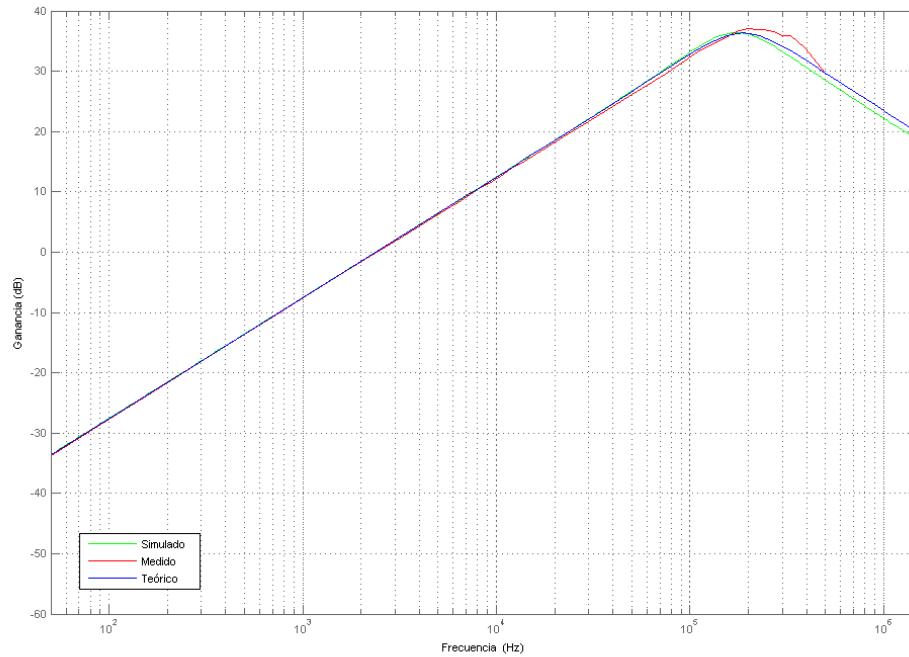
$$A_o = \frac{-C_1 R_2}{1 + \frac{1}{A_{vol}}} \text{ es una constante}$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{\omega_P(1 + A_{vol})}{C_1(R_2 + R_1)}} \text{ es la frecuencia del polo}$$

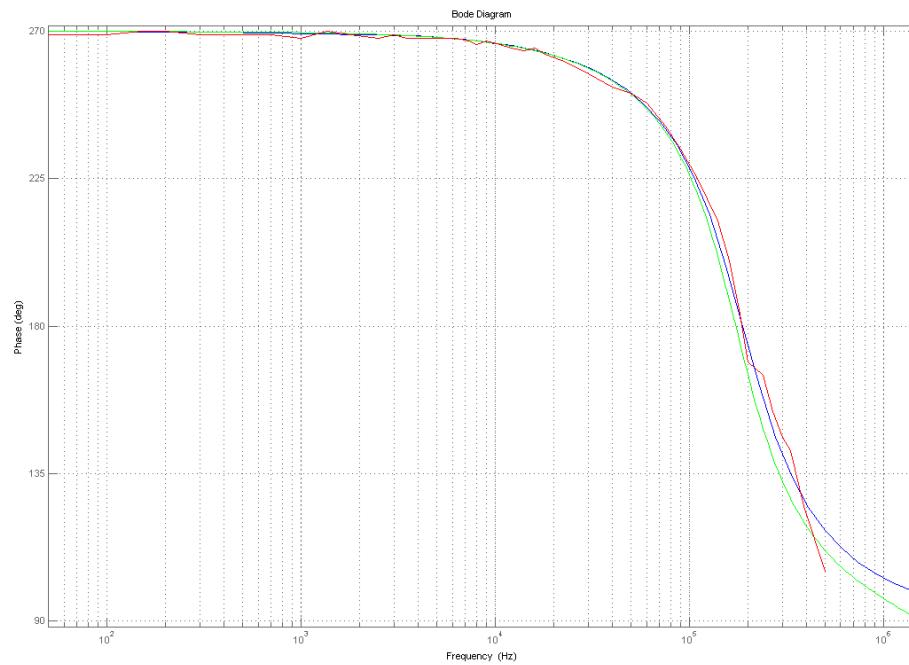
$$Q = \frac{\sqrt{C_1(R_1 + R_2)\omega_P(1 + A_{vol})}}{C_1(R_1(1 + A_{vol}) + R_2)\omega_P + 1} \text{ es el factor de calidad}$$

Por lo tanto, añadiendo R1 se puede controlar el factor de calidad y la frecuencia del polo.

Y si se quiere evitar dichos sobrepicos se debe exigir al factor de calidad Q tener un valor menor o igual a $\frac{1}{\sqrt{2}}$, pero mientras menor sea Q, la señal comenzará a desfasarse desde frecuencias menores. Por estas razones si se quiere evitar sobrepicos y a su vez tener el mayor ancho de banda sin que la señal se desface con un margen de error aceptable (que para este caso lo tomaremos en 3°), se deberá optar por una resistencia tal que el factor Q sea igual a $\frac{1}{\sqrt{2}}$. Realizando el cálculo para el circuito analizado obtenemos que la resistencia que se agrega en serie debe ser de 50Ω (aproximada al valor comercial mayor más cercano, 47Ω).



(a) Módulo de la respuesta en frecuencia.



(b) Fase de la respuesta en frecuencia.

Figura 6.4.2: Diagramas de Bode del circuito derivador compensado.

6.5. Conclusiones

A pesar de la influencia de varios aspectos dispersivos, como la tolerancia de las resistencias (que para este caso fue del 5 %) y de los parámetros del amplificador operacional empleado, al incorporar en el circuito, la resistencia en serie de 50Ω que se explicó en el párrafo anterior; desapareció el sobreímpetu observado en la figura 6.3.3a, dando como respuesta a la misma excitación (una señal escalón en este caso) la señal que se observa en la figura 6.3.3b.

Analizando la respuesta en frecuencia que se obtuvo el diagrama de Bode anterior se observa que al realizar un circuito derivador con un amplificador operacional se produce un polo doble. Este polo produce un sobreímpetu que puede distorsionar la señal a la salida. Para compensar esta falla se debe introducir una resistencia en serie que cumpla la función de amortiguar el sobreímpetu observado, pero esto produce a su vez un efecto secundario negativo, si se compara ambas respuestas en frecuencia, la del circuito sin compensar y la del compensado, se puede notar que en el primer caso no hubo un desfase importante, es decir mayor a 3° , hasta aproximadamente 150kHz, mientras que en el compensado a los 8kHz fue dicho corte. Es decir, el hecho de compensar el circuito elimina el sobreímpetu, pero reduce considerablemente el ancho de banda para la condición de diferencia de fase aceptada.

Capítulo 7

Integrador

Como se mencionó en el capítulo anterior, una de las aplicaciones que admiten los amplificadores operacionales es la de comportarse como un integrador de señales en el tiempo. Un circuito que puede comportarse como tal es el siguiente:

7.1. Circuito

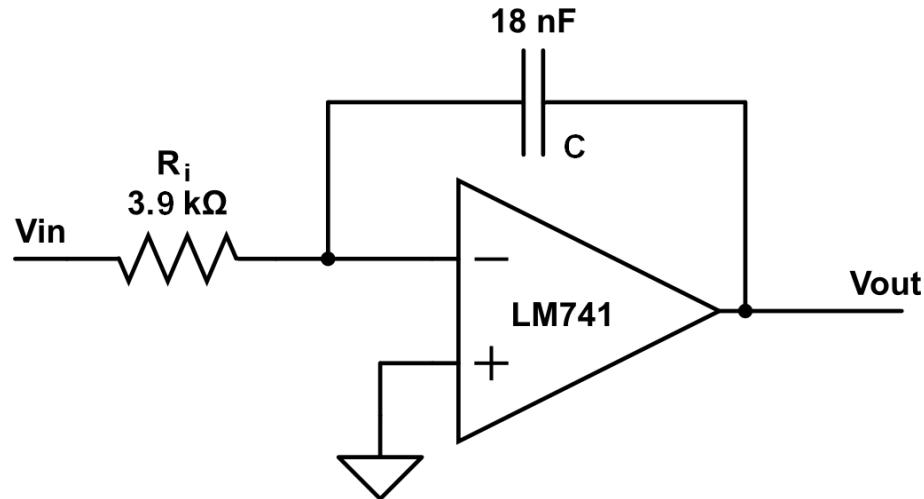


Figura 7.1.1: Esquema más básico y elemental de un circuito integrador.

