

1 Ejercicio 4

1.1 Cálculo de $H(s)$ circuito con impedancias genéricas

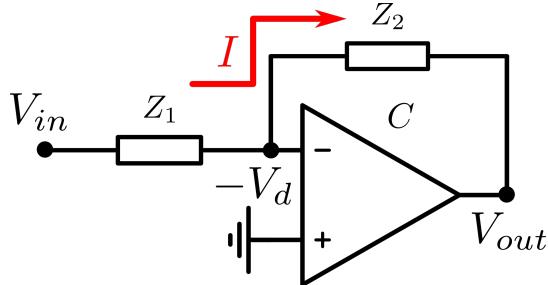


Figure 1: Circuito generico

1.1.1 Caso ideal

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

Además, como

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

Al reemplazar I se llega a que

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

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

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

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

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

Al reemplazar I se obtiene que

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

Y trabajando algebraicamente finalmente se obtiene

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

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

1.1.3 Caso no ideal - A_{vol} dependiente de w

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

Por lo tanto en este caso la transferencia está dada por

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

1.2 Cálculo de Z_{in} con impedancias genéricas

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

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

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

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

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

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

1.3 Circuito Derivador

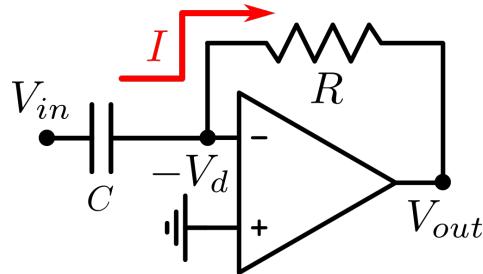


Figure 2: Circuito Derivador

1.3.1 Caso ideal

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

$$H(s) = -RCs$$

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

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

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

derivar las componentes ruidosas de la señal, que se caracterizan por tener una derivada mucho mayor que la de las componentes de baja frecuencia.

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

Mediante la asistencia algebraica por software se llegó a que

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

Donde

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

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

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

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

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

$$H(s) = -A_0$$

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

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

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

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

Donde

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

En este caso las frecuencias bajas serán derivadas y las altas frecuencias atenuadas al igual que los otros casos.

Observar que si $s \rightarrow \infty$, en otras palabras, si $w \gg w_0$ la transferencia se convierte en

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

(Atenuación si s es grande)

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

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

Figure 3: Parámetros del sistema

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

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

1.3.4 Gráfico - contraste de los tres modelos

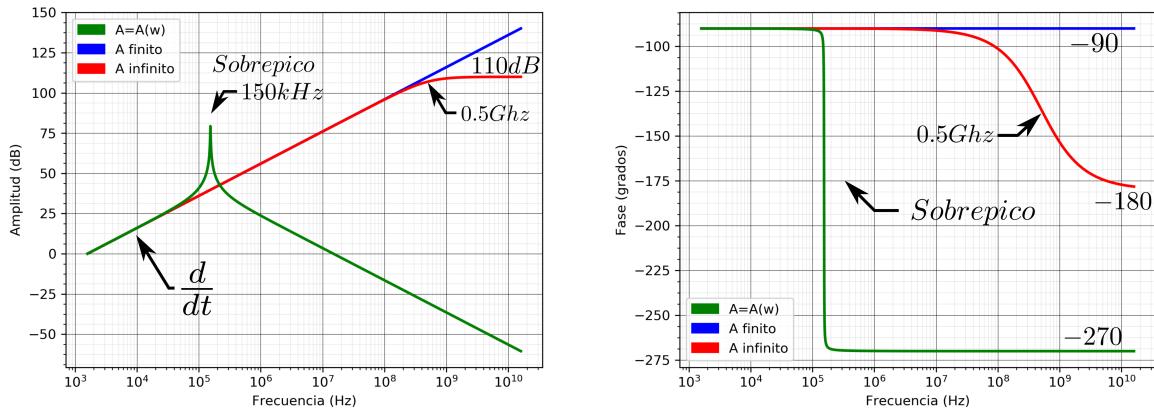


Figure 4: Contraste entre modelos - Amplitud y Fase (Izquierda a derecha)

