

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE BUENOS AIRES

TEORIA DE CIRCUITOS

TRABAJO PRÁCTICO DE LABORATORIO N°2

Amplificadores Operacionales - Efectos en DC y AC

Grupo 6:

Paulo NAVARRO 57.775

Benjamín Carlos LIN 57.242

Nicolas Lorenzo MESTANZA 57.521

Facundo Nicolas MOLINA 60.526

German Carlos BERTACHINI 58.750

Responsables de la cátedra:

Daniel Andres JACOBY

Carlos BELAUSTEGUI GOITIA

Presentado:

Corrección:

Índice

1. Caracterización de Amplificadores Operacionales

1.1. Introducción

2. Medición de Bias

2.1. Corriente de Bias y Tensión de Offset

En un amplificador operacional ideal la impedancia de entrada es infinita, por lo que no habría corriente por la que pase por ella. Sin embargo, se debe reconocer que en un modelo real de un amplificador operacional su impedancia de entrada no es infinita, lo que significa la existencia de corrientes de entrada y tensión de offset.

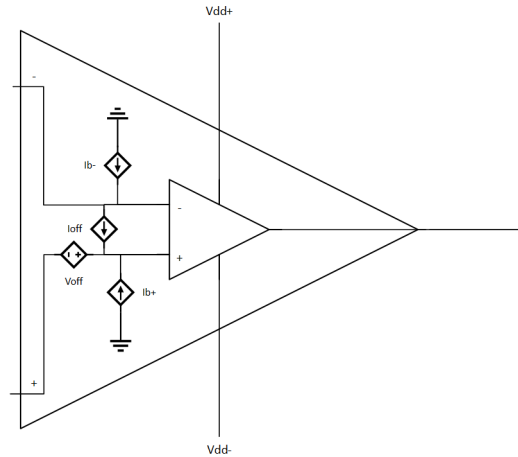
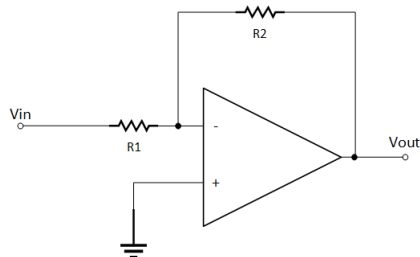


Figura 1: Modelo Real del Amplificador Operacional

- Tensión de offset (V_{off}):

Sin la existencia de esta tensión parásita es lineal la determinación de la función de transferencia en un op-amp ideal con configuración inversa es:



$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R2}{R1}$$

Pero al tener la tensión de offset (V_{off}) de modo tal representado en la figura ?? obtenemos que:

$$V_{out} = -V_{in} \frac{R2}{R1} + V_{off} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

Del cual observamos que dependiendo del valor de V_{in} y V_{off} , el efecto de V_{off} puede no ser despreciable, por ejemplo cuando:

$$V_{in} = 0 \rightarrow V_{out} = V_{off} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

- Corrientes de Bias (I_b) y de offset (I_{off}):

Si bien estas corrientes no es querida dentro del circuito es esencial e inevitable esta porque es la que se encarga de polarizar el operador, en otras palabras que funcione de manera correcta el amplificador. Pero, a su vez introduce error en el sistema agregando una diferencia de tensión indeseada cuando halla una resistencia en serie en la entrada.

En consecuencia, es importante el análisis de las mismas para un realizar un diseño apropiado para la aplicación deseada conteniendo los errores mencionados.

2.2. Análisis del Circuito

Se realiza las mediciones de las I_b , I_{off} y de V_{off} sobre el siguiente circuito:

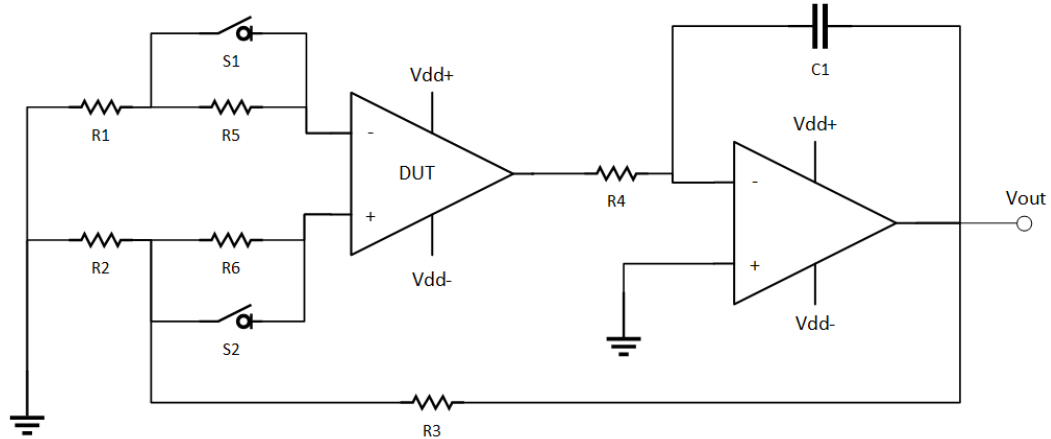


Figura 2: Circuito de Medición de Corrientes y Tensiones de Offset

Se aclara que el DUT es el op-amp a analizar, que en este caso es el TL081 y LF365; las resistencias utilizadas $R1 = R2 = 10\Omega$ $R3 = 3k\Omega$ $R4 = R5 = R6 = 100k\Omega$; y el capacitor $C1 = 1\mu F$

2.2.1. Circuito de Realimentación

Para conocer la operatividad del circuito se debe introducir el concepto de realimentación, circuito aquel en el que una muestra de la salida se superpone a la entrada con el propósito de controlar el comportamiento del sistema.

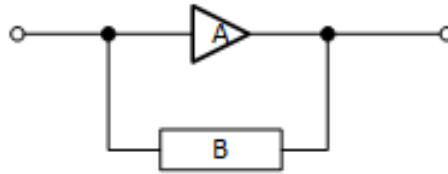


Figura 3: Modelo de Realimentación

Hay 2 categorías de circuitos de realimentación, produciendo los siguientes efectos:

■ Negativa (fase de π a 2π en relación a la entrada):

- Disminuye de la ganancia efectiva del amplificador.
- Disminuye la impedancia de salida.
- Aumenta la impedancia de entrada.
- Aumento el ancho de banda.
- Disminuye el ruido.
- Reduce la distorsión no lineal.
- Mejora la estabilidad.

■ Positiva (fase de 0 a π en relación a la entrada):

- Aumento de la ganancia efectiva del amplificador.
- Disminuye la impedancia de entrada.
- Disminuye el ancho de banda.
- Aumento la relación $\frac{\text{señal}}{\text{ruido}}$, o sea ruido mayor.
- Puede conducir inestabilidad y auto-oscilaciones.

En este caso se utilizara una realimentación positiva cuya ecuación nos resulta:

$$x_i = x_A + x_B, \quad x_B = \beta x_A$$

$$y_o = A_{OL} x_i = A_{OL} (x_A + x_B) \Rightarrow y_o - A_{OL} \beta y_o = A_{OL} x_i$$

$$H(s) = \frac{y_o}{x_i} = \frac{A_{OL}}{1 - A_{OL} \beta}$$

Como en todos los amplificadores operacionales, se considera que la ganancia en lazo abierto $A_{OL} \gg 1$ o infinita, entonces la ganancia a lazo cerrado es:

$$A_{CL} = -\frac{1}{\beta}$$

2.2.2. Funcionamiento del Circuito

Teniendo 2 etapas dentro del circuito, comenzamos primeramente por la etapa de salida ya que de tal manera comprendemos la función del op-amp no analizado. Siendo A_{vol} igual a la ganancia en lazo abierto del op-amp y considerando el capacitor en la realimentación, se obtiene la ganancia en lazo cerrado de esta etapa.

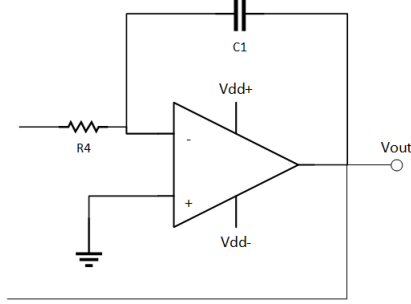


Figura 4: Etapa de Salida: Amplificación Inversa

En esta etapa se amplifica la señal continua, de esta manera se aumenta la precisión en la medición de las corrientes y tensiones de offset, esto es requerido porque las señales que se quieren medir tienen una amplitud comparable con el ruido que pueda llegar a inducirse en el circuito. Esta precisión se logra ya que el estudio del circuito es en continua, con $f = 0Hz$, por lo que el capacitor $C1$ va a actuar como un circuito abierto, bloqueando cualquier realimentación proveniente de la salida de $Vout$ cuya frecuencia sea mayor a $f > 0Hz$.

Luego, en la etapa de entrada:

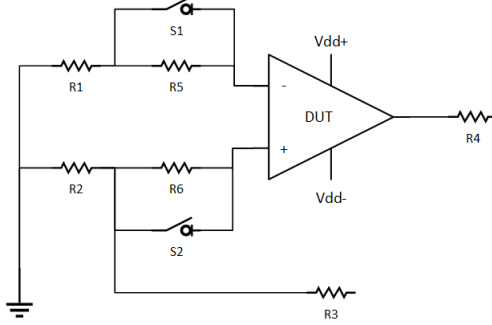


Figura 5: Etapa de Entrada: Amplificación No Inversa

Como mencionamos anteriormente, los amplificadores operacionales no son ideales, por lo que existen corrientes y tensiones parásitas que por consecuencia sucede que exista una tensión representada como:

$$V_{in} = (V^+ - V^-) = V_{off} + I_b^+ R5 - I_b^- R6$$

$$I_b = \frac{I_b^+ + I_b^-}{2} \quad I_{off} = I_b^+ - I_b^-$$

Se aclara que como en como $R1$ es relativamente chica, la diferencia de tensión que produce es casi nula por lo que $\Delta V_{R1} = I_b^- 10\Omega \approx 0$, análogamente $R2$. Sin embargo, cuando se abren los switch $S1$ o $S2$ existe una caída de tensión considerable por la resistencia $R5$ o $R6$.