7.2. Ecuaciones

Se repetirán los pasos seguidos en el capítulo 2 para deducir las expresiones de la transferencia

$$V_o(S) = \frac{-1}{R_i C} \frac{V_i(S)}{S}, \quad S \text{ denota a la variable compleja } j\omega$$

$$\implies V_o(t) = \frac{-1}{R_i C} \int_0^t V_i(t) dt \quad (7.2.1)$$

Suponiendo al amplificador operacional ideal ($A_{vol} \rightarrow \infty$):

$$\frac{V_o}{V_i} = H(S) = \frac{-1}{S.C.Ri}$$

Ahora, considerando que la ganancia de lazo abierto (A_{vol}) es finita:

$$\frac{V_o}{V_i} = H(S) = \frac{-1}{S.C.Ri} \frac{1}{1 + \frac{1}{A_{vol}}(1 + \frac{1}{S.C.R_i})}$$

Considerando el polo dominante impuesto por el amplificador operacional se llega a:

$$\frac{V_o}{V_i} = H(S) = \frac{-G_o}{\frac{C.R_i \cdot G_o}{\omega_B} S^2 + \frac{G_o}{\omega_B} S + 1} \quad (7.2.2)$$

donde G_o es la ganancia inicial, para $\omega_o = 0$ y está dada por:

$$G_o = \frac{\frac{1}{S.C.Ri}}{1 + \frac{1}{A_{vol}}(1 + \frac{1}{S.C.R_i})}$$

7.3. Respuesta en frecuencia

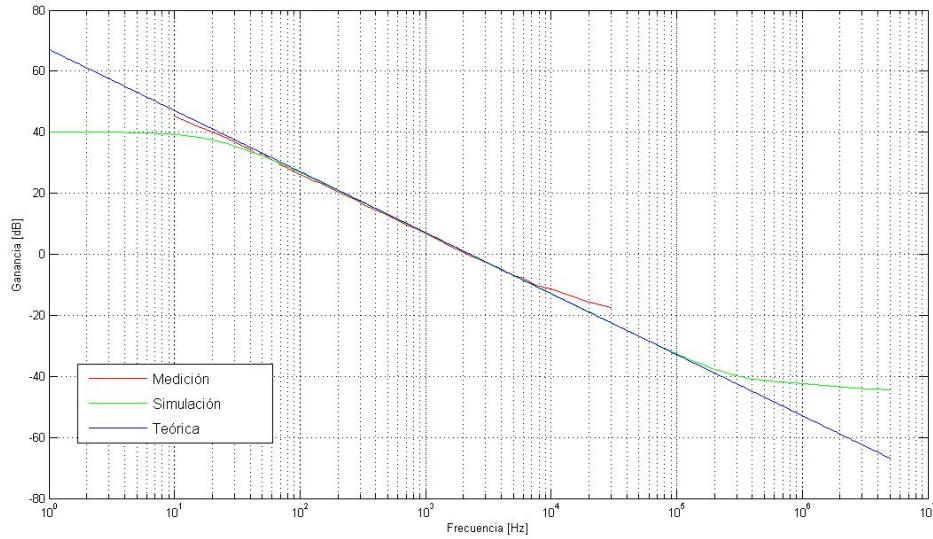
En las curvas real y simulada del diagrama de Bode que se ilustra a continuación se observan que para altas frecuencias la ganancia difiere del modelo teórico y la razón de esta discrepancia se debe a las singularidades del amplificador operacional que aparecen luego del polo dominante, las cuales no son consideradas en el modelo teórico ideal.

Por otro lado se observa que a bajas frecuencias, a diferencia del modelo teórico, la ganancia está acotada (no tiende a crecer indefinidamente) y eso se debe a que la ganancia de tensión de lazo abierto (A_{vol}) del amplificador operacional es finita así como también las fuentes que alimentan al mismo (Vcc y -Vcc).

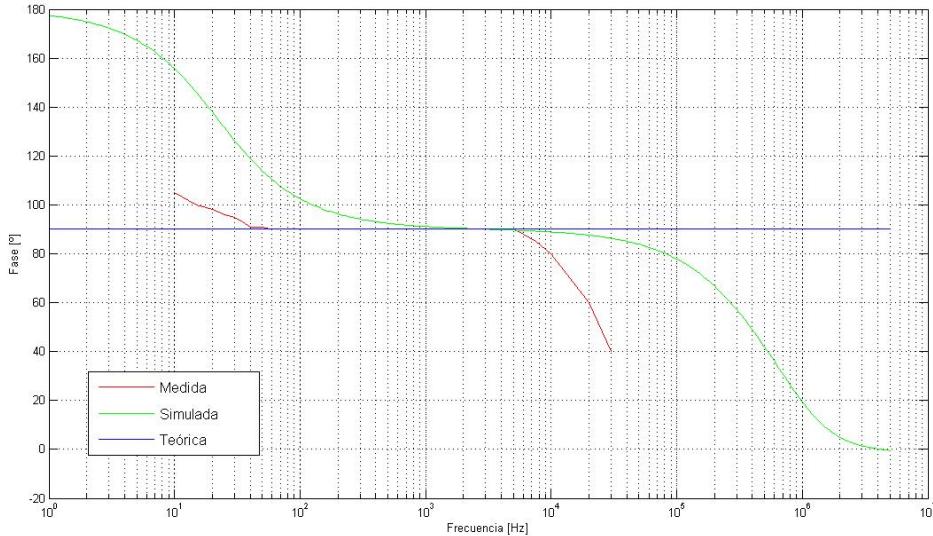
En el diagrama de fase se observa que de no ser por las singularidades del Op-Amp la fase se mantendría en 90° a medida que la frecuencia aumenta.

A partir del gráfico se puede concluir que el integrador trabaja en un rango de frecuencias dado por los valores y componentes utilizados.

Nota: las mediciones se realizaron en un rango de frecuencias donde el integrador funcionaba como tal sin que la salida se viera afectada por otros factores como el ruido, niveles de continua, o las singularidades del amplificador operacional.



(a) Módulo de la respuesta en frecuencia.



(b) Fase de la respuesta en frecuencia.

Figura 7.3.1: Diagramas de Bode del circuito integrador básico.

7.4. Limitaciones de baja frecuencia

Se puede observar tanto en las ecuaciones teóricas como en la respuesta en frecuencia teórica que a medida que la frecuencia disminuye la ganancia aumenta sin cota alguna, este efecto se debe a que el capacitor logra cargarse quedando el circuito a lazo abierto; como consecuencia, si existiera

una componente de continua en la señal de entrada, esta sería amplificada hasta el nivel de saturación determinado por V_{cc} o -V_{cc}. A su vez las señales de frecuencias bajas serán amplificadas de tal forma que la salida puede saturar y recortar la señal.

Algunos integrados como el LM741 de Texas Instruments[1] presentan entradas en su encapsulado que sirven para compensar el la tensión offset (Ejemplo de compensación externa. Sección 5.3) y de esa forma se puede eliminar el nivel de continua en la entrada.

7.5. Resistencia de feedback

Una forma práctica para evitar que el amplificador operacional sature a bajas frecuencias, o al tener una componente de continua, se coloca una resistencia en paralelo al capacitor que realimenta, esto limitara la ganancia pero como consecuencia producirá un corrimiento en la fase.

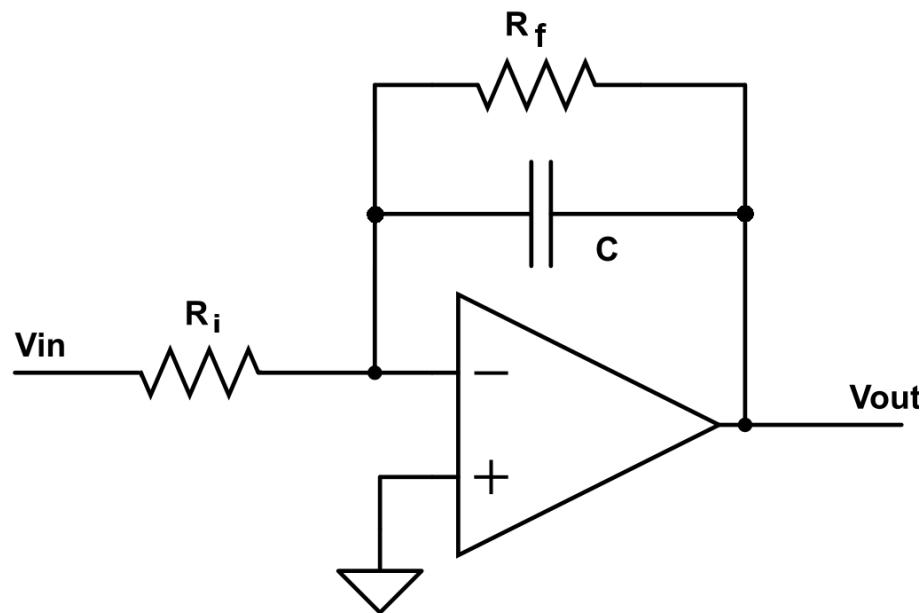


Figura 7.5.1: Esquema modificado del circuito integrador.