Podemos observar de los gráficos que

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

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

1.3.5 Comportamiento derivador - muestras

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



Figure 5: Respuesta al escalón periódico y a un senoide (Amarillo: entrada, Verde: salida)

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

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

1.3.6 Simluación y mediciones - contraste

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

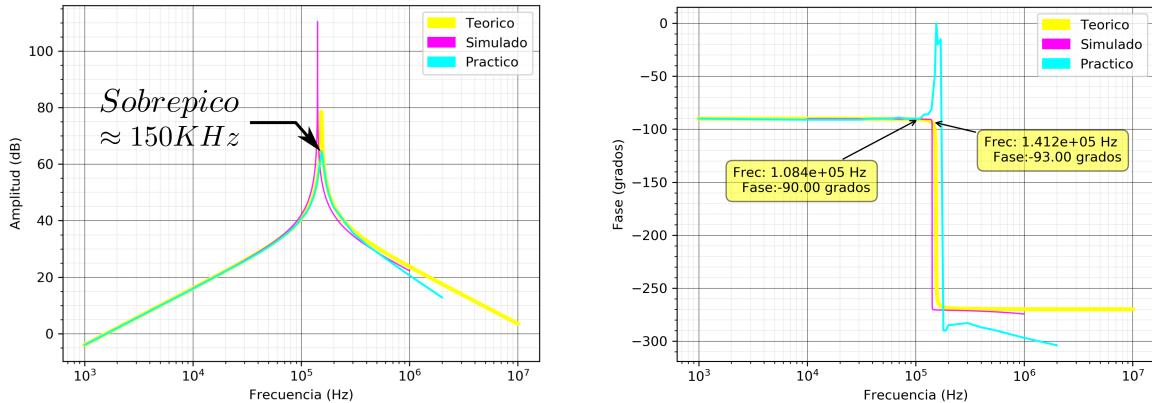


Figure 6: Resultados teóricos. simulados y experimentales

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

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

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

aumentó la frecuencia.

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

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

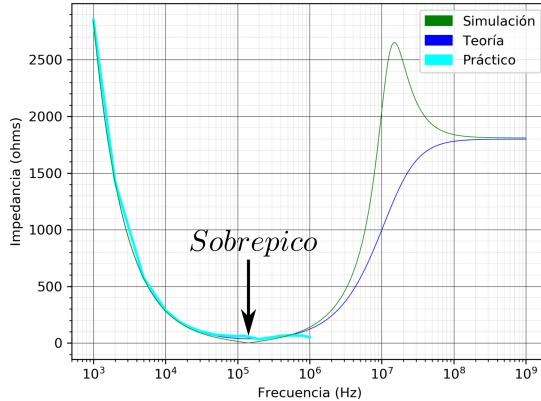


Figure 7: Impedancia de entrada - contraste

Se observan tres cosas

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

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

También se observa que la razon de la aparición en un sobrepico en el simulador es probable que se deba a que el modelo utilizado del amplificador usa un modelo que agrega un polo más (respecto al teórico) , lo cual convierte a dicha singularidad en una de segundo orden. Sin embargo no se pudo verificar si dicho modelo coincidió con la práctica ya que debido a las limitaciones del slew rate la medición a frecuencias de esa magitud no fue posible.

La conclusión es que no es relevante en principio el comportamiento del circuito en dicha región ya que la amplitud de la entrada tiene que ser demasiado baja para un correcto funcionamiento, pero a una amplitud tan baja, que tiende a ser 0, se vuelve muy complicado distinguir el ruido de la señal.

