

TB068
CIRCUITOS MICROELECTRONICOS

Trabajo de Laboratorio N°1

Amplificadores operacionales: Usos y limitaciones

Autora:
Falcon Luciana

Padrón:
107316

Fecha:
12/11/25

Introducción

El presente trabajo práctico tiene como objetivo analizar el comportamiento de distintos circuitos basados en amplificadores operacionales, comparando su desempeño real con el modelo ideal. A través de mediciones experimentales, se busca identificar las limitaciones propias de los dispositivos y del instrumental utilizado, evaluando fenómenos como saturación, resistencia de salida, Slew Rate y efectos de carga. Asimismo, se estudian configuraciones clásicas como amplificadores de tensión, integradores y rectificadores, con el fin de comprender de manera más profunda los alcances y restricciones de estas implementaciones en la práctica.

Resumen

Se realizaron mediciones experimentales sobre circuitos analógicos implementados con el amplificador operacional LM741, en diferentes configuraciones. El propósito fue contrastar el modelo teórico ideal con el comportamiento real de los dispositivos, observando sus limitaciones y la influencia del instrumental de medición. Entre los resultados obtenidos se destacan la frecuencia de corte del amplificador ($\approx 112,9$ kHz), la manifestación del fenómeno de Slew Rate, la optimización del integrador mediante el agregado de una resistencia de descarga y la implementación de un rectificador con un ripple reducido al $\approx 1\%$. Estos ensayos permitieron evidenciar la brecha entre los modelos analíticos y la respuesta experimental.

Desarrollo

Las mediciones en el laboratorio se realizaron sobre una placa circuital diseñada sobre la base del amplificador operacional LM741, con la utilización de una fuente de tensión dual en serie *BAW M10-380D-303E*, un osciloscopio digital *Tektronix TDS 1002B* y un generador de señales *GoldStar FG-8002*, además de componentes pasivos para las distintas configuraciones.

1. Amplificador de tensión

El circuito implementado corresponde al mostrado en la figura 1, en el cual se empleó una configuración con dos fuentes simétricas de 12 V, un amplificador operacional LM741 y una resistencia de carga de $R_L = 1 \text{ k}\Omega$.

1.1. Determinación de la tensión pico de salida

Dado el PCB provisto en el laboratorio, se realizaron mediciones bajo distintos escenarios que se apartan del modelo ideal del circuito amplificador. Para ello, se variaron las resistencias y la frecuencia de la señal, con el fin de analizar la respuesta del amplificador frente a dichos estímulos. En la fig. 1 se ve como se conectaron los instrumentos para su medición.

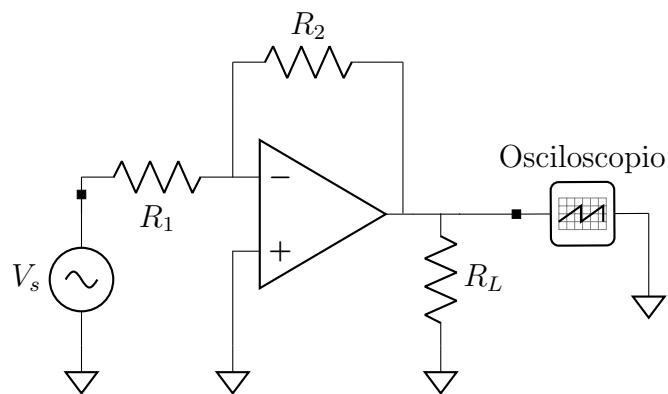


Figura 1: Amplificador de tensión

1.1.1. Caso a) $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ y $R_2 = 10\text{ k}\Omega$

Para el primer caso se obtuvo la respuesta de un amplificador operacional típico, como se muestra en la figura 2. La salida cumple con lo esperado según la relación:

$$A_{vo} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} = -10 \quad (1)$$

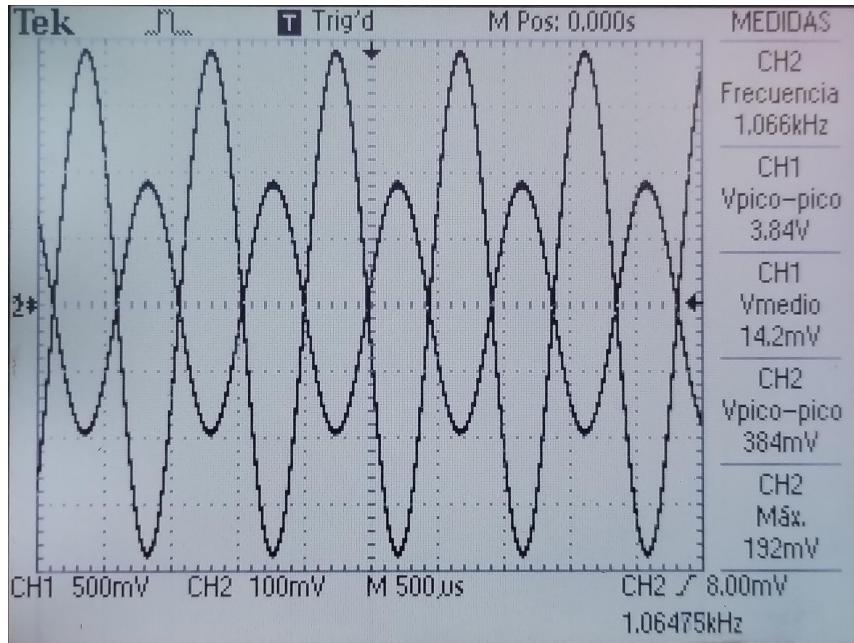


Figura 2: Respuesta experimental obtenida para el caso (a).

La señal de entrada (CH2) presenta un valor de $V_{pp} \approx 0,384$ V, mientras que la salida (CH1) alcanza un $V_{pp} \approx 3,84$ V. Esto corresponde a una amplitud de 0,192 V en la entrada y 1,92 V en la salida, verificándose una ganancia de aproximadamente -10 , lo cual corrobora la predicción teórica del modelo inversor. De este modo, se confirma que el circuito se comporta de acuerdo al modelo ideal para esta configuración.

Efecto de la resistencia de carga $R_L = 10 \Omega$

En la realidad, el LM741 presenta una resistencia de salida no nula ($R_{out} \neq 0$). Para verificar este efecto se reemplazó la carga original por otra de $R_L = 10 \Omega$. En este escenario, al ser R_L comparable con R_{out} , la tensión de salida se aparta fuertemente del valor predicho por el modelo ideal, como se aprecia en la Figura 3, donde la señal de salida presenta una amplitud mucho menor que la de entrada.

Este comportamiento se debe a dos factores: (i) la formación de un divisor resistivo entre R_{out} y R_L , y (ii) la corriente máxima que el amplificador operacional puede entregar, que en el caso del LM741 es del orden de $I_{max} \approx 25$ mA. En consecuencia:

$$V_{out} = I_{max} \cdot (R_{out} \parallel R_L) = 25 \text{ mA} \cdot \frac{10 \Omega \cdot 75 \Omega}{10 \Omega + 75 \Omega} \approx 220 \text{ mV}$$

La medida experimental muestra un valor de $V_{pp} \approx 396$ mV en la salida, lo cual,

confirma que el circuito se desvía significativamente del modelo ideal cuando la carga es muy baja.