7.6. Ganancia

Suponiendo al amplificador operacional como ideal

$$\frac{V_o}{V_i} = H(S) = -\frac{R_f}{R_i} \frac{1}{(1 + S.C.R_f)}$$

Suponiendo al amplificador operacional con ganancia finita:

$$\frac{V_o}{V_i} = H(S) = -\frac{R_f}{R_i} \frac{1}{(1 + S.C.R_f)} \frac{1}{1 + \frac{1}{A_{vol}} \left(\frac{R_f}{R_i} \cdot \frac{1}{(1 + S.C.R_f)} + 1 \right)}$$

7.7. Implementación

Para que el circuito cumpla su función de integrador, la resistencia debe tener un valor mayor con respecto a la reactancia capacitativa en las frecuencias para las cuales se desea trabajar.

En primer instancia debemos notar que a bajas frecuencias la ganancia será prácticamente $\frac{V_o}{V_i} = H(S) = -\frac{R_f}{R_i}$ por lo que si la resistencia de feedback es muy elevada la ganancia también lo será, y se asemejara al circuito sin la resistencia.

Por otro lado si la resistencia es baja la ganancia también lo será ya que como máximo podrá ser R_f/R_i , si es que A_{vol} del amplificador operacional lo permite. Además hay otro detalle a tener en cuenta cuando la resistencia es baja, ya que la conductancia de la misma será elevada y considerando que el capacitor y la resistencia están en paralelo en un diagrama de admitancias se puede observar como se verá alterada la fase como se observa en la siguiente figura:

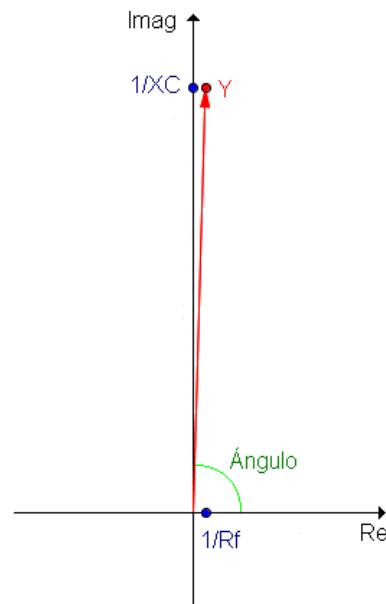


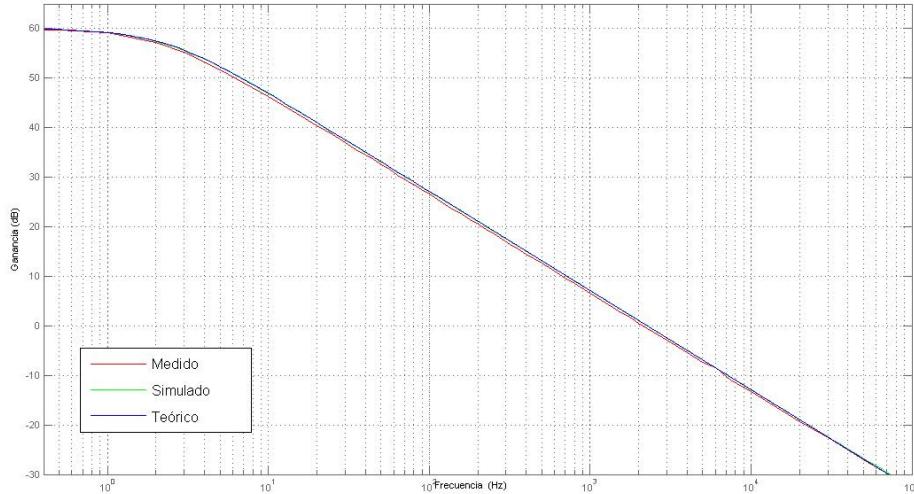
Figura 7.7.1: Diagrama de admitancias. Nótese que a mayor frecuencia el ángulo se aproxima a 90° .

Para realizar un circuito que integre desde los 75Hz con un margen de fase de 2° como máximo, se haría lo siguiente:

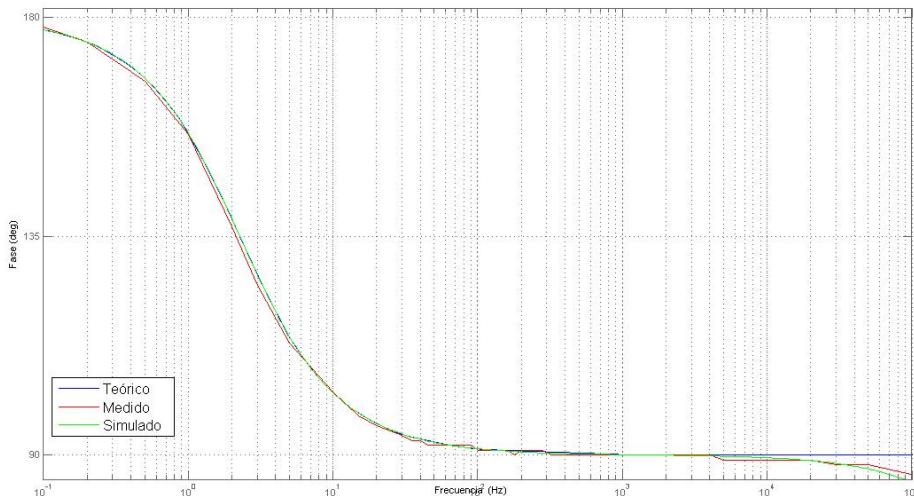
$$\begin{aligned} \operatorname{tg}(\alpha) &= \frac{1/R_f}{1/X_c} \implies R_f = \frac{X_c}{\operatorname{tg}(\alpha)} \\ R_f &= \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C \cdot \operatorname{tg}(\alpha)} \end{aligned} \quad (7.7.1)$$

siendo α el ángulo comprendido entre el eje imaginario y el fasor Y.

Tomando $f=75\text{Hz}$, $C=18\text{nF}$ y $\alpha = 2^\circ$, obtenemos: $R_f = 3,37M\Omega$, llevándolo a un valor comercial será: $R_f = 3,9M\Omega$. (Se redondea para arriba porque de esta forma la conductancia será menor y en consecuencia también el factor α).



(a) Módulo de la respuesta en frecuencia.



(b) Fase de la respuesta en frecuencia.

Figura 7.7.2: Diagramas de Bode del circuito integrador modificado.

De los diagramas presentados se puede observar que manteniendo un margen de 2° , para el circuito con los valores y componentes antes mencionados, es funcional entre los 45Hz y los 34kHz aproximadamente. También se puede observar como a medida que la frecuencia disminuye la fase tiende a 180° , y esto se debe a que el circuito además de ser un integrador está conectado en configuración inversora. A estas frecuencias, y debido a que la rama del capacitor se comporta como una abierta la ganancia se puede volver importante.