1.3.8 Conclusión - Caso Derivador sin compensar

Tal como predijo la teoria, el circuito tiene una especial dificultad debido al sobrepico en $f_0 = 0.1538Mhz$, el cual provoca que sean fuertemente amplificadas algunas frecuencias, que es causa de que sea muy notado el efecto de saturación del amplificador operacional. Al mismo tiempo, la escasa impedancia de entrada en dicha frecuencia de sobrepico provoca que la señal de entrada sea afectada al conectarla al circuito, lo cual es un efecto muy poco deseado ya que sobreexige a la señal de entrada. Además, los efectos que aparecen en dicha zona provocan una gran dificultad para la realización de las mediciones, puesto que se vuelve difícil interpretar las señales en el osciloscopio en dicho rango de frecuencias, y esta es la explicación de que las

mediciones de fase no hayan respetado la teoría y la simulación en la zona de sobrepico ya que se considera que las mediciones no fueron confiables en dicha zona.

1.4 Circuito derivador compensado

1.4.1 Elección de la resistencia de compensación

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

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

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

1.4.2 Transferencia del circuito con la resistencia de compensación

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

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

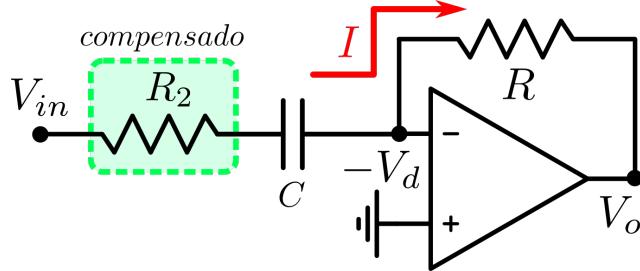


Figure 8: Circuito derivador compensado

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

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

Donde

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

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

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

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

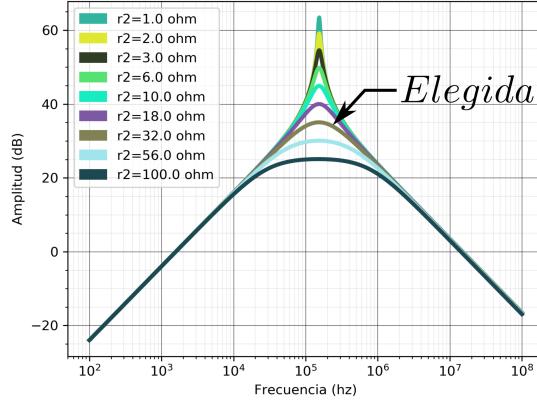


Figure 9: Función transferencia para distintos valores de R_2

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

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

Parámetro	Valor aproximado
$ k $	-80dB
f_0	152.503kHz
ξ	0.89

Figure 10: Parámetros del sistema

1.4.3 Simulación y mediciones - contraste

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

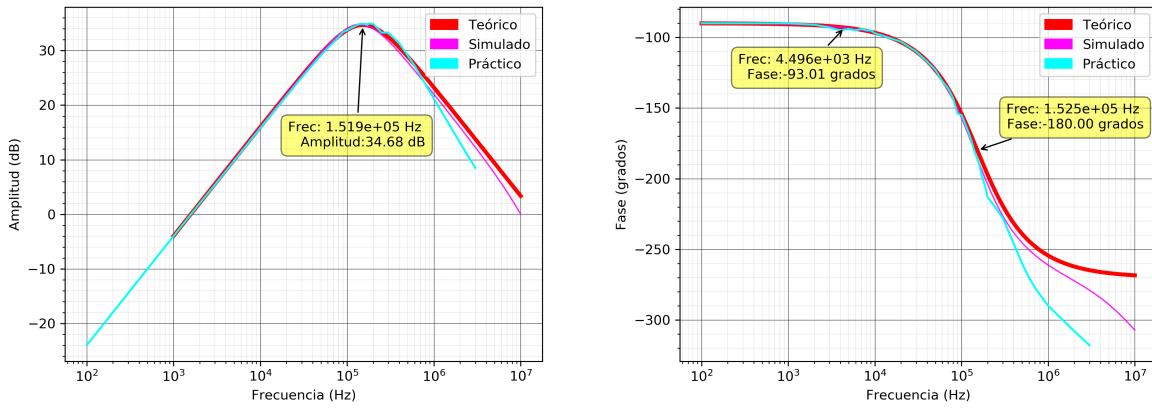


Figure 11: Resultados teóricos, simulados y experimentales

Se observa que con la resistencia compensada la dificultad para medir la respuesta en frecuencia fue menor, en gran medida gracias a que al no existir sobrepico, no fueron tan influyentes los efectos de saturación y slew rate del amplificador operacional.