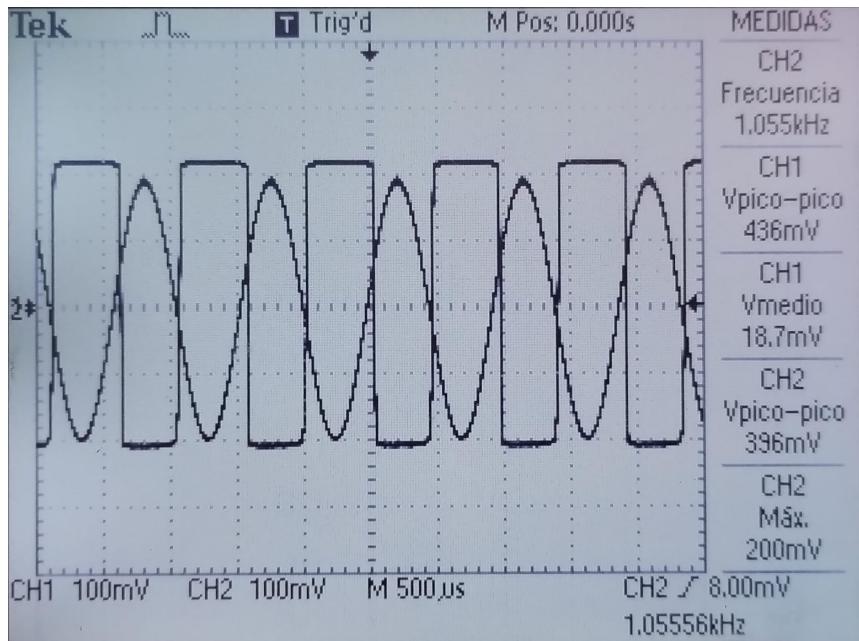


Figura 3: Respuesta experimental obtenida para el caso (a) con $R_L = 10 \Omega$.

1.1.2. Caso b) $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$ y $R_2 = 10 \text{ M}\Omega$

Debido a que la resistencia de entrada del amplificador operacional (R_{in}) no es mucho mayor que las resistencias del circuito, no puede modelarse como un circuito abierto. Por lo tanto, no es válida la aproximación que asume que la corriente por R_1 es igual a la corriente por R_2 . En la configuración del caso b) la corriente que sale de R_1 se divide entre R_2 y R_{in} , lo que provoca una disminución notable de la tensión de salida respecto al valor predicho por el modelo ideal.

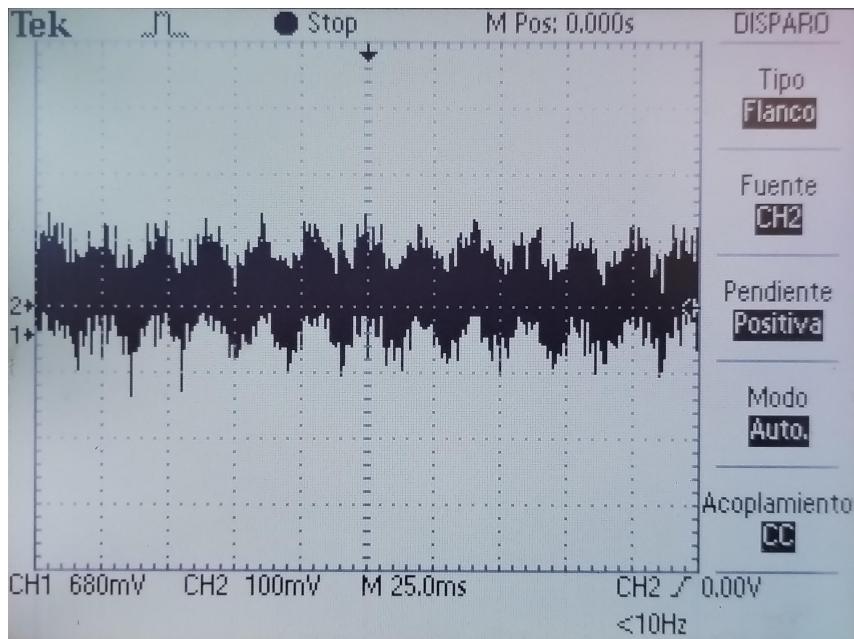


Figura 4: Ruido observado en el caso (b).