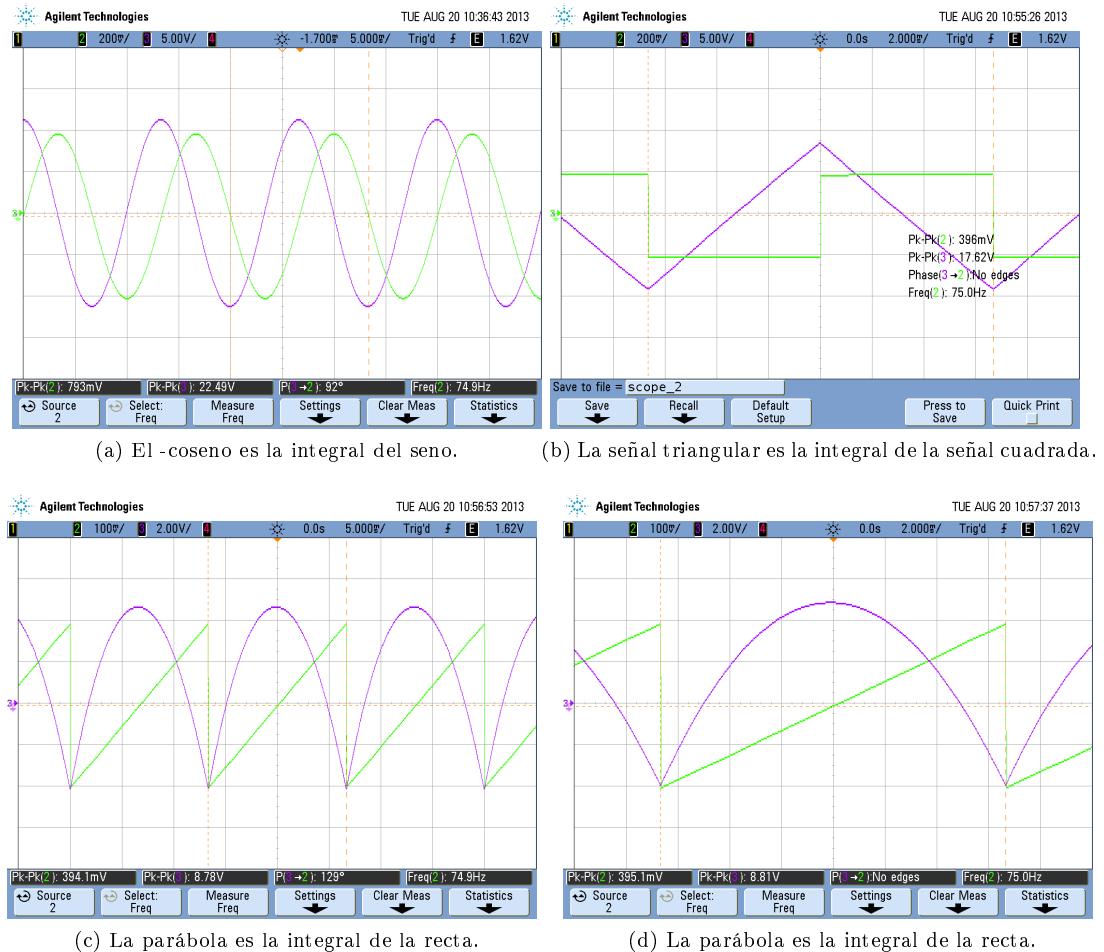


Figura 7.7.3: Señales integradas con las condiciones impuestas.

7.8. Impedancia de entrada

De la misma forma que en el capítulo 1 se determinó la impedancia de entrada del circuito a partir de un divisor resistivo con una resistencia conocida, se empleó el mismo método para establecerla con el circuito 7.5.1

El valor estimado de la impedancia de entrada para el circuito con los valores y componentes indicados es de: $Z_{in} = 3,9k\Omega$.

Al variar la frecuencia no se observó una gran variación en la impedancia de entrada y esto se debe a que las variaciones son menores al 3% en el rango de frecuencias en el cual podemos medir sin que otros elementos, tales como las puntas del osciloscopio, comiencen a afectar la medición debido a las altas frecuencias.

Nótese que ese valor es coherente con el circuito ya que coincide numéricamente con la resistencia R_i , la cual por medio de un cortocircuito virtual, a causa del amplificador operacional, se encuentra conectada al nivel de referencia. De esta forma, teóricamente si el operacional fuese ideal la Z_{in} sería igual a R_i , pero como no lo es, y esta se encuentra en serie al resto del sistema, la impedancia de

entrada será mayor a R_i pero en una magnitud que a fines prácticos es despreciable.

A partir de la siguiente simulación se pueden apreciar mejor las pequeñas variaciones con respecto al valor de la resistencia R_i :

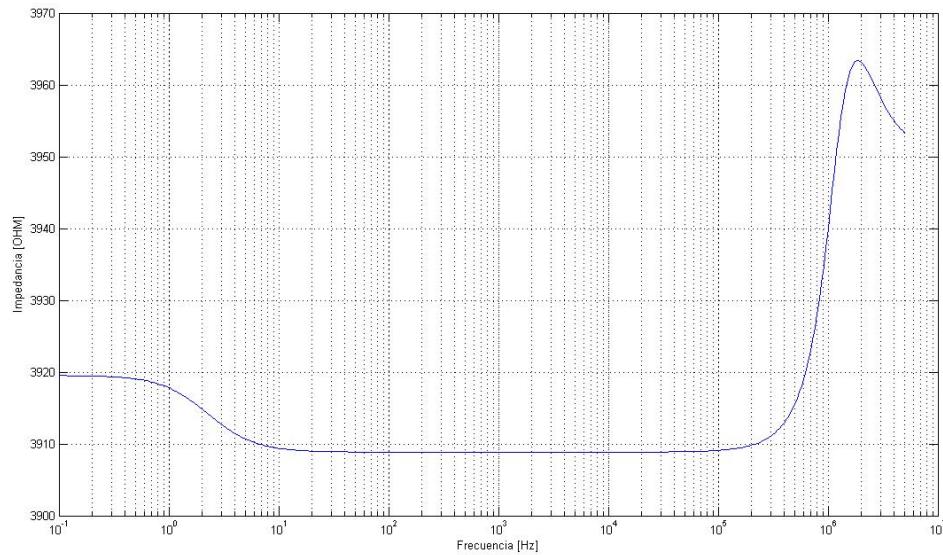


Figura 7.8.1: Impedancia de entrada que presenta el circuito en función de la frecuencia.

7.9. Conclusiones

El circuito integrador analizado presentó un rango de frecuencias en las cuales puede trabajar como tal, generalmente de los Hz hasta los kHz; donde la limitación en bajas frecuencias se debe al capacitor de realimentación ya que este alcanza a cargarse abriendo el lazo y dando lugar a una ganancia alta, pudiendo producir que la salida sature. Para limitar la ganancia y evitar que los niveles de continua sean demasiado amplificados se colocó una resistencia de realimentación en paralelo al capacitor, cuyo valor debe ser elevado de forma tal que la misma limite la ganancia pero sin afectar demasiado la fase a la salida y la funcionalidad del sistema.

Por otra parte se debe tener en cuenta que al agregar esta resistencia el circuito esta se comportara como un amplificador inversor en las bajas frecuencias. Por otro lado la limitación a altas frecuencias esta dada por la atenuación del polo dominante del amplificador operacional., ya que los niveles de salida se hacen comparable con los de ruido.

Capítulo 8

Preamplificador de audio

El objetivo del circuito es amplificar la señal de un micrófono con una ganancia regulable desde -6dB a 40dB. No es objetivo del circuito brindar una salida para parlantes pasivos de baja impedancia sino que se busca adecuar una señal para que pueda ser procesada por una etapa amplificadora. No obstante, la señal de audio de salida puede ser reproducida por parlantes con alimentación externa ya que estos poseen entradas de alta impedancia y por lo tanto consumen bajas corrientes.

8.1. Micrófonos

Un micrófono es un transductor capaz de convertir una señal sonora en una eléctrica. Existen básicamente dos tipos de micrófonos[13]:

- Dinámicos: consisten esencialmente en un bobinado que se desplaza de manera oscilante a lo largo de un núcleo cilíndrico de imán. Este movimiento genera en los terminales del inductor una fuerza electromotriz según la ley de Faraday-Lenz.
- Capacitivos: se diferencian de los micrófonos dinámicos en que estos se basan en la utilización de un campo eléctrico en lugar de un campo magnético. Están formados por un diafragma muy delgado con dos placas cargadas que forman un condensador con carga Q constante. Al recibir una señal acústica (presión sonora) la distancia entre placas será perturbada por la señal que incide. Debido a esto y a que la carga Q se mantendrá constante; la tensión en los bornes del micrófono se verá modificada sincrónicamente con la señal acústica que incide sobre él.

En este trabajo se hará uso de los micrófonos del tipo capacitivos, en particular de los micrófonos Electret, los cuales se comentan brevemente en la siguiente sección.

8.1.1. Micrófonos Electret

Los micrófonos Electret son un caso particular de los micrófonos capacitivos.

Para lograr la condición mencionada de placas cargadas se debe polarizar al micrófono con una fuente fantasma (phantom power) con un valor tipicamente comprendido entre 1,50V y 48V según el modelo del micrófono.

La virtud de los Electret es que poseen una película aislante, introducida durante la fabricación, con el fin de que las cargas eléctricas queden atrapadas en la estructura interna sin posibilidad de escapar.