Si queremos llevar los resultados obtenidos a la forma general de la retroalimentación positiva $H(s) = \frac{A_{OL}}{1 - A_{OL}\beta}$ debemos analizar primeramente la ganancia total del lazo abierto del sistema. Para ello, concediéramos que la realimentación al sistema β esta dada por la resistencia $R3$, de ello obtenemos la ganancia de lazo abierto como la multiplicación del lazo abierto de la etapa de entrada y el lazo cerrado de la etapa de salida, que para el sistema que concediéramos este lazo es coincidente al lazo abierto, por lo que nos queda:

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

Remplazando en la ecuación de realimentación la funcion de transferencia sera:

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

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

$$H(s) = -\frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{\frac{s}{\frac{A_{vol}^2 \beta}{RC}} + 1}$$

Considerando un modelo de polo dominante $\Rightarrow A_{vol} = \frac{A_o}{\frac{s}{\omega_p} + 1}$, donde $\omega_p = 2\pi \frac{BWP}{A_{vol}}$, tenemos:

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

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

Trayendo su forma a:

$$H(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + s \frac{2\xi}{\omega_0} + 1} \quad (1)$$

Resulta a un filtro pasa-bajos de segundo orden con:

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

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

Como la realimentación esta dada por $R3$ sabemos que $\beta = \frac{1}{(1 + \frac{R3}{R2})} = \frac{1}{301} \Rightarrow A_{CLideal} = -\frac{1}{\beta}$.

2.3. Estudio de Resultados

Se espera obtener resultados similares a la de la hoja de datos siendo:

	TL081			LF356		
	Voff[mV]	Ib[pA]	Ioff[pA]	Voff[mV]	Ib[pA]	Ioff[pA]
Valor típico	3	30	5	3	30	3
Valor máximo	15	400	200	10	200	50

Tabla 1: Valores de las hojas de datos a 25°C

■ Medición de V_{off} :

Para medir la tensión de offset es necesario eliminar las otras variables incógnitas, por lo que se cierran S1 y S2 provocando que la diferencia de tensión de entrada en ambos pines sea aproximadamente nula dando solo lugar a la tensión de offset parásita en juego. De esta manera se obtuvo que:

$$V_{off} = -\frac{V_{out}}{(1 + \frac{R3}{R2})}$$

Note que el negativo es de la función es porque luego de la ganancia en la etapa de salida se procede a la etapa de salida, donde amplifica inversamente, o analíticamente también es posible justificarlo con la función de transferencia debido a que trabajamos a una frecuencia $f = 0Hz$ la ganancia es $H(s) = A_{CLideal} = -\frac{1}{\beta}$.

Los resultados obtenidos fuero:

Entrada (DUT)	Salida	Vout [mV]	Voff [mV]
TL081	TL081	-43.754	0.145
TL081	LF356	-38.295	0.127
LF356	LF356	429.7	-1.428
LF356	TL081	415.4	-1.380

■ Medición de I_b y I_{off} :

Como luego de medir V_{off} tenemos la tensión parásita que esta constantemente dentro del circuito es posible buscar las corrientes parásitas dentro del circuito.

Ib^+ se podrá medir abriendo el switch S2 y cortocircuitado R5 y encontrar la relación:

$$Ib^+ = \frac{1}{R6} \left(-\frac{V_{out}}{\left(1 + \frac{R3}{R2}\right)} - V_{off} \right)$$

Ib^- se podrá medir abriendo el switch S1 y cortocircuitado R6 y encontrar la relación:

$$Ib^- = -\frac{1}{R5} \left(\frac{V_{out}}{\left(1 + \frac{R3}{R2}\right)} + V_{off} \right)$$

Luego al medir observamos:

Entrada (DUT)	Salida		Vout [mV]	Ib+[pA]		Vout [mV]	Ib-[pA]	—Ib[pA]—	—Ioff[pA]—
TL081	TL081	Ib+	-31.996	-387	Ib-	-34.154	-315	351	72
TL081	LF356		-32.77	-181		-29.99	-274	227.5	93
LF356	LF356		419.7	336		449.8	-663	163.5	999
LF356	TL081		410	179		446.4	-1031	426	1201

Como podemos observar, si bien existe una diferencia al utilizar amplificador desiguales en la etapa de salida pero es posible identificar que los r  zagos dominantes a la salida son las del DUT, o sea del amplificador a evaluar.

Por otra parte, al finalizar las mediciones de los dispositivos es notable la disparidad con los valores esperados, aunque los V_{off} est  n dentro de los rangos esperados, las corrientes presentan una mayor desigualdad. Estas diferencias son posibles de ser justificadas por la temperatura que está operando el sistema. Uno de las componentes afectadas por la temperatura es la resistencia, que a mayor temperatura estas generan mas ruido térmico. Otro es el amplificador que puede no estar operando a $25^\circ C$, es decir existe un mayor rango de error cuando se midieron las corrientes y tensiones, es por ello que el fabricante también incluye los datos del valor máximo de corriente Ib e I_{off} del integrado operando dentro de la temperatura de trabajo que son:

	TL081			LF356		
	Voff[mV]	Ib[nA]	Ioff[nA])	Voff[mV]	Ib[nA]	Ioff[nA]
Valor máximo	20	10	2	13	8	2

Tabla 2: Valores de las hojas de datos a rango entero

De acuerdo a esta tabla los valores obtenidos de Ib y I_{off} podemos notar que efectivamente pudo haber influido en la medición la temperatura al que estaban trabajando.

Otro problema pudo ser provocado por la placa utilizada, esta es el Electronics Explorer que tiene un limite en la tensión que puede dar al amplificador operacional de $V_{dd} = \pm 9V$, la cual difiere con las especificaciones dadas por el fabricante que se test   a $V_{dd} = \pm 15$. Además, el Electronics Explorer en esencia es una protoboard, es decir una placa de testeo útil pero no son muy capaces cuando queremos mediciones precisas porque son mucho mas afectadas por el ruido externo e interno de la placa, esto nos lleva a mas errores durante la medición del circuito.

2.4. Evaluación del Circuito

2.4.1. Capacitor en Uso

Como el circuito introducido es vulnerable al ruido es inevitable el uso de un capacitor para realizar una medición del bias. Sin embargo la cuesti   es cual capacitor seleccionar, para ello debemos recurrir a la función de transferencia mencionada en la ecuación ???. De aqui encontramos que:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{\omega_p A_o \beta}{RC}}$$

Teniendo en cuenta la información dada en la hoja de datos podemos calcular su frecuencia de corte:

Es decir que los ruidos que son de aproximadamente $50Hz$ no se encuentran atenuadas para nuestro circuito. Entonces, si se desea atenuar el ruido debemos tener una frecuencia de corte $f_0 < 50Hz$ necesitar  mos un capacitor de:

$$C > \frac{\omega_p A_o \beta}{4\pi^2 R (50Hz)^2}$$

Lo cual para el TL081 el capacitor debe valer $C > 6.3\mu F$ y para el LF356 uno de $C > 10.6\mu F$.

	TL081	LF365
A_{vol}	200	200
BWP [MHz]	3	5
ω_p [kHz]	94	157
f_0 [Hz]	126	163

2.4.2. Estabilidad del Circuito

Si se desea estudiar la estabilidad del circuito, nuevamente es esencial la función de transferencia de la ecuación ???. Por lo que se estudia las singularidades del sistema, o sea los polos del mismo.

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

Siendo $\omega_0\xi > \omega_0\sqrt{\xi^2 - 1}$ en ambos circuitos con los diferentes opamps, el sistema resulta estable por tener los polos con parte real negativa.

2.4.3. Configuraciones

■ Inversión las entradas:

Si se invierten las entradas de los amplificadores, su amplificación en el sistema sufre leves alteraciones, cambiando el producto final de la función de transferencia.

- Invertir las entradas de la etapa de salida: En este caso la amplificación a lazo cerrado del circuito cambiara a:
- Invirtiendo las entradas de ambas etapas: Cuando se realiza esta acción sucede que:

$$A_{CL} = \frac{A_{vol}}{1 - sRC A_{vol}} \Rightarrow A_{OL} = \frac{A_{vol}^2}{1 - sRC A_{vol}}$$

Además, como ahora la entrada es una etapa de amplificación inversa:

$$\beta = -\frac{1}{\frac{R3}{R1}} = -\frac{1}{300}$$

■ Circuito de compensación:

Es posible la compensación de las tensiones de offset con ciertas configuraciones. Para este caso los propios fabricantes mencionan en la hoja de datos los siguientes circuitos con resistencias variables como muestran las siguientes figuras:

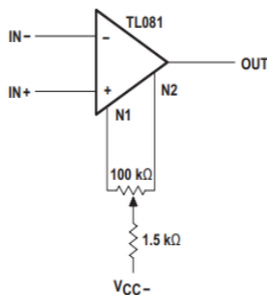


Figura 6: Compensación de offset del TL081 con $R = 100k\Omega$

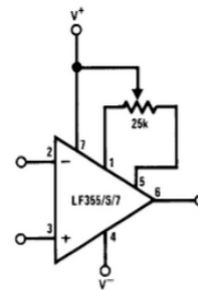


Figura 7: Compensación de offset del LF365 con $R = 25k\Omega$

Otra compensación posible es en las corrientes de bias para los circuitos de amplificación inversa con una resistencia en la entrada positiva con una $R = \frac{R1R2}{R1+R2}$ como se muestra en la figura:

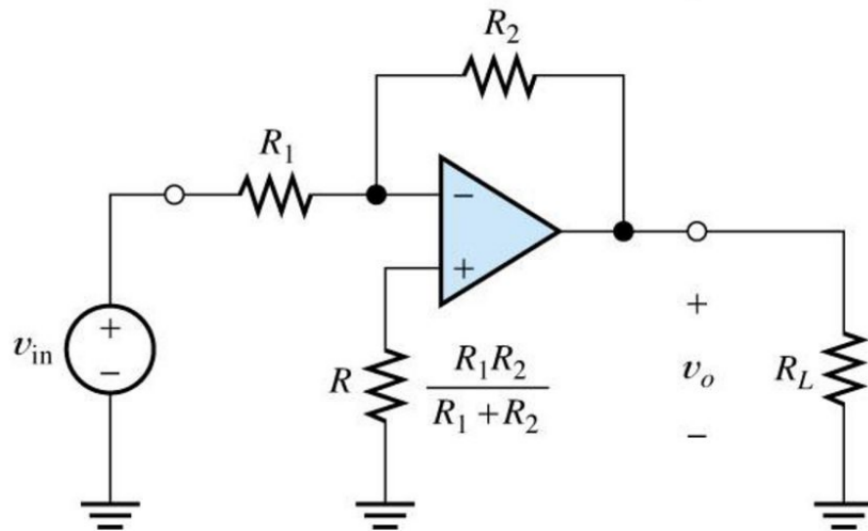


Figura 8: Compensación de Corriente de Bias

3. Circuito Integradores y Derivadores

3.1. Consideraciones generales

Para armar los circuitos propuestos por la cátedra se dispone de un amplificador operacional LM-833N. Los datos más importantes a considerar vistos en la hoja de datos son los siguientes:

1. $A_{vol} = 110dB$
2. $BWP = 15MHz$

3.2. Circuito Derivador

A continuación se realiza el análisis sobre el circuito derivador planteado por la cátedra utilizando un amplificador operacional *LM833* propuesto por la cátedra en el siguiente circuito.