Al aumentar la resolución del eje temporal se aprecia un ruido cuasiperiódico con un periodo aproximado de una subdivisión. Cada división equivale a 25 ms, por lo que el periodo es ≈ 20 ms y la frecuencia correspondiente es

$$f = \frac{1}{20 \text{ ms}} = 50 \text{ Hz.} \quad (2)$$

Esta frecuencia coincide con la de la alimentación de la red eléctrica, por lo que el ruido observado se atribuye a acoplamientos o filtraciones de la red en el circuito. Para ciertas implementaciones, esa interferencia puede introducir un error significativo en la salida.

1.1.3. Caso c) $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ y $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$

En el circuito del caso c) debe considerarse la tensión de alimentación del amplificador operacional, ya que esta impone un límite máximo a la tensión de salida. Al alimentar el AO con dos fuentes simétricas de ± 12 V, la tensión de salida no puede superar esos valores, aun cuando el cálculo ideal prediga un valor mayor.

En la Fig. 5 se observa que la señal alcanza aproximadamente 10 V, lo que confirma el efecto de saturación. Esta limitación se debe al amplificador, en consecuencia, la salida se recorta algunos voltios antes de alcanzar el valor de la fuente.

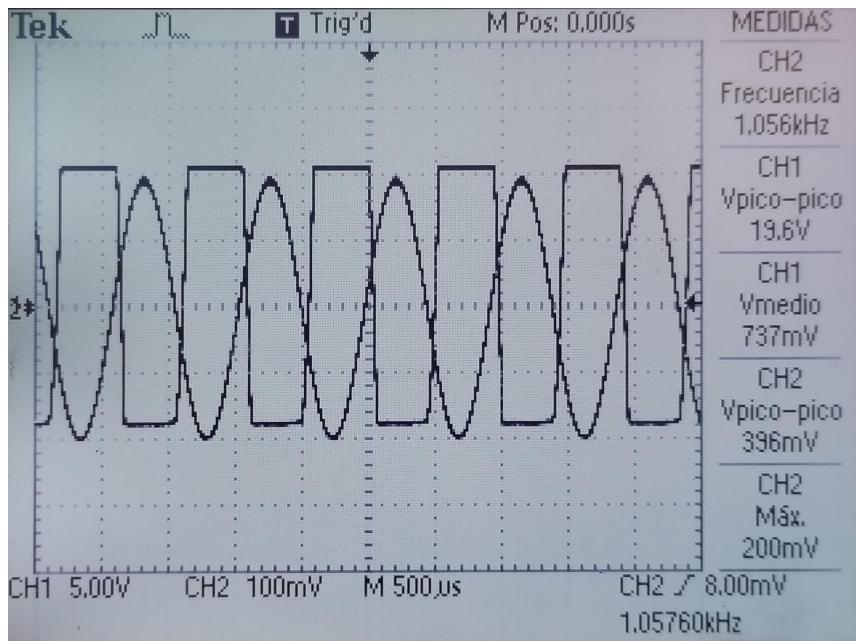


Figura 5: Saturación observada en el caso (c).

1.2. Ejercicio 2

Utilizando el circuito del amplificador de tensión (fig. 1) en vacío con una señal de entrada senoidal de amplitud pico $\hat{V}_{in} = 75 \text{ mV}$; se fue modificando la frecuencia de la señal desde 10 Hz a 2 MHz (valor máximo que entrega el generador) y se midió la tensión de salida pico (Se utilizó la punta de prueba compensada x10 del osciloscopio.). Luego fue convertida a decibeles utilizando la ecuación (3), y así generar el gráfico Bode.

$$dB = 20 \cdot \log \left(\frac{\hat{V}_{out}}{\hat{V}_{in}} \right) \quad (3)$$

Además, se simuló el circuito en *Ltspice* para poder comparar con las mediciones. La misma se realizó utilizando la herramienta de barrido de frecuencia, la cual se configuró de la siguiente manera: .AC DEC 10 0.1 10MEG.