Además internamente tienen un transistor efecto de campo que reduce la impedancia de salida y aadecua la señal para una etapa pre amplificadora.

Un defecto importante de este tipo de micrófonos es su respuesta en frecuencia, la cuál se ilustra en la siguiente imagen para distintos ángulos de incidencia del sonido:

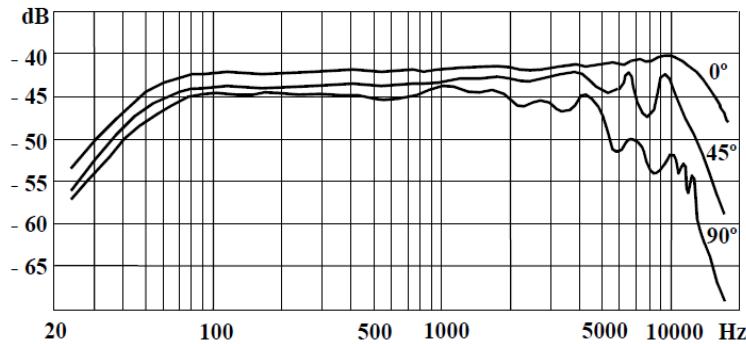


Figura 8.1.1: Respuesta en frecuencia de un micrófono Electret para diferentes ángulos de incidencia respecto de la dirección principal.

Las irregularidades que se presentan para las frecuencias más altas de la imagen anterior se relacionan con el hecho que sonidos de esas frecuencias tienen longitudes de onda comparables con el tamaño del micrófono. Y esto produce efectos de interferencia en las ondas[16]:

$$\text{Ecuación de la onda : } \lambda = \frac{c}{f} \quad (8.1.1)$$

donde c es la velocidad de propagación de la onda.

$$\lambda \approx \frac{340 \frac{m}{s}}{10k \frac{1}{s}} = 3,4 \text{ cm}$$

La ausencia de fidelidad en las bajas y altas frecuencias del espectro audible no impiden el uso de este micrófono ya que esta característica no es un defecto considerable para los fines deseados. Además su disponibilidad y bajo costo son factores determinantes al momento de la elección.

8.2. Circuito

El valor máximo de la tensión de alimentación es de aproximadamente 20V, este valor está acotado superiormente por la máxima tensión soportada por los micrófonos Electret, ya que conectado a $+V_{cc}$ y respecto a la masa virtual habrá una tensión de 10V sobre la rama; aún teniendo en cuenta que habrá una caída en la resistencia de $22k\Omega$ colocada para obtener la señal de salida no se recomienda exigir al circuito a mayor tensión.

El valor mínimo de la tensión que se puede aplicar sobre el circuito es de 4V ya que por debajo de este valor los amplificadores operacionales no pueden operar.

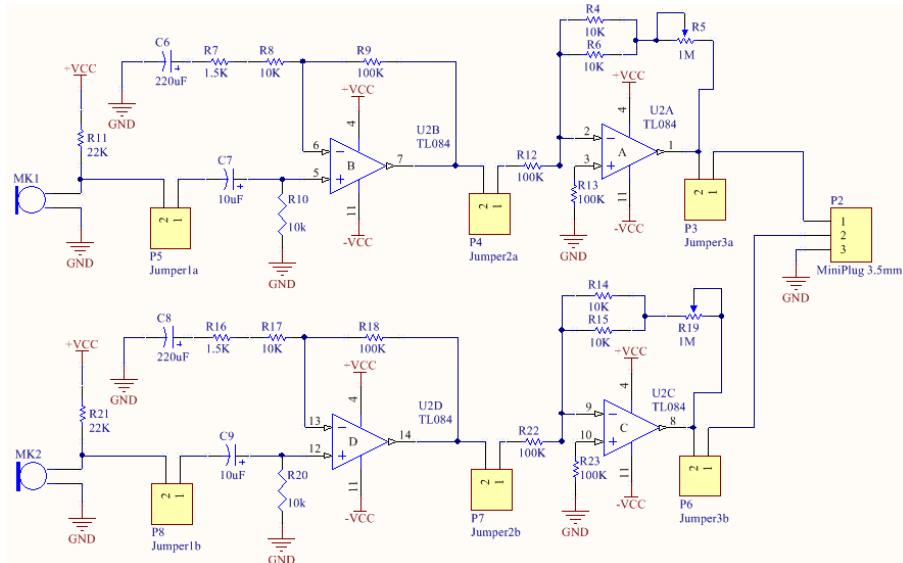


Figura 8.2.1: Circuito completo del preamplificador estéreo.

Circuito de masa virtual:

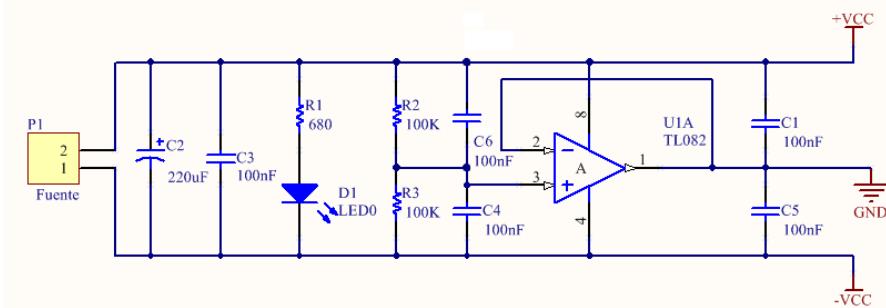


Figura 8.2.2: Circuito de masa virtual.

8.3. Implementación

El circuito propuesto en la sección anterior fue implementado con las siguientes características:

- PCB¹ simple faz con una bornera doble para la alimentación (single supply).
- Salida de audio en un conector jack estéreo de 3,5 mm.
- Plano de masa en el diseño del PCB para facilitar la disposición de componentes en el mismo (precaución que el plano no forme una espira de cobre, lo cual ocasionaría que se induzca una corriente en el PCB por radiación electromagnética externa).
- Se colocaron capacitores cerámicos de 100nF en las entradas de los amplificadores operacionales de desacople para descargar armónicos de frecuencias altas a través de ellos.

¹PCB: Printed Circuit Board

- Utilización de componentes SMD para reducir inductancias parásitas y el tamaño de la placa.
- Un diodo LED² que indica la correcta energización del circuito. El consumo de corriente de este es de aproximadamente 20mA, el cual no implica ninguna complicación para el resto del circuito o para la máxima corriente que puede entregar una fuente de tensión.

8.3.1. Test Points

Se colocaron 3 jumpers en la placa para evaluar las distintas etapas del amplificador. Los jumpers están dispuestos en la placa de la siguiente manera:

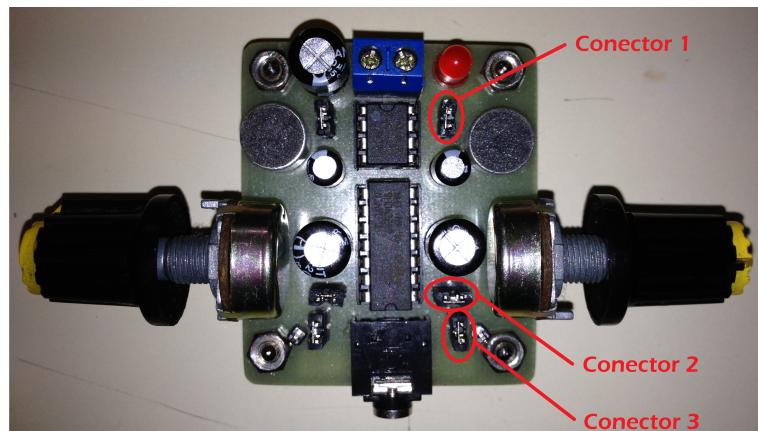


Figura 8.3.1: Disposición de los Test Points

- • Conector1: Habilitación o deshabilitación del micrófono, y pin para ingresar una señal externa en la entrada del primer amplificador operacional.
- Conector2: Salida del primer amplificador operacional y entrada del segundo.
- Conector3: Salida del la segunda etapa de amplificación.

8.3.2. Tensión de entrada

Por restricciones de diseño, para la tensión de alimentación se utilizó una fuente simple y a partir de ella se obtuvo una fuente partida (double supply).

Una ventaja que vale la pena destacar de esta medida es la portabilidad que le brinda al circuito, ya que con una batería sola bastará para el funcionamiento del amplificador.