Por otro lado, se concluyó que el sistema es derivador con error menor a 3 grados hasta una frecuencia de $4.496Khz$.

1.4.4 Impedancia de entrada con la resistencia compensada

Mediante asistencia algebraica se llegó a que la impedancia de entrada compensada teórica. Por otro lado también se midió y simuló dicha característica del circuito.

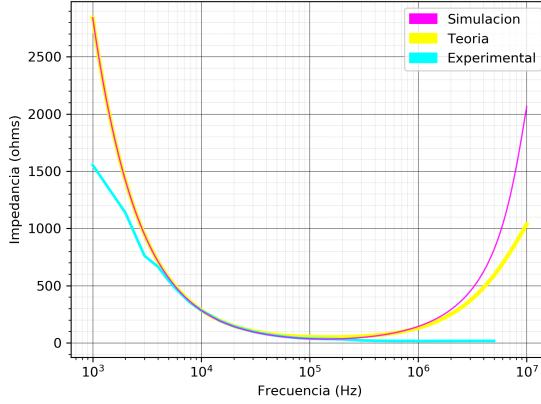


Figure 12: Impedancia de entrada: Resultados teóricos, simulados y experimentales

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

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

1.4.5 Conclusión - circuito derivador compensado

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

1.5 Circuito Integrador

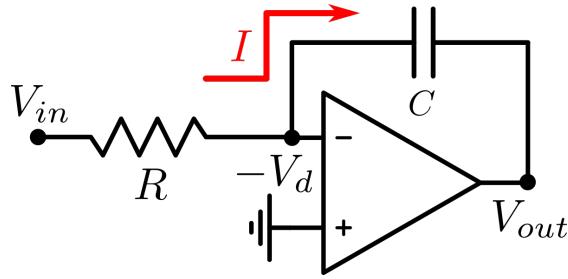


Figure 13: Circuito integrador

1.5.1 Caso ideal

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

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

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

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

Mediante asistencia algebraica se llega a que

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

Donde

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

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

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

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

$$H(s) = -A_0$$

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

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

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

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

Al reemplazar los valores numéricos se llegó a que

Parámetro	Valor
f_{01}	5MHz
f_{02}	15MHz
$ k $	110dB
$\frac{k w_p}{RC}$	-19.41dB

Figure 14: Parámetros del sistema

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

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

Como $\frac{kRC}{w_p} = -19.41dB$ podemos decir que sea cual sea el efecto sobre las altas frecuencias, en principio deberían ser atenuadas.