Figura 9: Circuito derivador implementado con Opamp

Consiguientemente, se procede a calcular la transferencia de tensión entre la entrada y salida del circuito.

En condición ideales se puede considerar que la ganancia del amplificador operacional es infinita por lo que, basándonos en su ecuación característica ($A_0(V^+ - V^-)$), se puede asegurar que para mantener la relación $V^+ = V^-$ van a tender a 0.

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

Por lo tanto, se pueden escribir a las corrientes del circuito como:

$$I_1 = \frac{V_{in}}{X_c} = V_{in} \omega C_1 \quad I_2 = \frac{V_{out}}{R}$$

Considerando que $V^- = 0$ y que $I_1 = I_2$ se logra llegar a la transferencia bajo condiciones ideales:

$$H(\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\omega RC \quad (2)$$

Por otro lado, considerando a A_{vol} finito se vuelve indispensable reformular las ecuaciones vistas en ?? ya que al considerar un A_{vol} que no tiende a infinito se vuelve imposible asegurar que la tensión V^- sea nula. Bajo las nuevas circunstancias se obtienen:

$$I_1 = \frac{V_{in} - V^-}{X_c} = (V_{in} - V^-)C_1 \quad I_2 = \frac{V_{out} - V^-}{R}$$

Utilizando ?? y ?? se puede despejar la transferencia como:

$$H_1(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-R s C}{1 + \left(\frac{R s C + 1}{A_0}\right)} \quad (3)$$

Se puede validar esta ecuación considerando:

$$\lim_{A_0 \rightarrow \infty} H_1(s)$$

Se obtiene la transferencia en condiciones ideales vista en ??.

Para finalizar se realiza un análisis considerando A_{vol} variante en frecuencia debido a la presencia de un polo dominante que le da una respuesta en frecuencia característica de un filtro pasa-bajos. La dependencia en frecuencia de la ganancia del opamp está dada por la siguiente fórmula:

$$A_v(s) = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{w_b}} \quad (4)$$

Siendo A_0 la ganancia en continua y w_b el ancho de banda del filtro, la frecuencia para la cual el dispositivo atenúa 3 dB.

Reemplazando (??) en (??) se obtiene:

$$H_2(s) = \frac{-R s C}{1 + \frac{1}{A_0} + \frac{R s C}{A_0} + \frac{R s^2 C}{w_b A_0}} \quad (5)$$

Esta ecuación se puede dividir según su ganancia ideal G_I y su factor de corrección F_c de la siguiente forma:

$$G_I = -R s C \quad F_c = \frac{1}{1 + \frac{1}{A_0} + \frac{R s C}{A_0} + \frac{R s^2 C}{w_b A_0}}$$

Siguiendo el mismo procedimiento aplicado para $H_1(s)$, se puede

$$\lim_{A_0 \rightarrow \infty} H_2(s) = \lim_{A_0 \rightarrow \infty} G_I F_c = G_I = H(s)$$

Las expresiones obtenidas se plasman en el siguiente gráfico, pudiéndose observar una mayor precisión a medida que se usan modelos más realistas sin consideraciones ideales.

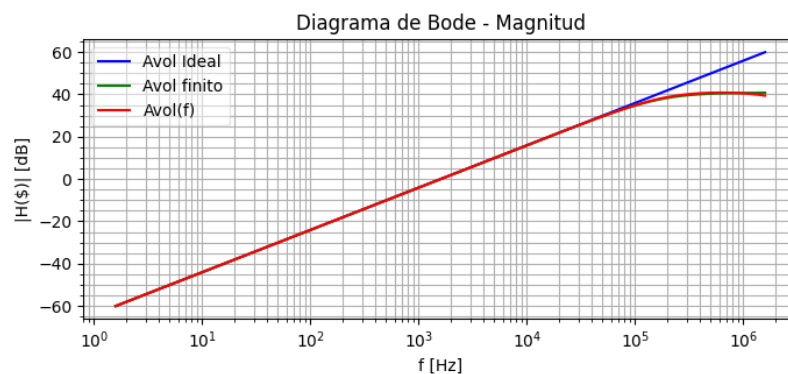


Figura 10: Respuesta en frecuencia teóricas - Modulo

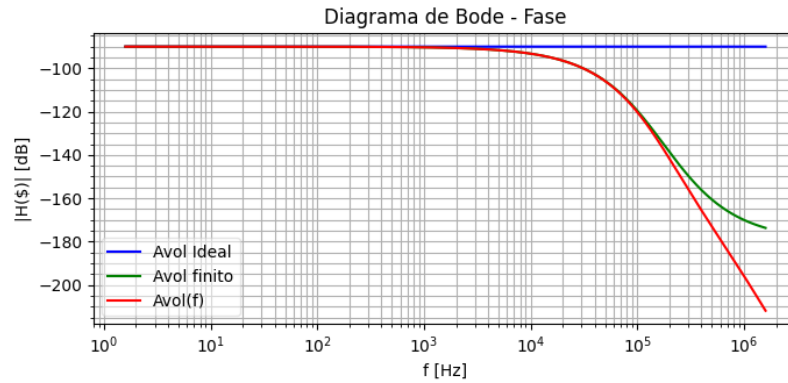


Figura 11: Respuesta en frecuencia teóricas - Fase

3.3. Circuito Integrador

3.3.1. Introducción

Se realizó el análisis de un circuito integrador ideal, utilizando en este caso tres componentes, una Resistencia R , un capacitor C y un amplificador operacional. Cabe destacar que se considera un integrador ideal ya que a diferencia del circuito RC analizado en el primer trabajo práctico de laboratorio, éste funcionará como integrador para cualquier frecuencia y no solo a frecuencias altas.

Los valores nominales utilizados para la experiencia fueron:

- $R : 5.1K\Omega$
- $C : 20nF$
- $OPAMP : LM833$

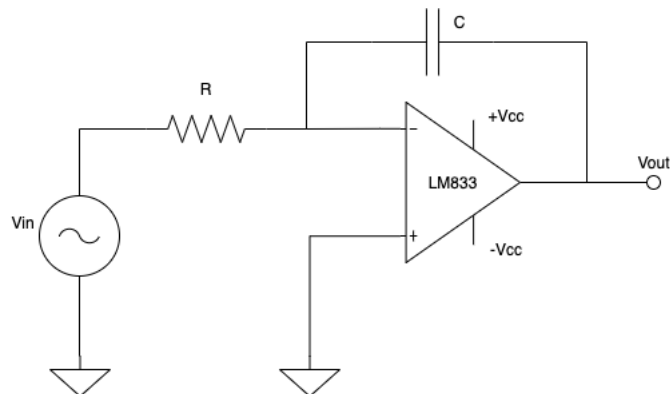


Figura 12: Diagrama del circuito integrador ideal empleado

A continuación se procederá a calcular teóricamente el valor de las funciones transferencias para los casos en donde el amplificador operacional tiene un comportamiento ideal, con A_{vol} finito y $A_{vol}(w)$ con polo dominante.

3.3.2. Análisis de la Transferencia del Circuito Integrador - OPAMP ideal

Para obtener la función transferencia en este caso, $H(S) = \frac{V_{out}(S)}{V_{in}(S)}$, partiremos de las siguientes condiciones iniciales para el amplificador operacional:

- $A_{vol} : \infty$
- $Z_{in} : \infty$
- $Z_{out} : 0$

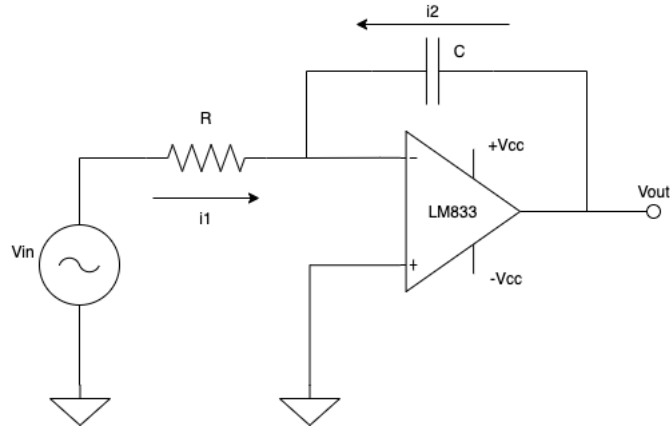


Figura 13: Diagrama del circuito integrador ideal empleado

Podemos observar a simple vista que:

- $i1 = -i2$
- $i1 = \frac{V_{in} - V^-}{R}$
- $i2 = \frac{V_{out} - V^-}{X_c}$
- $V_{out} = A_{vol}(V^+ - V^-)$

Como $A_{vol} \rightarrow \infty$ y V_{out} es finito, $(V^+ - V^-) \rightarrow 0$ y como V^+ está conectado a tierra, (V^- representa tierra virtual, por lo cual su valor es de 0V).