La forma de implementar esta decisión de diseño fue mediante un divisor resistivo entre los terminales de alimentación de la fuente simple, con resistencias del mismo valor se obtiene un valor de $V_{cc}/2$ en el punto medio entre ellas. Si se toma como referencia o masa virtual a este valor, se obtiene una nueva fuente de $-V_{cc}/2$ a $+V_{cc}/2$ (respecto de los originales 0V y V_{cc}). Como esta salida tiene una impedancia de de aproximadamente $100k\Omega$ para los valores de resistencias adoptados. Se coloca un buffer que adecue la impedancia de salida del divisor resistivo para que los distintos componentes que deben ser energizados no carguen al divisor y desplacen el potencial de masa virtual.

²LED: Light Emitting Diode

8.3.3. Amplificadores operacionales

Los amplificadores operacionales elegidos para el circuito son el TL082 y TL084. Se optó por amplificadores operacionales de tecnología JFET³, ya que estos poseen una mayor impedancia de entrada que los BJT⁴, por lo que son más adecuados para acoplarse con la salida de un micrófono.

En el rango de frecuencias de audio tanto los JFET como los BJT se comportan linealmente. Más aún, los JFET son una opción interesante con respecto al bajo nivel de ruido que los amplificadores operacionales compuestos por ellos poseen.

La corriente de Bias en ellos del orden de los cientos de pA y un Slew Rate de la decena de $\frac{V}{\mu s}$, cuyo efecto puede ser despreciado debido a las frecuencias de operación (de 20Hz a 20kHz) y a las bajas amplitudes de entrada manejadas (decenas de mV).

En todo el circuito se encuentran cinco amplificadores operacionales, por lo que se optó por dividir los dos canales a amplificar en el TL084 y utilizar al TL082 para la masa virtual.

En el TL082 se encuentran dos amplificadores operacionales disponibles, con lo que uno de ellos no es utilizado, pero se optó por este integrado y no por su correspondiente modelo de un sólo operacional por encapsulado (TL081) ya que el costo de este último es mayor y no ofrece una ventaja importante que justifique su elección.

8.3.4. Ganancia

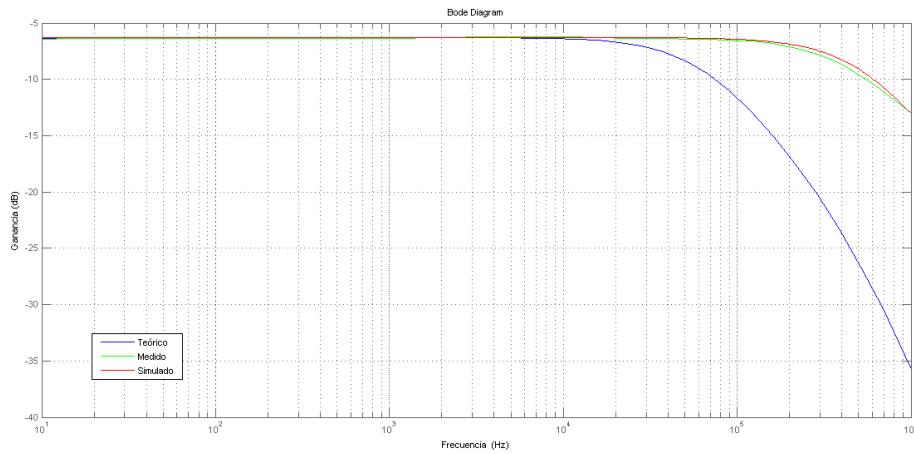
Para obtener una ganancia regulable de -6dB a 40dB en una sola etapa, sería necesario una configuración inversora, ya que se puede lograr que atenué o que amplifique según los valores de los componentes. Esto no es posible realizarlo con una configuración no inversora debido a que esta configuración siempre amplifica por un factor mayor a la unidad y entonces no podrían alcanzarse los -6dB. De aquí se concluye que al menos debe haber una etapa inversora.

Por otro lado, si se considera utilizar una sola etapa surgirá un problema que está relacionado con el producto ganancia ancho de banda que fue mencionado en la sección 2.6.1. Para este caso en particular, una ganancia de 40dB implicaría una reducción tan importante del ancho de banda que dejaría fuera de él a un rango importante de frecuencias del espectro audible. Por lo tanto, de esta consideración se desprende que será necesaria más de una etapa amplificadora.

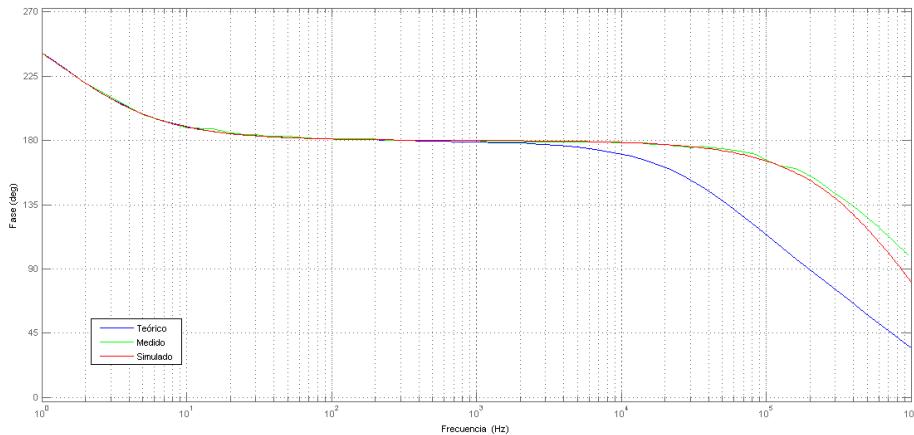
No debe dejarse de lado que la respuesta en frecuencia de la ganancia y la fase tengan cambios lo suficientemente imperceptibles al oído humano como para considerar lineal al sistema en el rango de frecuencias de audio, véase el siguiente diagrama de Bode:

³JFET: Junction Field-Effect Transistor.

⁴BJT: Bipolar Junction Transistor.

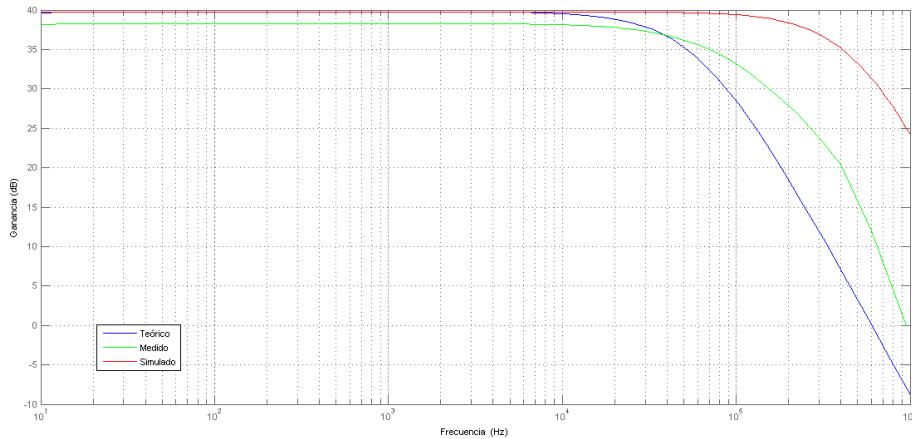


(a) Módulo de la respuesta en frecuencia a -6dB.

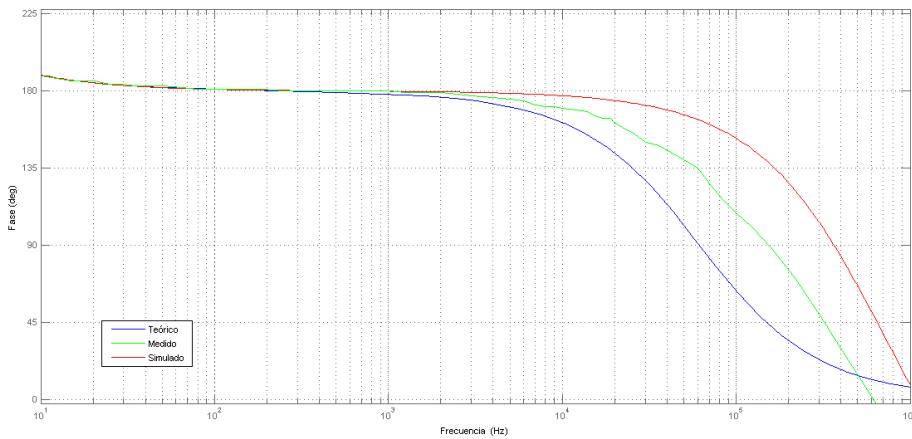


(b) Fase de la respuesta en frecuencia a -6dB.