En la tabla 1 se pueden observar las mediciones realizadas.

Frecuencia [Hz]	Amp. Pico [V]	Amp [dB]
1.00E+01	6.95E-01	1.93E+01
2.00E+01	7.00E-01	1.94E+01
3.00E+01	6.95E-01	1.93E+01
1.00E+02	6.95E-01	1.93E+01
2.00E+02	7.00E-01	1.94E+01
3.00E+02	6.95E-01	1.93E+01
1.00E+03	7.00E-01	1.94E+01
2.00E+03	7.10E-01	1.95E+01
3.00E+03	7.10E-01	1.95E+01
1.00E+04	7.00E-01	1.94E+01
2.00E+04	6.90E-01	1.93E+01
3.00E+04	6.75E-01	1.91E+01
1.00E+05	5.30E-01	1.70E+01
2.00E+05	3.48E-01	1.33E+01
2.50E+05	2.92E-01	1.18E+01
3.00E+05	2.42E-01	1.02E+01
1.00E+06	7.05E-02	-5.37E-01
2.00E+06	3.76E-02	-6.00E+00

Tabla 1: Mediciones de barrido de frecuencia

A partir de las mediciones y la simulación se realizó en *Python* el gráfico de la fig. 6. Además, se calcularon en el mismo programa las frecuencias de corte para ambos casos; donde la amplitud cae 3 dB de su valor máximo. Para el caso de las mediciones, se hizo un ajuste con una curva polinómica utilizando la librería *Numpy* para poder estimar mejor el valor de la frecuencia de corte. En la simulación la frecuencia de corte dio 100 kHz y en la medición 112,9 kHz, una diferencia del 12,9 %.