1.5.4 Gráfico - contraste de los tres modelos

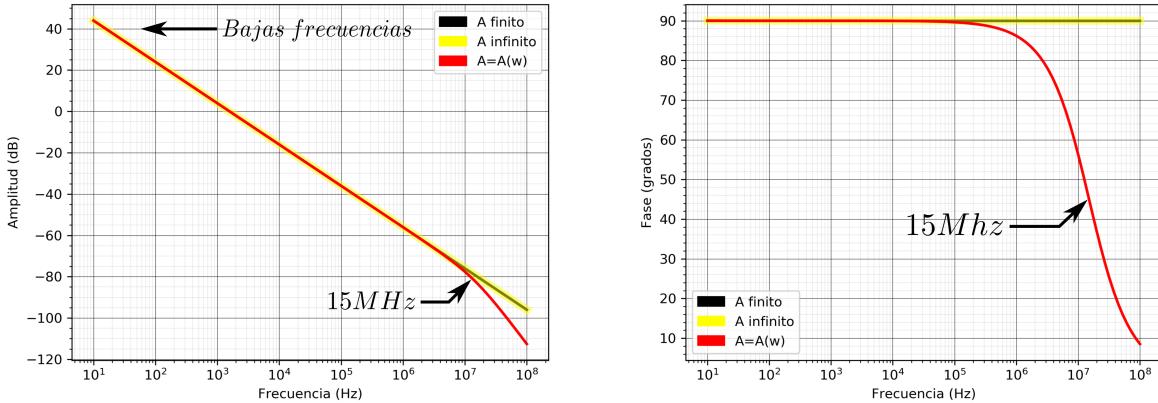


Figure 15: Amplitud y Fase (Izquierda a derecha)

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

1.5.5 Comportamiento derivador - muestras

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

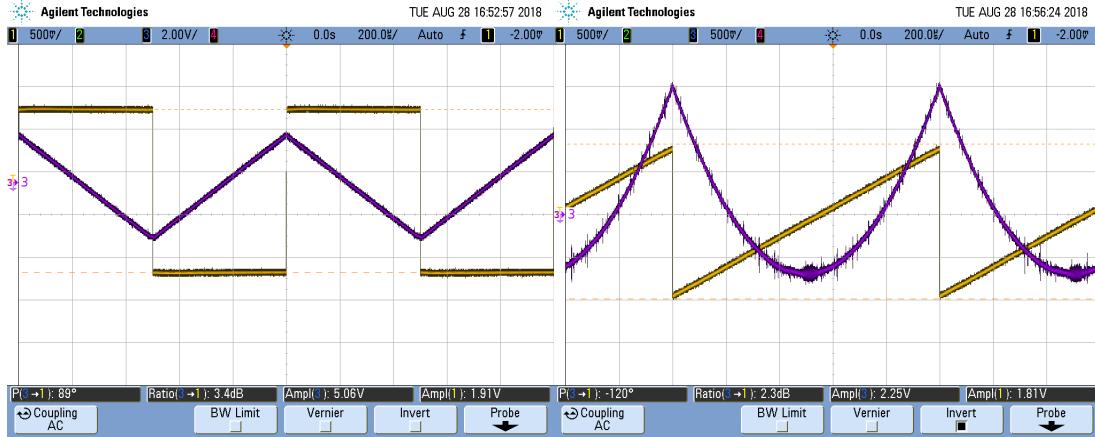


Figure 16: Respuesta al escalón periodico, respuesta a la rampa periodica

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

1.5.6 Simulación y Mediciones $H(s)$ - contraste

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

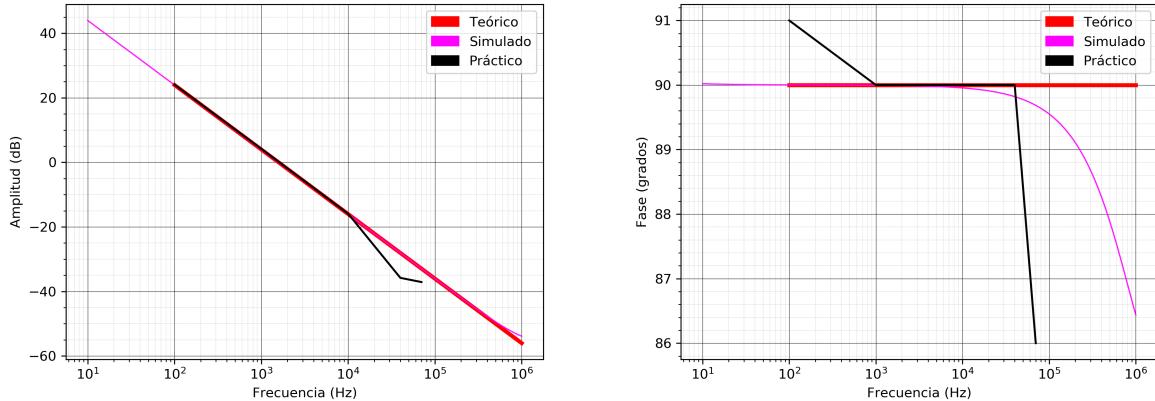


Figure 17: Resultados teóricos, simulados y experimentales

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

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

1.5.7 Simluación, mediciones y grafico teórico impedancia de entrada

Se cálculo y graficó la impedancia de entrada en función de la frecuencia. Los resultados fueron los siguientes