Figura 8.3.2: Diagramas de Bode del preamplificador a -6dB.



(a) Módulo de la respuesta en frecuencia a 20dB.



(b) Fase de la respuesta en frecuencia a 20dB.

Figura 8.3.3: Diagramas de Bode del preamplificador 40dB.

Se debió incluir un filtro pasa altos para anular los efectos de las tensiones de offset, ya que si estas son amplificadas pueden hacer que el amplificador operacional trabaje en zona de saturación (sección 2.5.1) o puede pasar que la tensión continua amplificada no sea suficiente para saturar pero que provoque daños en la siguiente etapa, ocasionalmente un parlante.

Como conjunción de los aspectos mencionados se decidió realizar la amplificación en dos etapas colocadas en cascada, una con ganancia fija y otra con ganancia variable. Debido a que la ganancia máxima debe ser de 40dB, se eligió que la primera etapa de ganancia fija sea de 20dB, para que luego la segunda etapa de ganancia variable tenga como ganancia máxima a 20dB, mientras que como mínima a -26dB, para que en su totalidad la ganancia total varíe de -6dB a 40dB. Se optó por primero amplificar y luego atenuar ya que los niveles de tensión en la salida del Electret hacen que si primero se redujera el nivel de señal proveniente del micrófono, sería imposible discriminar entre ruido eléctrico y señal útil.

Para los cálculos se incluyó al polo dominante dado por el fabricante, con lo que la ganancia en función de la variable compleja $S = j\omega$ es:

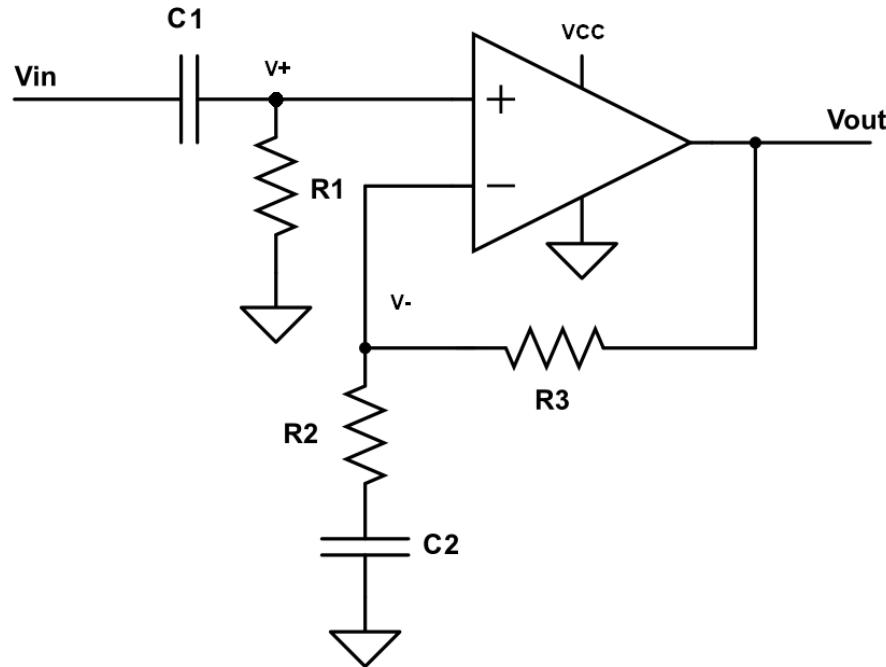


Figura 8.3.4: Primera etapa del preamplificador.

$$H(S) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\left(\frac{SC_1R_1}{SC_1R_1+1}\right)}{\frac{1}{A_{vol}(S)} + \frac{SC_2R_2+1}{SC_2(R_2+R_3)+1}} \quad (8.3.1)$$

La primera etapa fue realizada con un amplificador operacional en modo no inversor. Se colocaron capacitores electrolíticos C_1 de $10\mu F$ y C_2 de $220\mu F$ para que funcionen como filtro pasa altos y una resistencia en la entrada no inversora del operacional para que las corrientes de Bias dispongan de un lazo por donde circular y así no se genere una tensión de offset a la salida del amplificador.

El valor de dicho capacitor se eligió para desplazar el primer cero a frecuencias más bajas, y así lograr que a 20Hz la ganancia este establecida en un valor de 20dB. Mientras que para altas frecuencias se encuentra un polo debido al polo dominante del amplificador operacional.

Para la segunda etapa se utilizó un amplificador operacional en modo inversor:

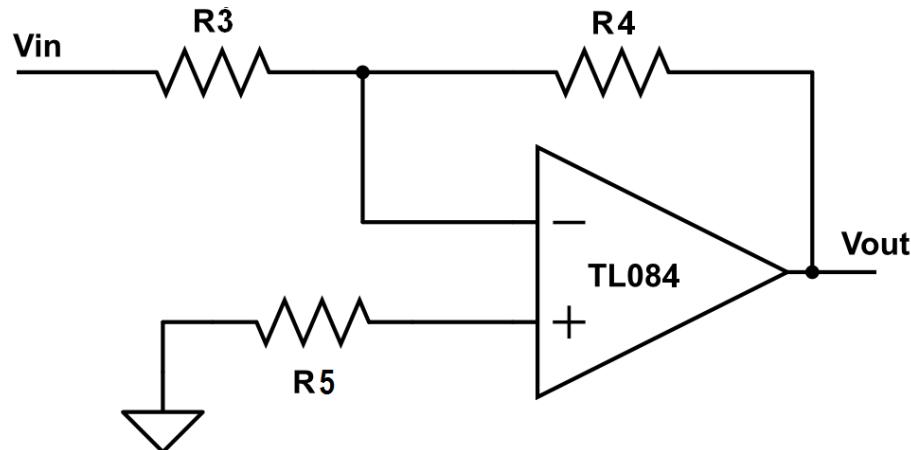


Figura 8.3.5: Segunda etapa del preamplificador.

Para poder atenuar y amplificar dependiendo del valor del potenciómetro R_4 en la realimentación dado por la siguiente expresión:

$$H_2(S) = \frac{\left(-\frac{R_4}{R_3}\right)}{\left(1 + \frac{(1+\frac{R_4}{R_3})}{A_{vol}(S)}\right)} \quad (8.3.2)$$

La resistencia R_5 de la entrada no inversora hacia el nivel de referencia tiene la función de disminuir la tensión de offset; su valor fue determinado según el criterio de la ecuación 5.3.2, es decir, su valor corresponde al paralelo de la resistencia a la entrada y la resistencia de feedback cuando se encuentra el potenciómetro en su mayor valor, lo cual corresponde a la mayor ganancia alcanzada.

La fase de la segunda etapa en el rango de frecuencias de audio se encuentra desfasada 180° , como esta fase se mantiene a fines prácticos constante (variaciones totales de aproximadamente 3° en los extremos), el oído humano no percibe ninguna diferencia en cuanto a la acústica.

8.4. Velocidad del sonido

En esta sección se explicaran dos métodos experimentales para medir la velocidad del sonido con al menos dos micrófonos[15]:

Se deben colocar ambos micrófonos (en este caso serán Electret) a una distancia 'd' conocida como se muestra en la figura 8.4.1 e idealmente a la misma altura, aunque no es un factor determinante. La salida de los micrófonos debe ser conectada (con una etapa pre amplificadora de por medio) a un osciloscopio.

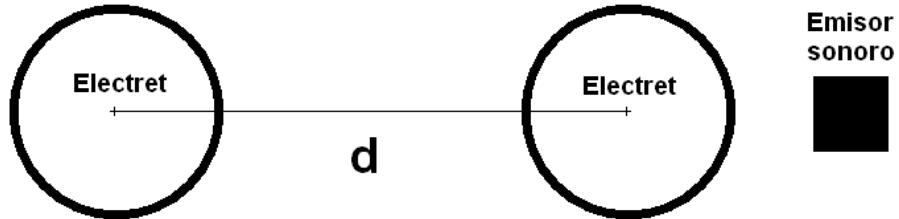


Figura 8.4.1: Disposición física de los micrófonos.