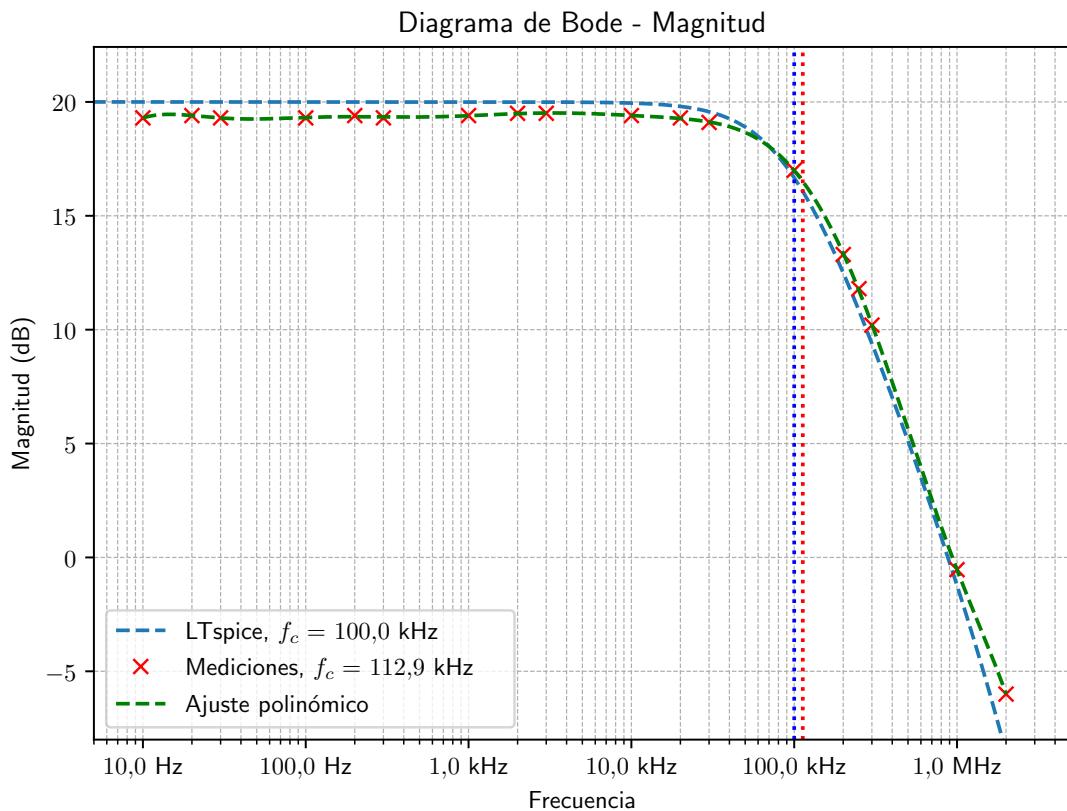


Figura 6: BODE - Módulo

Luego, se aumentó la amplitud pico de la señal de entrada a 500 mV y se realizó un barrido de frecuencia hasta observar un cambio en la forma de la señal. La distorsión se hizo evidente a partir de aproximadamente 30 kHz, donde la forma de onda dejó de ser sinusoidal y adoptó una forma triangular, como se muestra en la figura 7. Este fenómeno se denomina limitación por *Slew Rate* (tasa de respuesta), que ocurre cuando el amplificador alcanza su capacidad máxima de cambio de tensión. Para el amplificador operacional LM741, el valor de Slew Rate reportado por el fabricante es $0.5 \text{ V}/\mu\text{s}$ ¹. Teóricamente, con una salida de 5 V pico ($A_v = 10$), se espera que la distorsión comience alrededor de 16 kHz (ecuación 4); la diferencia podría deberse a tolerancias en los componentes o a que la distorsión sea más visible a frecuencias más altas. La limitación por Slew Rate se debe a la presencia de un capacitor de compensación interno necesario para la estabilidad, el cual no puede cargarse o descargarse con la corriente disponible a altas frecuencias.

¹<https://www.ti.com/lit/gpn/lm741>

$$f_{max} = \frac{\text{Slew Rate}}{2\pi \cdot \hat{V}_o} \quad (4)$$

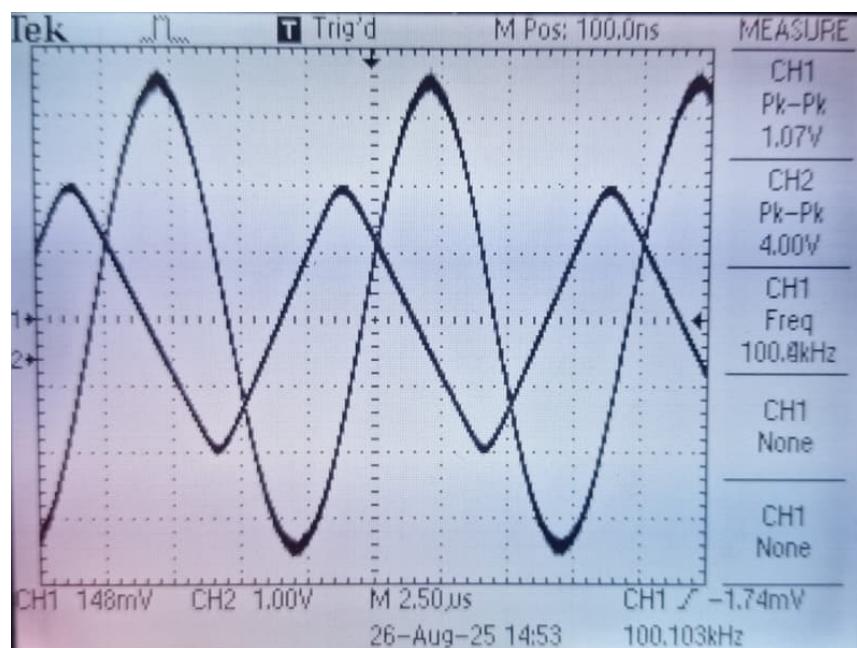


Figura 7: Observación del Slew Rate

2. Circuito Integrador

Para comprobar el funcionamiento del circuito integrador, se arma el circuito que se muestra en la fig. 8, usando una resistencia $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, un capacitor $C_1 = 100 \text{ nF}$ y con una frecuencia $f = \frac{1}{10\tau} = 1 \text{ kHz}$.