Entonces, redefiniendo las ecuaciones anteriores:

- $i1 = \frac{V_{in}}{R}$
- $i2 = \frac{V_{out}}{X_c}$

Siendo entonces:

$$\frac{V_{in}}{R} = -\left(\frac{V_{out}}{X_c}\right) \Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{X_c}{R} = -\frac{1}{SRC}$$

$$H(S) = -\frac{1}{SRC}$$

Claramente se puede apreciar que este circuito se comportará como un integrador, ya que si antitransformamos la función de transferencia obtenida implicará que para obtener $v_{out}(t)$ habrá que integrar $v_{in}(t)$ en el dominio del tiempo.

En las siguientes figuras, se puede apreciar el Diagrama de Bode para este caso.

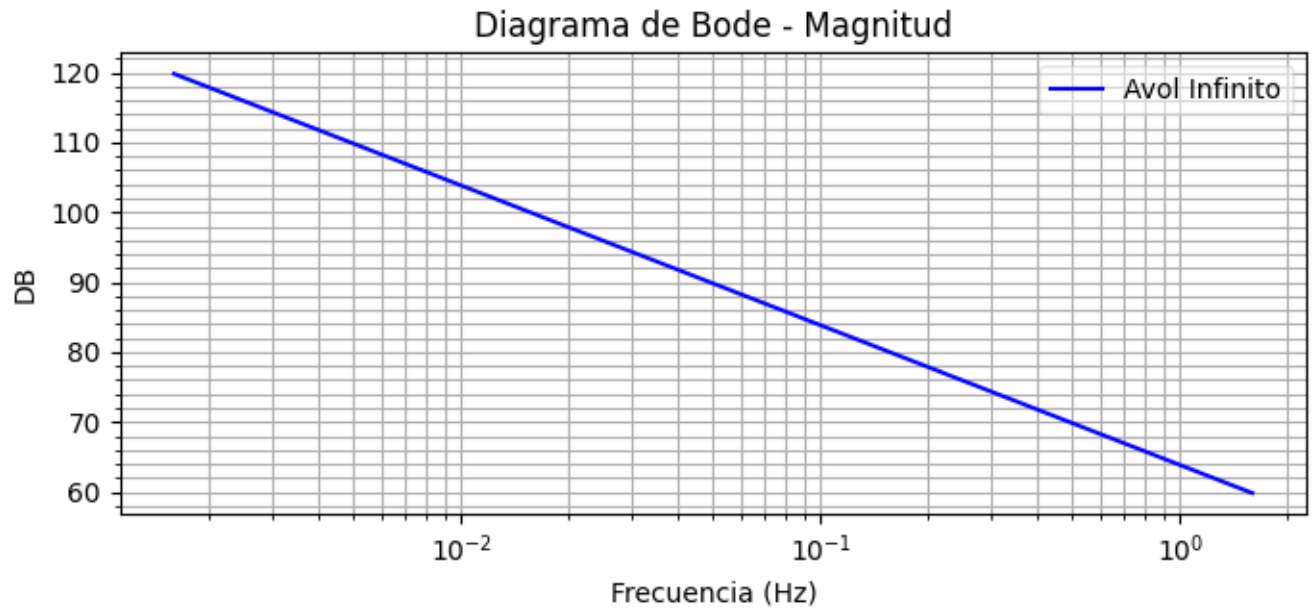


Figura 14: Diagrama de BODE de Amplitud para OPAMP ideal

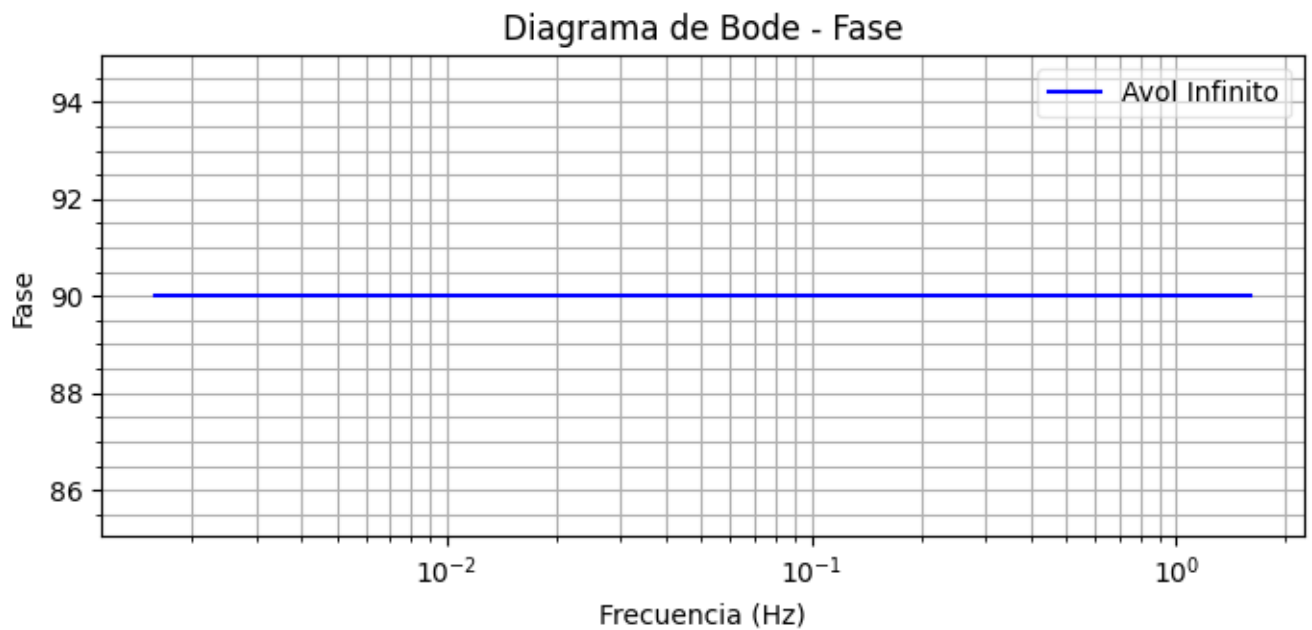


Figura 15: Diagrama de BODE de Fase para OPAMP ideal

3.3.3. Análisis de la Transferencia del Circuito Integrador - OPAMP con A finito

A diferencia del caso anterior, aquí la diferencia en el cálculo de la función transferencia, $H(S) = \frac{V_{out}(S)}{V_{in}(S)}$, entre el amplificador operaciones ideal y éste será:

- $A_{vol} : finito$

Utilizando las mismas relaciones mencionadas en el apartado anterior, podemos observar ahora que:

$$V_{out} = -A_{vol} \cdot V^- \Rightarrow V^- = \frac{-V_{out}}{A_{vol}}$$

Por lo tanto:

$$\begin{aligned} \blacksquare i1 &= \frac{V_{in} - V^-}{R} = \frac{V_{in} + \frac{V_{out}}{A_{vol}}}{R} \\ \blacksquare i2 &= \frac{V_{out} - V^-}{X_c} = \frac{V_{out} + \frac{V_{out}}{A_{vol}}}{X_c} \end{aligned}$$

Siendo entonces:

$$\frac{V_{in} + \frac{V_{out}}{A_{vol}}}{R} = -\left(\frac{V_{out} + \frac{V_{out}}{A_{vol}}}{X_c}\right) \Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{SCR(1 + \frac{1}{A_{vol}} + \frac{1}{A_{vol}SCR})}$$

Finalmente:

$$H(S) = \frac{1}{SCR(1 + \frac{1}{A_{vol}}) + \frac{1}{A_{vol}}}$$

Es importante notar que siendo la ganancia para el caso ideal (GI) $-\frac{1}{SRC}$, la función transferencia se puede representar como $H(S) = GI \cdot \frac{1}{SCR(1 + \frac{1}{A_{vol}}) + \frac{1}{A_{vol}}}$. Si A_{vol} es lo suficientemente grande, tendremos una función transferencia ideal nuevamente.