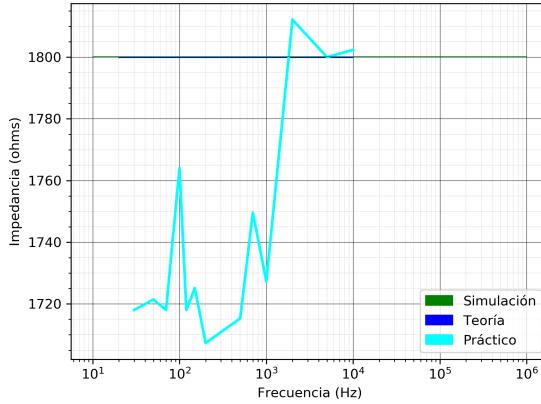


Figure 18: Impedancia de entrada - integrador sin compensar

Todas las pruebas concluyeron en que la imedpacia de entrada no vario en gran medida con respecto a la frecuencia.

1.5.8 Conclusión - Caso integrador sin compensar

La conclusión es que el circuito es un muy buen integrador en el espectro de frecuencias donde la señal de salida no es fuertemente atenuada, pero, el inconveniente de la amplificación de la continua es un problema a resolver, pues, todas las señales de entrada suelen tener una pequeña componente continua, la cual no se espera que sea integrada. La solución a este problema se encontrará mediante la compensación.

1.6 Circuito integrador compensado

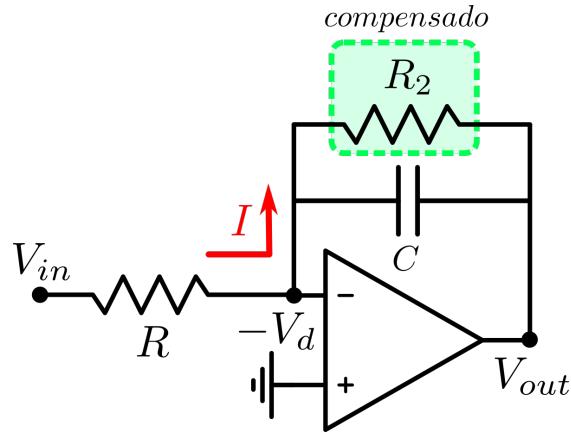


Figure 19: Circuito integrador compensado

1.6.1 Elección de la resistencia de compensación

Como bien se concluyó de la sección anterior, la molestia del circuito no compensado es la gran amplificación de la componente continua en 110dB, la ganancia a lazo abierto del amplificador operacional (razonable, pues

a frecuencias bajas el capacitor se puede analizar como un circuito abierto, lo cual implica que el operacional dicha ganancia). Será necesario disminuir en gran medida dicha ganancia.

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

Justificación conceptual acerca de que dicha resistencia debe ir en paralelo al capacitor

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

1.6.2 Transferencia del circuito con la resistencia de compensación

La transferencia con la resistencia de compensación resulta

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

Donde

$$\begin{aligned} k &= \frac{-A_0 R_2}{A_0 R + R + R_2} \\ a &= \frac{CRR_2}{w_p(a_0 R + R + R_2)} \\ b &= \frac{CRR_2 w_p (A_0 + 1) + R + R_2}{w_p(R(A_0 + 1) + R_2)} \end{aligned}$$