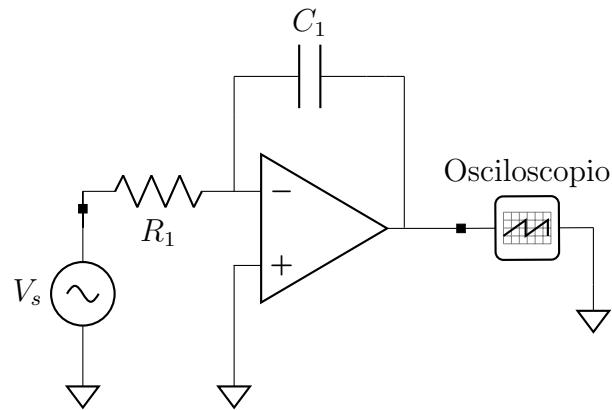


Figura 8: Circuito Integrador

En este circuito, la resistencia impone una corriente lineal a la tensión v_{in} , que al ingresar en el capacitor resulta en una tensión proporcional a la integral de esta corriente, y en consecuencia, a la de la tensión de entrada, como se muestra en la ec. 5 :

$$v_{out} = -\frac{1}{\tau} \int v_{in} \cdot dt \quad (5)$$

El circuito integra las constantes de la tensión v_{in} , las invierte y devuelve una onda triangular. Por los efectos no deseados de la corriente de bias, que se produce por el amplificador, y de la tensión de offset, introducida por el generador de señales, la señal medida se ve desplazada en tensión. Esto se debe a que estos efectos indeseados, aun por mas pequeños que sean, se integran y se suman a la salida. Esto se puede apreciar en la fig. 9.

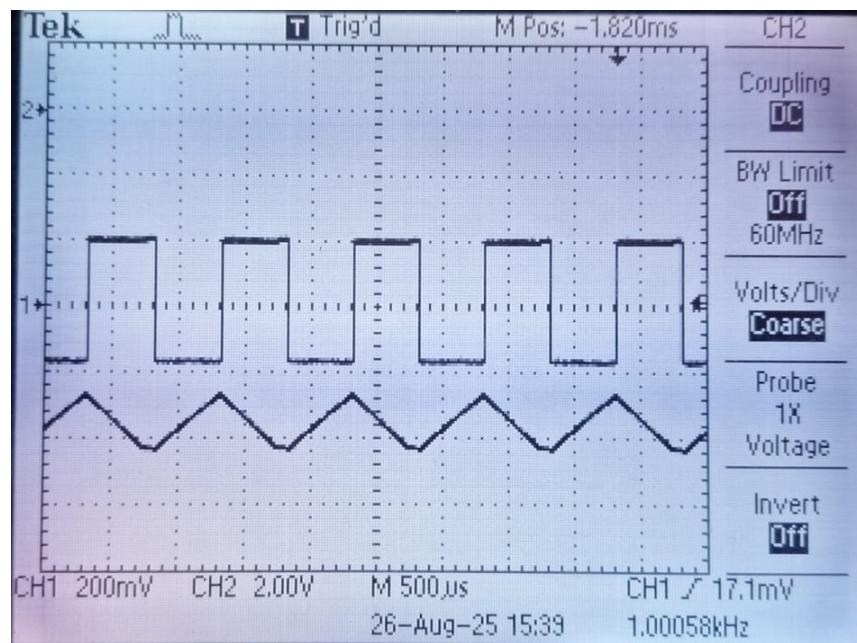
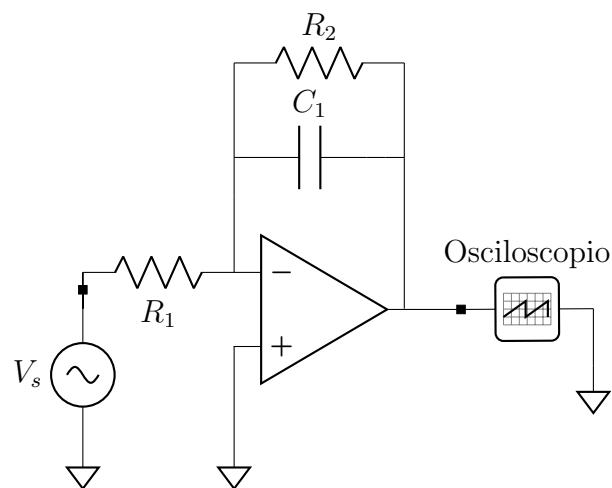