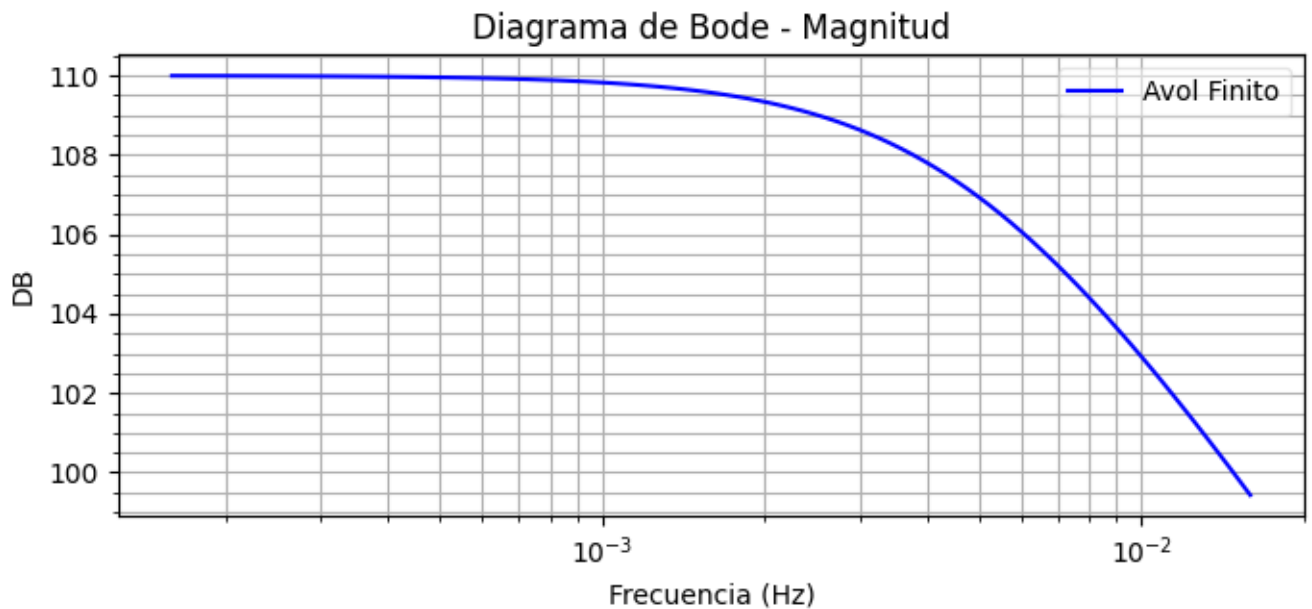
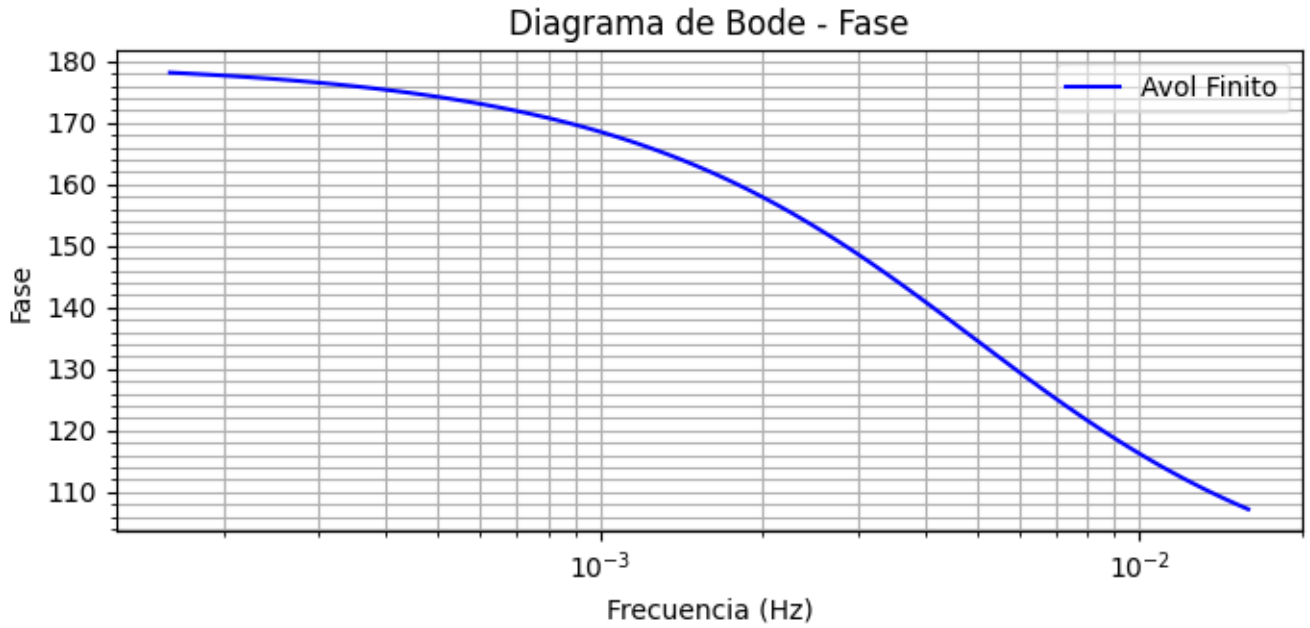


Figura 16: Diagrama de BODE de Amplitud para OPAMP con A_{vol} finito

Figura 17: Diagrama de BODE de Fase para OPAMP con A_{vol} finito

3.3.4. Análisis de la Transferencia del Circuito Integrador - OPAMP con $A_{vol}(w)$

En este ultimo caso de analisis, A_{vol} no es constante sino que es función de la frecuencia según:

$$A_{vol} = \frac{A_0}{1 + \frac{S}{w_b}}$$

Por lo cual la expresion para la funcion transferencia calculada en el caso anterior, quedara denominada por:

$$H(S) = \frac{1}{SCR(1 + \frac{1 + \frac{1}{SCR}}{A_{vol}})} \Rightarrow H(S) = \frac{1}{SCR(1 + \frac{1 + \frac{1}{SCR}}{\frac{A_0}{1 + \frac{S}{w_b}}})}$$

Reacomodando algebraicamente:

$$H(S) = -\frac{1}{S^2 \frac{CR}{A_o W_b} + SCR(1 + \frac{1}{A_o} + \frac{1}{W_b A_o CR}) + \frac{1}{A_o}}$$

Podemos observar que si A_o es muy grande, nuevamente estaremos en el caso donde la ganancia que obtendremos será la ideal para este circuito.

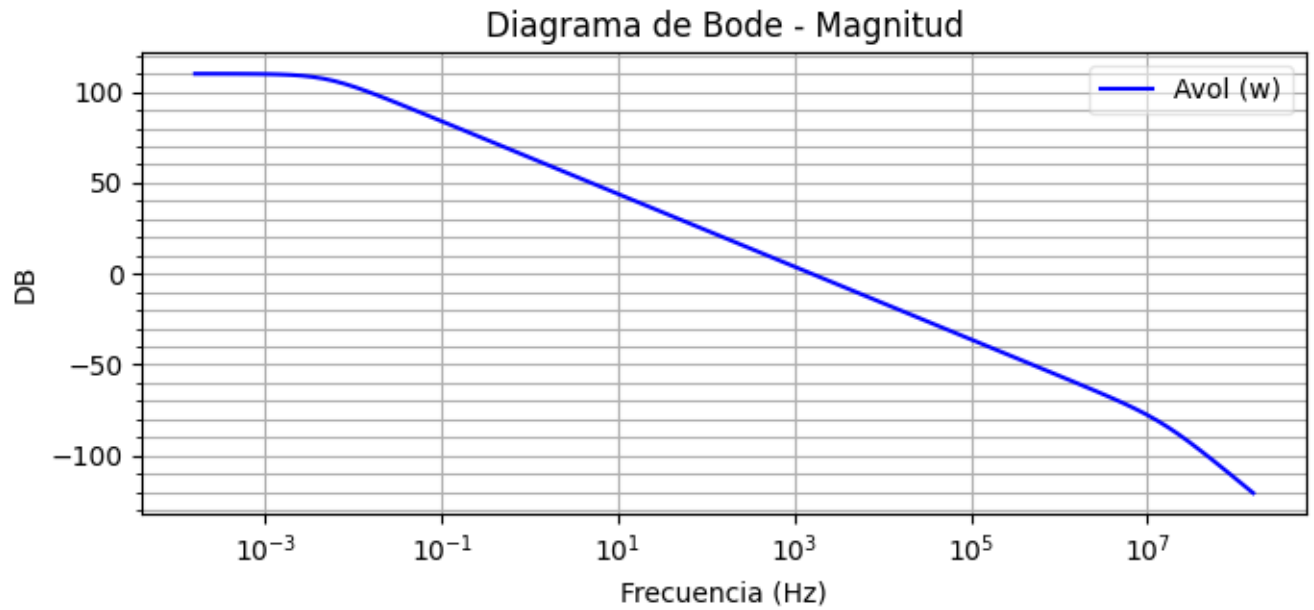


Figura 18: Diagrama de BODE de Amplitud para OPAMP con $A_{vol}(w)$ finito

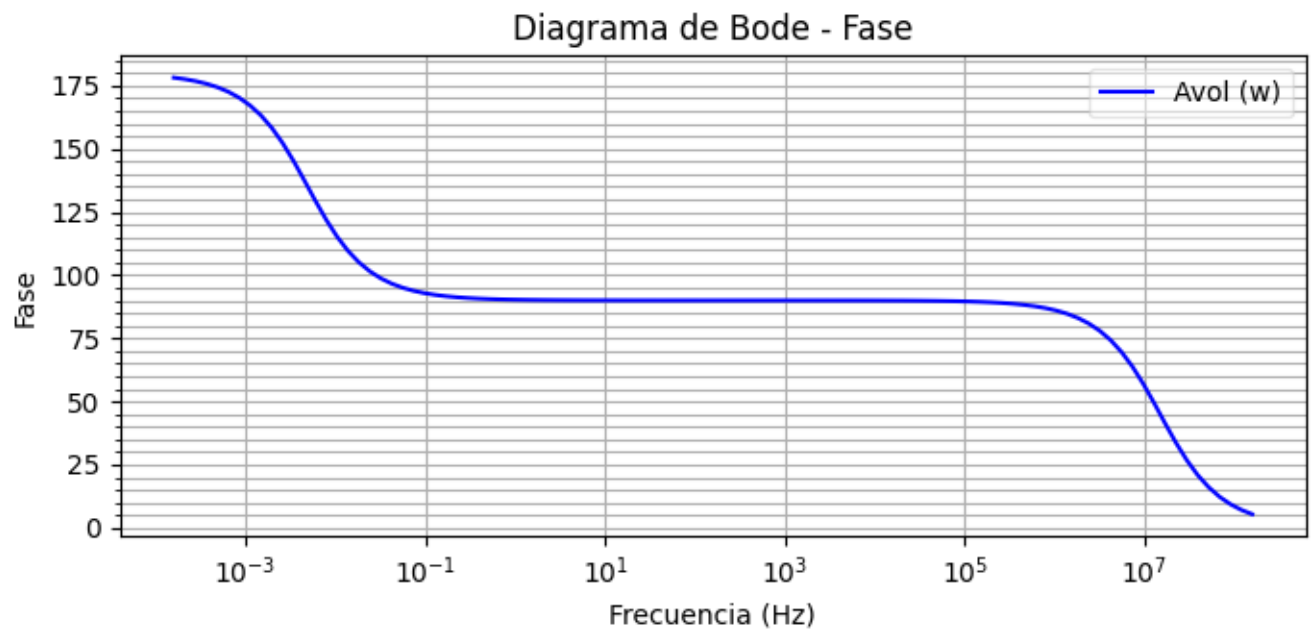


Figura 19: Diagrama de BODE de Fase para OPAMP con $A_{vol}(w)$

Comparando los tres casos, podemos observar que en determinadas frecuencias el comportamiento es idéntico:

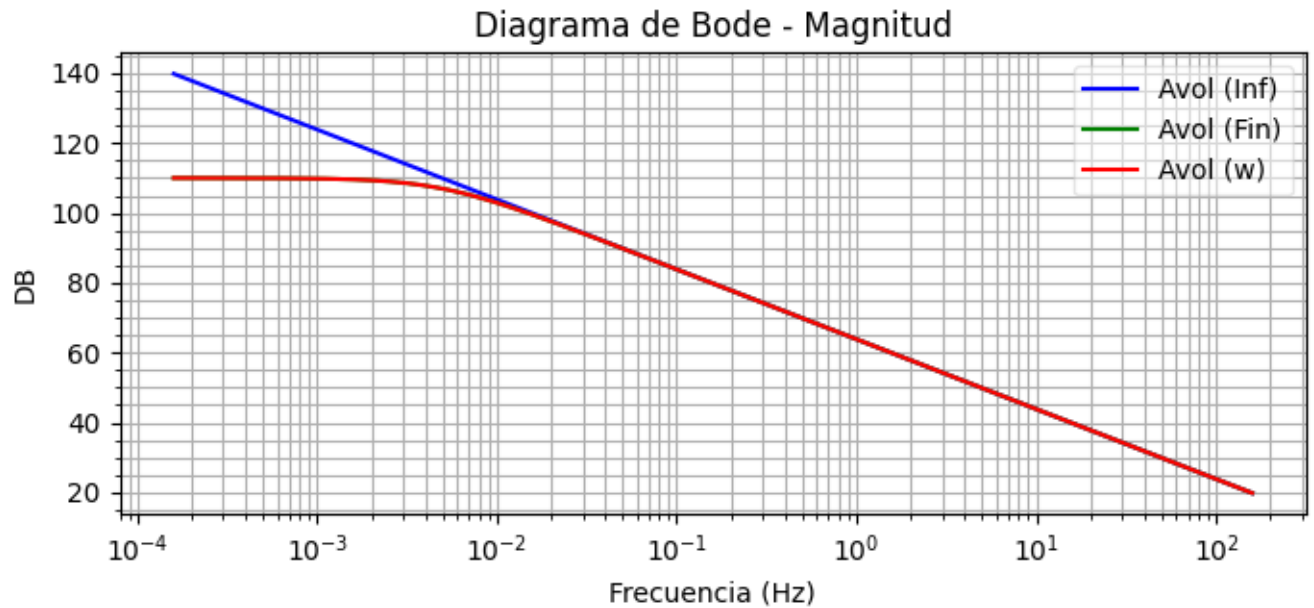


Figura 20: Diagrama de BODE de Amplitud para OPAMP comparativo

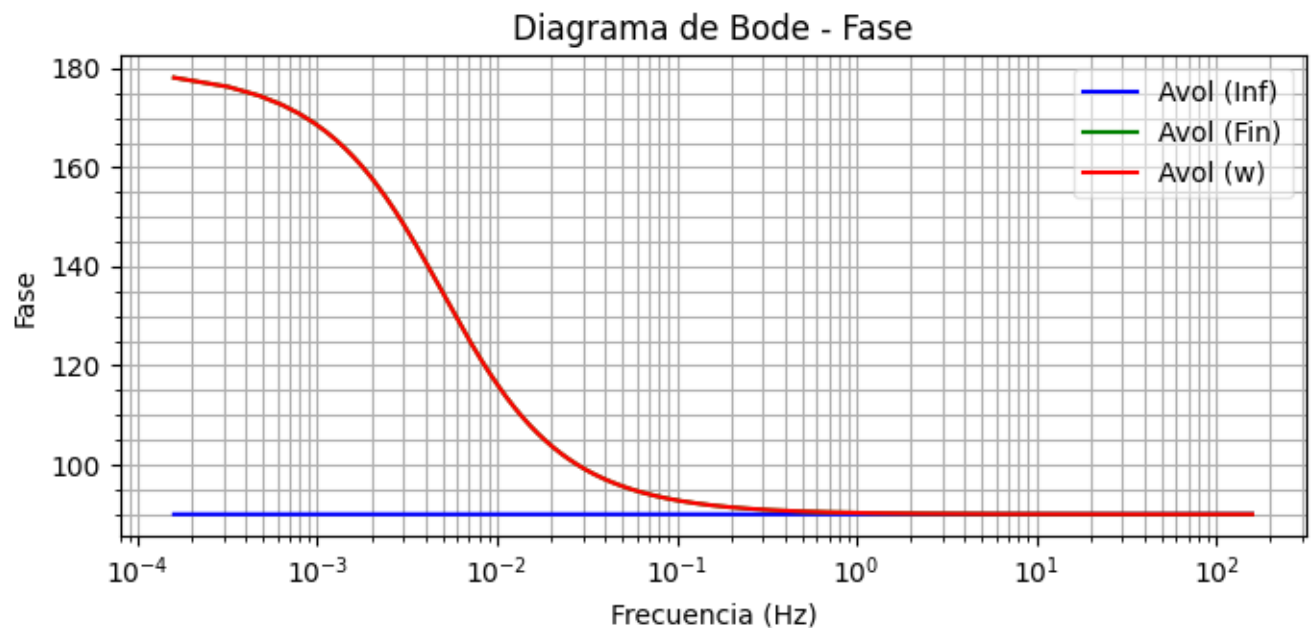


Figura 21: Diagrama de BODE de Fase para OPAMP comparativo

3.3.5. Análisis de Entrada Senoidal al circuito

Se inyecta una señal senoidal variando su amplitud y frecuencia para analizar el comportamiento y la respuesta del circuito a ella. En primera instancia, se pudo observar que el circuito cumple su cometido. Integra la señal, es decir, si a la entrada tenemos un seno, a la salida tendremos un seno cosenoidal (lo que es equivalente a afirmar un desfase de 90°. En segunda instancia, amplifica o disminuye la amplitud de la señal dependiendo la frecuencia. A frecuencias muy bajas, la señal será amplificada y a frecuencias muy altas, la amplitud se ve reducida, ya que como previamente se mencionó, la ganancia ideal está determinada por $\frac{-1}{SRC}$.

En cada caso, se tomó la máxima amplitud posible para la frecuencia en la cual se realizaba la medición.