Luego se emite un sonido y se debe tomar la diferencia de tiempo que demora en llegar la señal de un micrófono al otro. Resulta conveniente emitir dicho sonido en dirección de la recta que contiene a ambos micrófonos como se ve en la figura 8.4.1. De esta disposición, la velocidad del sonido se obtendrá realizando el cociente entre la distancia a 'd' a la que se encuentran ambos micrófonos y la diferencia de tiempo en que demora la señal sonora emitida en llegar de uno a otro de los micrófonos.

De emitir un sonido en la misma recta que contiene a ambos micrófonos se puede llegar a la velocidad del sonido, pero no sería un cociente entre la diferencia de longitud y la diferencia de tiempo sino que también se deberían emplear identidades trigonométricas para llegar al resultado deseado.

Por otro lado, y para evitar que las demoras internas en los circuitos de ambos micrófonos influyan de manera considerable se colocó ambos micrófonos a una distancia de 30 cm. De este modo el tiempo que demoró el sonido en recorrer el espacio que hay entre ambos micrófonos fue de aproximadamente 0,864 ms⁵ y por lo tanto se pudo despreciar las demoras internas de los circuitos que se encuentran en el orden de los nanosegundos[4].

Estos resultados condujeron a estimar que la velocidad de propagación del sonido es de: $c = \frac{d}{\Delta t} = \frac{30\text{cm}}{864\mu\text{s}} \approx 347\frac{\text{m}}{\text{s}}$.

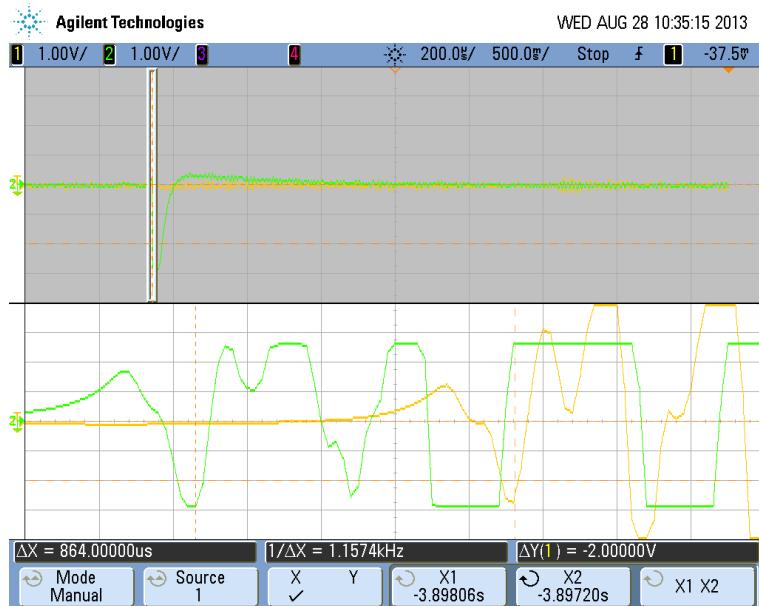


Figura 8.4.2: Señales que llegan a los 2 canales del osciloscopio. Nótese que el retraso entre los pulsos es está denotado por los cursores verticales y el mismo está tabulado en 864μs.

⁵ms: Unidad del sistema internacional - mili segundo.

Un método alternativo al presentado en el párrafo anterior se basa en la ecuación de onda $c = \lambda \cdot f$

Este método consiste en la utilización de la frecuencia y la longitud de onda. Para esto se genera primero un tono de frecuencia determinada, por ejemplo 1 kHz, y se la emite por un parlante. Luego se colocan los 2 micrófonos alineados y se conecta su salida a un osciloscopio. Luego con el retardo temporal entre las señales y las escalas de ambos canales se solapan las salidas de los micrófonos. De esta forma se tiene dos señales no desfasadas, y a partir de esto se mueve uno de los micrófonos, manteniendo la dirección de la linea que forman. Se verá que las señales comienzan a desfasarse nuevamente, y se continúa moviendo dicho micrófono hasta que la señal vista en el osciloscopio vuelva a solapar la señal recibida por el micrófono conectado al otro canal. Esto se debe a que al mover el micrófono aumentamos o disminuimos la distancia que hay entre ambos por lo que generamos una diferencia de tiempo con respecto a lo que se estaba observando anteriormente. Se desplaza el micrófono hasta conseguir que ambas señales vuelvan a solaparse. En este momento el tiempo que demora la señal en recorrer el espacio desplazado es igual a un ciclo de la onda, por lo tanto si se mide el desplazamiento que se realizó se obtendrá la longitud de onda del sonido emitido.

Finalmente con la ecuación de la onda se despeja la velocidad de propagación de la misma.

8.5. Conclusiones

Se puede observar de los diagramas de Bode que la respuesta en frecuencia es más lineal (en la zona de operación) para la curva mensurada que para la teórica aunque la simulada presenta más alinealidades que la curva interpolada[12]. También es importante destacar que debido al polo dominante, la respuesta en frecuencia cae menos de un dB para los 20kHz en el caso de estar empleando la máxima ganancia permitida (40dB). Esta atenuación no presenta efectos perceptibles a la salida ya que según la figura 8.1.1 la respuesta en frecuencia del electret se ve claramente atenuada y distorsionada por defectos constructivos intrínsecos y propiedades físicas de las ondas acústicas (Véase sección 8.1.1).

Una mención importante respecto de las limitaciones es que la ganancia del preamplificador implementado no alcanza estrictamente el valor de 40dB. Esto se debe a que los potenciómetros utilizados no tienen una resistencia de $1M\Omega$ sino una menor que ronda entre los 900 y los 950 $k\Omega$ según las mediciones realizadas para ambos potenciómetros.

Por otro lado, la corriente de salida que los circuitos integrados utilizados permiten entregar a una carga imponen una limitación importante en cuanto a los dispositivos que se pueden conectar. Si este valor se excede, los amplificadores operacionales entrarán en saturación por exceso de corriente. Por lo tanto la salida de la placa no es apta para ser conectada de manera directa con auriculares o parlantes de impedancia menor o igual a 32Ω . Siendo el único modo de conexión seguro, la conexión con una etapa de alta impedancia como es el caso de parlantes con alimentación externa o las cajas de amplificación denominadas “Cajas Monitores”.

Una posible solución al inconveniente de la saturación de corriente para auriculares de 32Ω consiste en reemplazar los amplificadores operacionales de Texas Instruments por otros equivalentes (del mismo fabricante) pero con tecnologías que permiten manejar mayores cantidades de corriente; ellos son el TLC082 y el TLC084. La razón por la cual no fueron utilizados es por la limitación en cuanto al tipo de alimentación que admiten, ya que los TL082/4 utilizados soportan alimentación partida (double supply) mientras que los TLC082/4 sólo permiten single supply y de utilizarlos hubiera sido necesario realizar un corrimiento de $V_{cc}/2$ para la señal alterna en las entradas del amplificador (como se hizo para solucionar la distorsión de Crossover en la sección 3.1).

Bibliografía

- [1] Datasheet LM741 Texas Instruments - <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm741.pdf>
- [2] Datasheet TL081 Texas Instruments - <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl081.pdf>
- [3] Datasheet TL082 Texas Instruments - <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl082.pdf>
- [4] Datasheet TL084 Texas Instruments - <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl084.pdf>
- [5] Datasheet LM833 Onsemi - http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/LM833-D.PDF
- [6] Datasheet LM308 Onsemi - http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/LM308A-D.PDF
- [7] Datasheet TLC082 Onsemi - <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlc082.pdf>
- [8] Datasheet TLC084 Texas Instruments - <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlc084.pdf>
- [9] Diseño con amp. op. y circuitos integrados analógicos - Sergio Franco 3^aEdición - (Página 226)
- [10] Circuitos microelectrónicos - Adel S. Sedra y Kenneth C. Smith 5^aEdición - (Página 19)
- [11] Dispositivos electrónicos. Rodolfo N. Selva 2^aEdición - Modelo de Giacoletto (Página 296)
- [12] Numerical Computing with MATLAB - Cleve B. Moler - (Chapter 3 - Page 1)
- [13] Acústica y sistemas de sonido. Federico Miyara (Página 92)
- [14] Acústica y sistemas de sonido. Federico Miyara (Página 111)
- [15] A time of flight method to measure the speed of sound using a stereo sound card - <http://arxiv.org/ftp/arxiv/papers/0712/0712.1577.pdf>
- [16] Física para la ciencia y tecnología. Oscilaciones y ondas - Tipler Mosca 5^aEdición - (Página 469)
- [17] Matemáticas avanzadas para Ingeniería - Peter V. O'Neil 6^aEdición - (Página 59)