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

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

1.6.3 Elección del valor de la resistencia

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

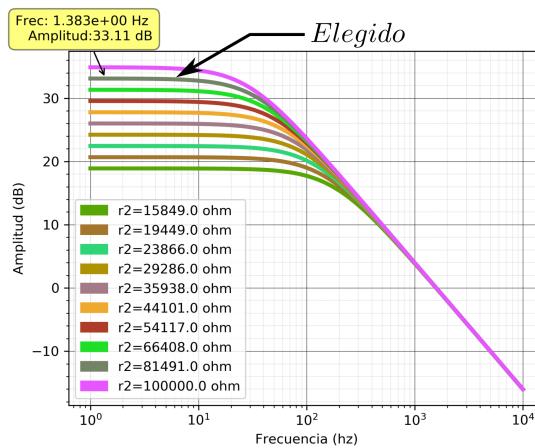


Figure 20: Función transferencia para distintos valores de R_2

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

1.6.4 Simulaciones y mediciones - función transferencia

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

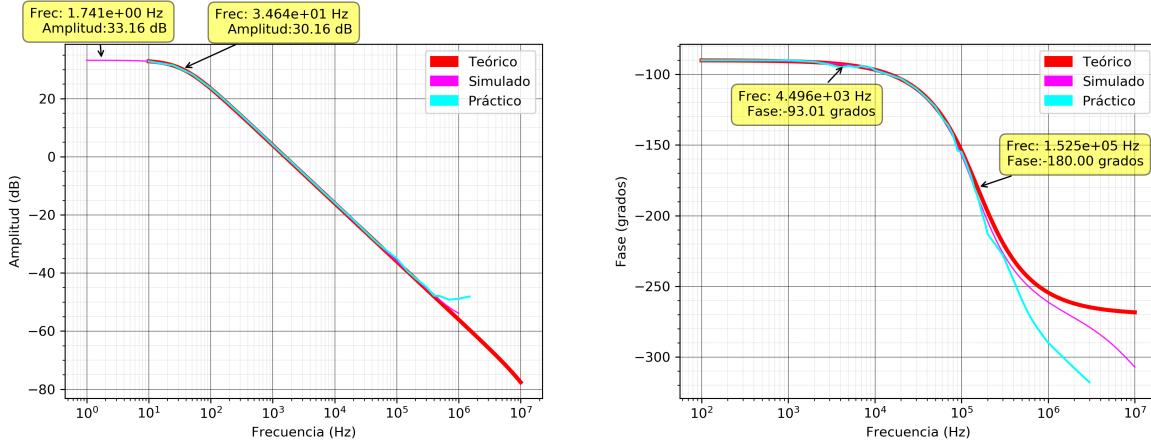


Figure 21: Circuito integrador - Resultados teóricos, simulados y experimentales

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

1.6.5 Simulaciones y mediciones - Impedancia de entrada

Se muestra a continuación los resultados de las mediciones, teoría y simulaciones de la impedancia de entrada. Para ser medida se analizó la caída de tensión sobre la resistencia del circuito utilizando dos canales del osciloscopio, uno en cada punta de la resistencia.

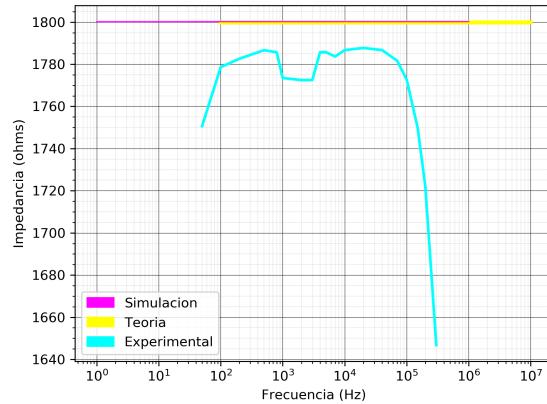


Figure 22: Circuito integrador - Impedancia de entrada

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

1.6.6 Conclusion - Circuito integrador compensado

La compensación es muy importante en el circuito integrador, pero elegir el valor de la resistencia de compensación no es tarea fácil. La “mejor resistencia” fue hallada experimentalmente, y, queda pendiente encontrar una forma analítica de justificar su valor. Por otro lado, otra observación importante fue que en el circuito integrador la impedancia de entrada no fue tan influyente como en el derivador, por lo que no se sufrieron “deformaciones” de la señal de entrada.