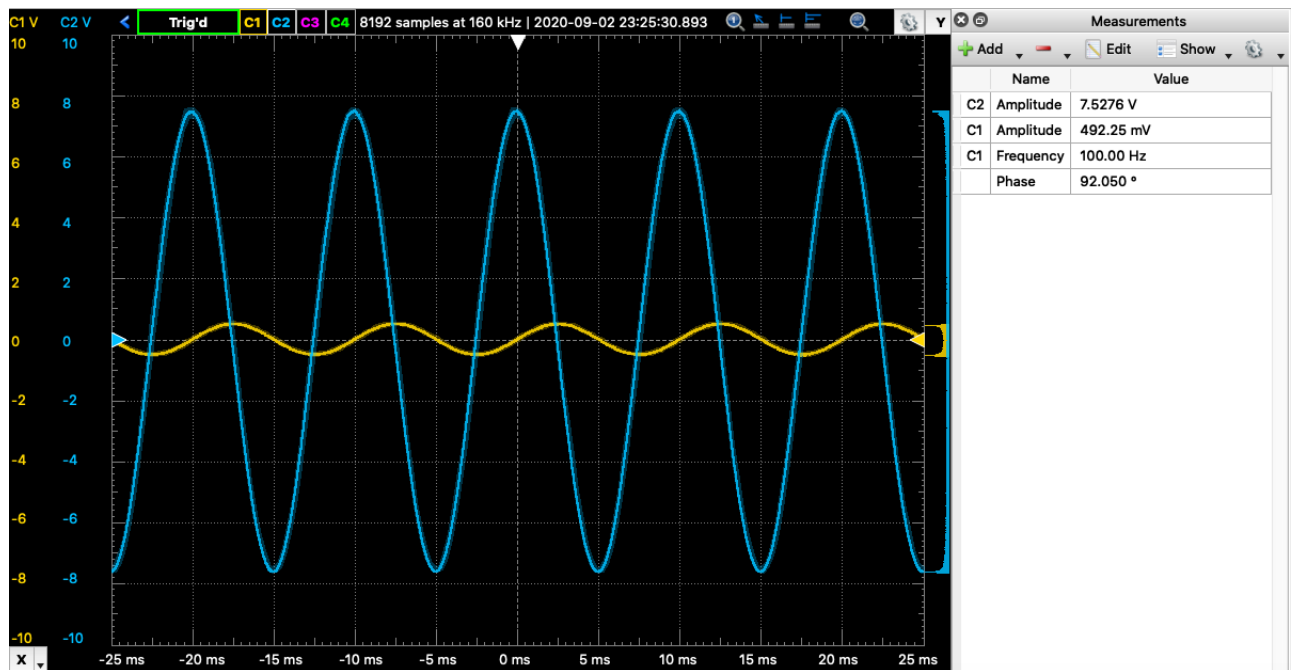


Figura 22: Diagrama de BODE de Fase para OPAMP comparativo

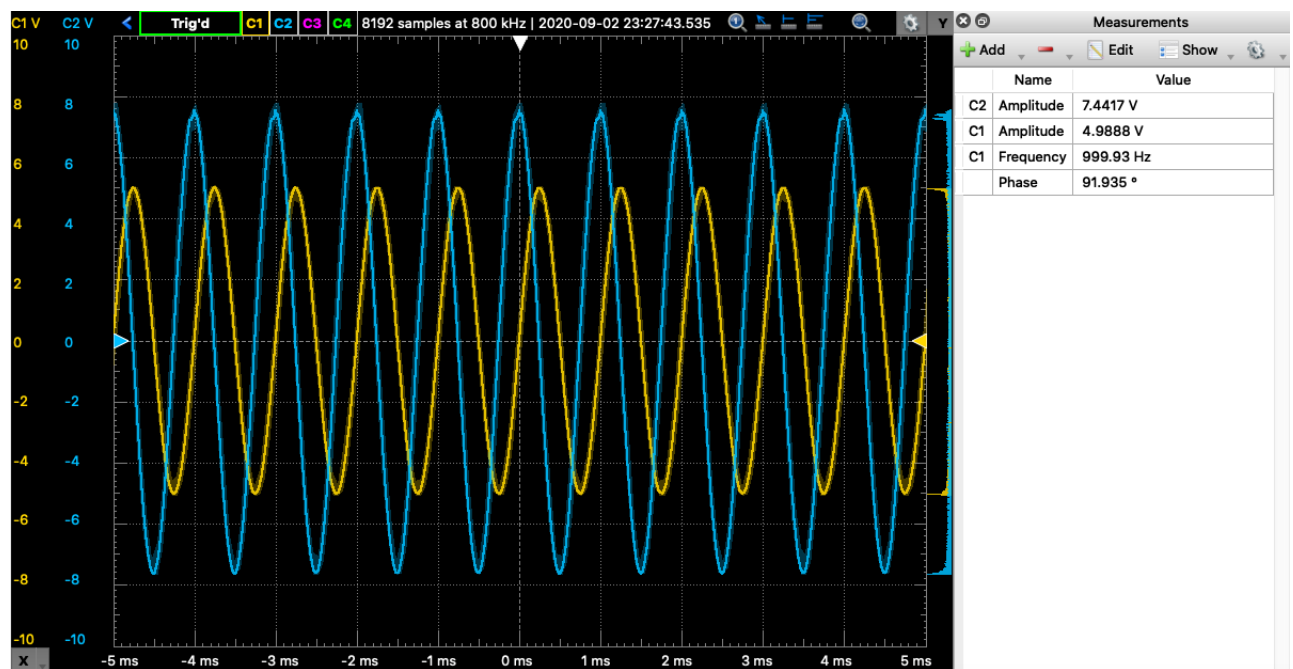


Figura 23: Diagrama de BODE de Fase para OPAMP comparativo

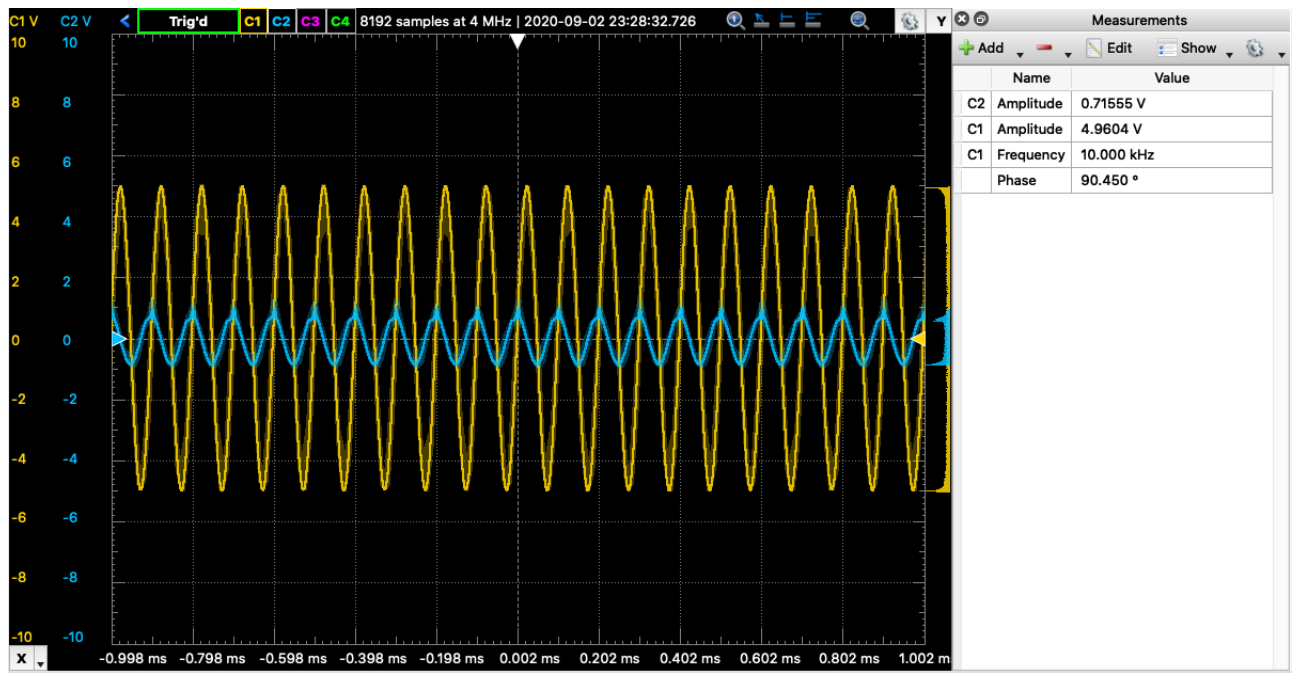


Figura 24: Diagrama de BODE de Fase para OPAMP comparativo

Para realizar el diagrama de respuesta en frecuencia, no se pudo utilizar la funcionalidad *Network* del software *WaveForms* ya que al realizar un barrido con las misma amplitud, para el rango de frecuencias deseado, en las bajas frecuencias, el sistema saturará y para las frecuencias muy altas, la amplitud de la señal a la salida está en el orden del error presentado por el osciloscopio del *Electronic Explorer Board*.

Se realizaron entonces mediciones manuales, variando la amplitud según la frecuencia conveniente y resultó comparable (en las frecuencias donde se pudo realizar las mediciones) a los modelos simulados y teórico.

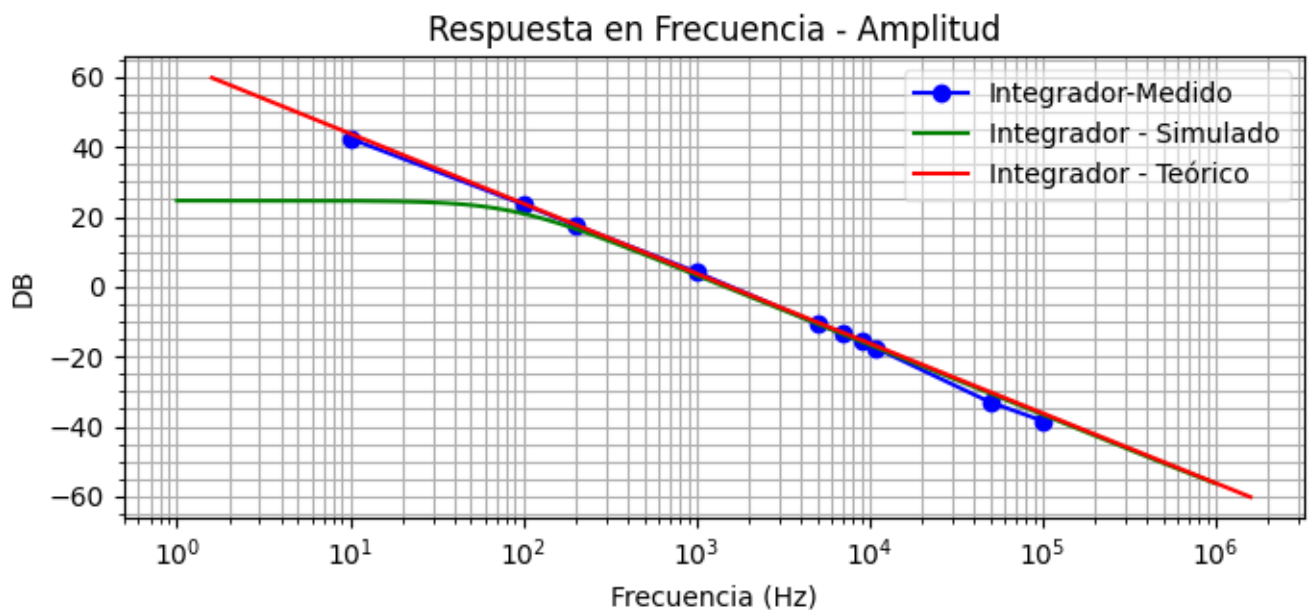


Figura 25: Diagrama de BODE de Fase para OPAMP comparativo

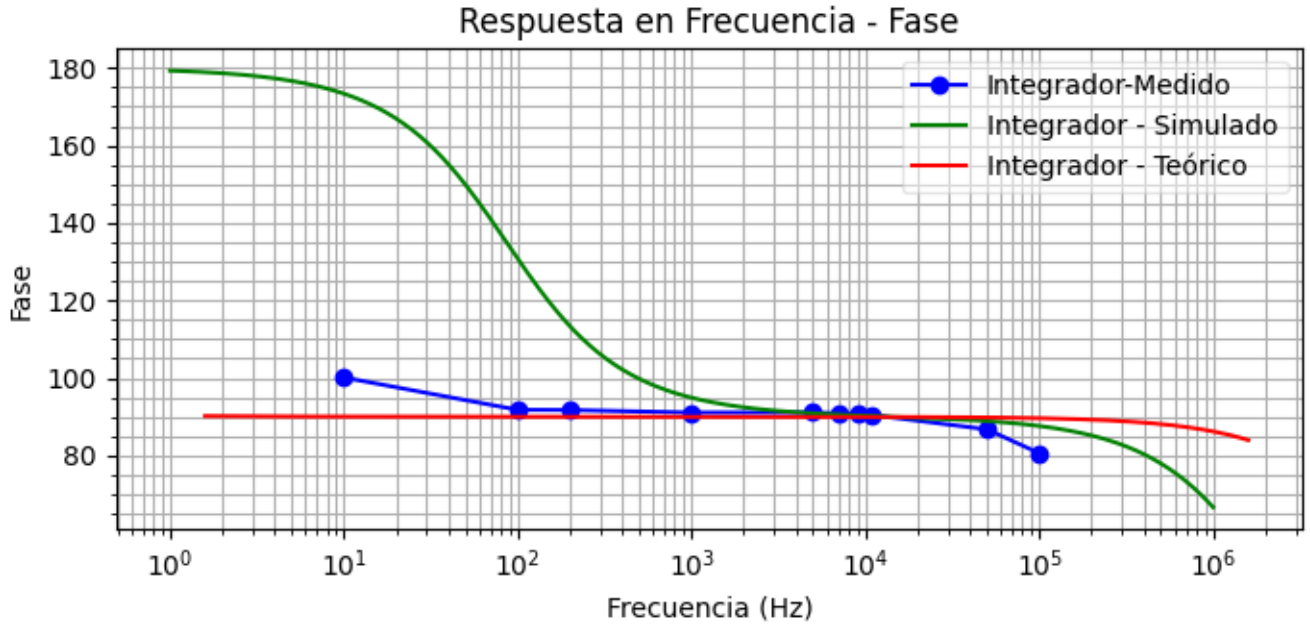


Figura 26: Diagrama de BODE de Fase para OPAMP comparativo

3.3.6. Análisis de Entrada Cuadrada al Circuito Integrador

3.3.7. Análisis de Impedancia de Entrada al Circuito Integrador

Para poder calcular teóricamente, la impedancia de entrada, Z_{in} , se utilizó el teorema de Miller tal que:

$$V_{out} = -A_{vol} \cdot V^-$$

Como para este caso, $K = -A_{vol}$, el circuito integrador con el amplificador operacional, queda expresado como:

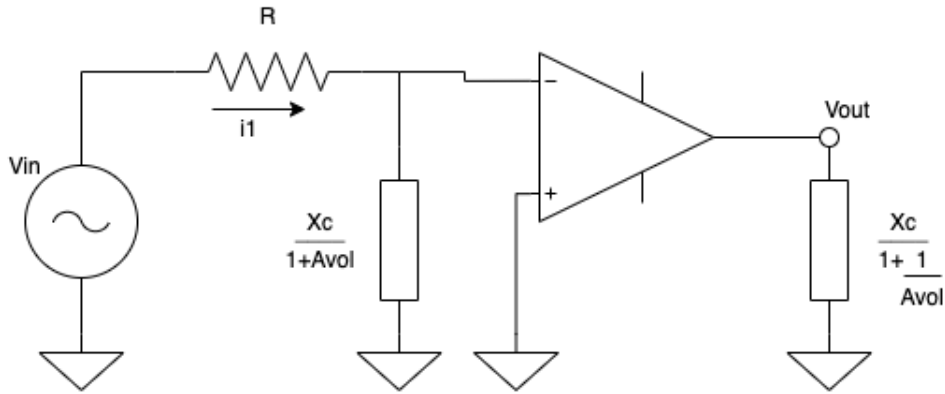


Figura 27: Diagrama de BODE de Fase para OPAMP comparativo

Como nos interesa $Z_{in} = \frac{V_{in}}{i_1}$, es muy sencillo ver que a la entrada no inversora del amplificador operacional no ingresa corriente, por lo cual utilizando la ley de tensiones de Kirchoff:

$$V_{in} = i_1 \cdot R + i_1 \cdot \frac{X_c}{1 + A_{vol}} \rightarrow \frac{V_{in}}{i_1} = R + \frac{X_c}{1 + A_{vol}} \rightarrow Z_{in} = R + \frac{1}{SC(1 + A_0)}$$

Dicha impedancia puede verse expresada en las siguientes figuras:

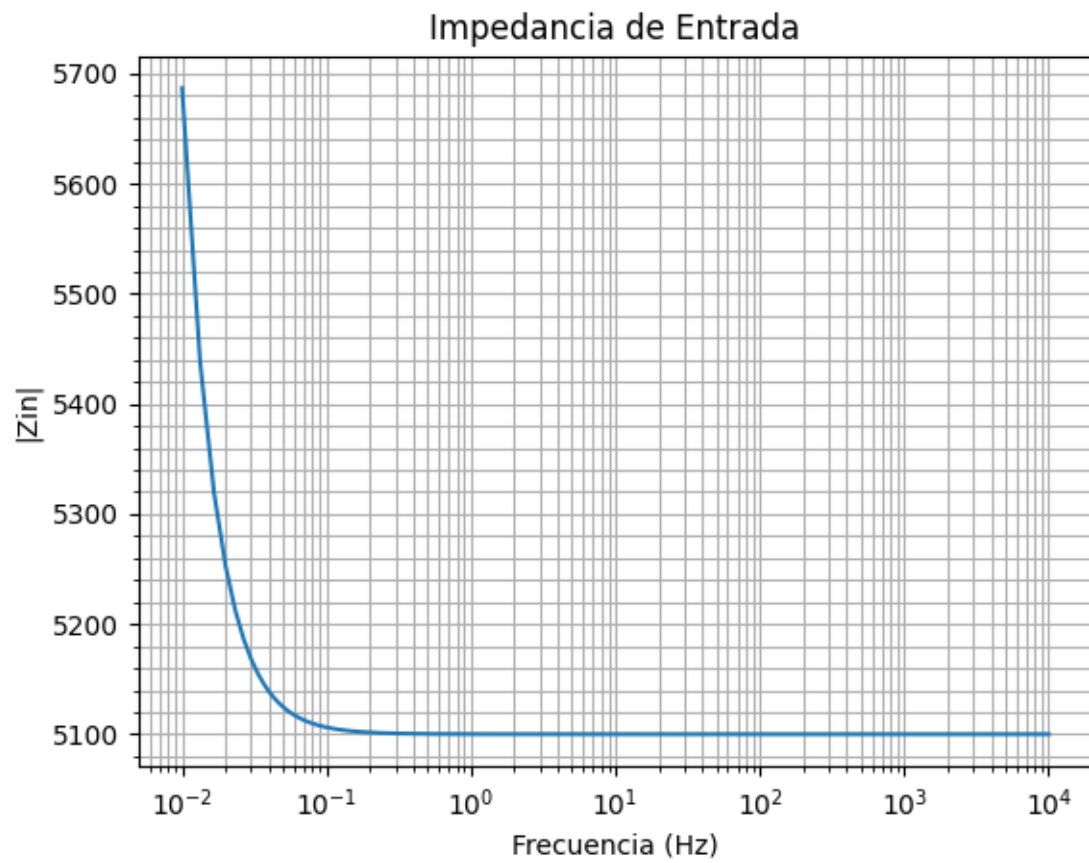


Figura 28: Diagrama de BODE de Fase para OPAMP comparativo

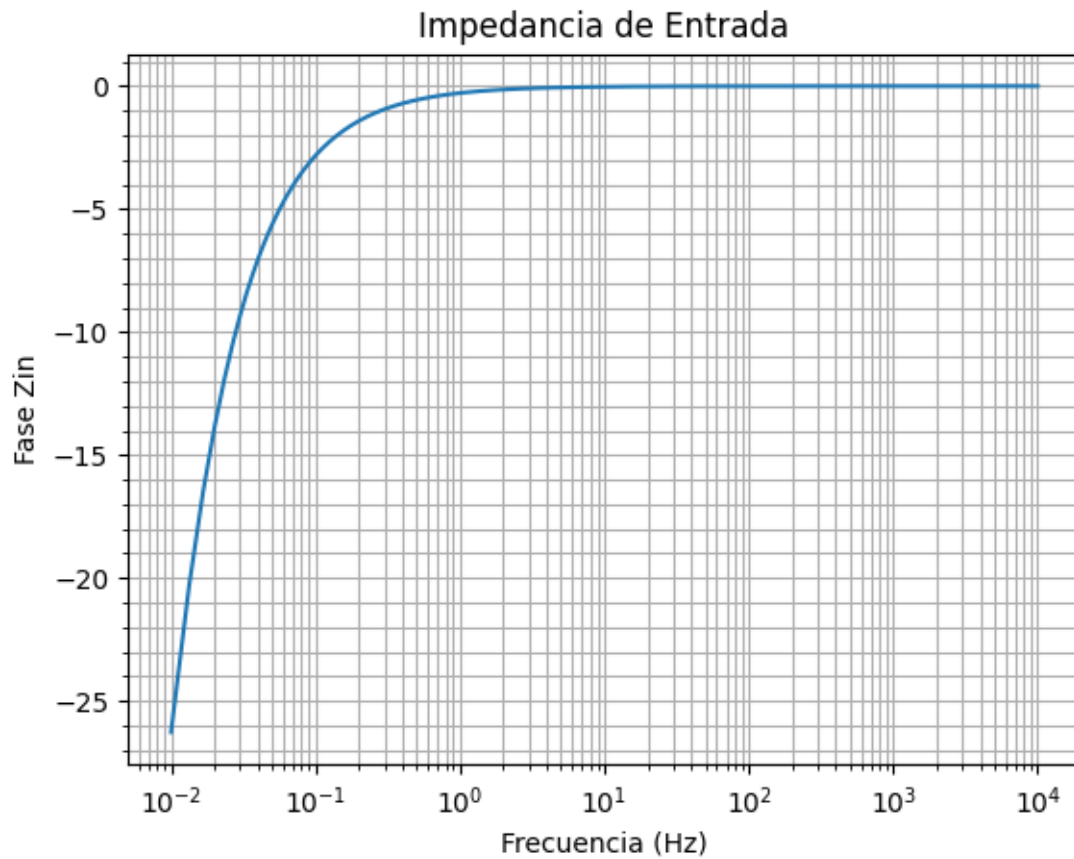


Figura 29: Diagrama de BODE de Fase para OPAMP comparativo

Se puede observar que a frecuencias notablemente bajas, la impedancia tiende a aumentar en magnitud ya que la componente reactiva de Z_{in} es inversamente proporcional al valor de la frecuencia. A frecuencias del orden de los miliHz en adelante se puede observar como el efecto del capacitor se reduce, dejando unicamente la componente de la R. Por lo cual podemos afirmar que Z_{in} es aproximadamente R para esos casos, ademas del efecto que genera A_0 . Lo mismo se puede observar con la fase que tiende a 0, ya que la componente compleja que aporta la capacitancia se ve reducida conforme aumenta la frecuencia, siendo:

$$Z_{in} \approx R$$

4. Circuito de Aplicación

4.1. Introducción