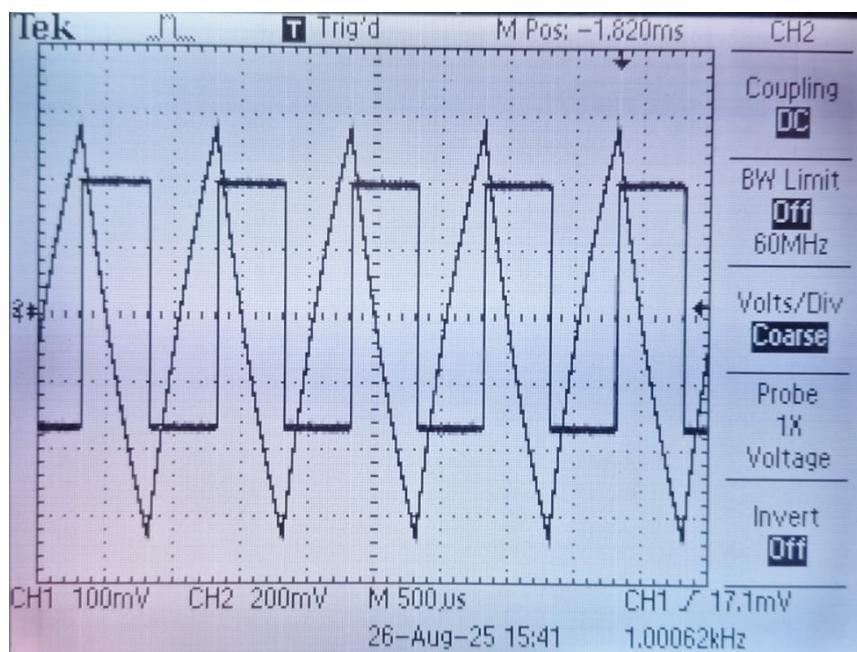
Figura 9: Integrador de onda cuadrada sin R_2 , punta x1

La forma de onda de la v_{out} coincide con lo esperado, pero no es recomendable verificar el correcto funcionamiento de este circuito integrador con este modelo, debido a que este error introducido por el offset desplazó la señal hasta un nivel máximo de funcionamiento, dado por la fuente de alimentación.

Para solucionar el error del circuito integrador ideal, se agrega una R_2 en paralelo con C , esto se ilustra en la fig. 10. Esto genera la descarga del capacitor y evita el efecto del offset, mejorando la predicción de su uso en la práctica.

Figura 10: Circuito Integrador con R_2 en paralelo

La fig. 11 es la medición del circuito del integrador con la R_2 en paralelo. Efectivamente se logra neutralizar los efectos del offset a la salida, pero a esto se le suma un efecto de carga y descarga en v_{out} . A pesar de todo, este circuito se acerca mucho mas a lo predicho por el modelo analítico.

Figura 11: Integrador de onda cuadrada con R_2 de descarga, punta x1

Se procede a verificar lo medido en el circuito:

$$v_{out} = - \left(\frac{1}{10000s} \right)^{-1} \int_0^{500\mu s} 0,2V \cdot dt = -1V \quad (6)$$

A pesar de la variación de aproximadamente un 20 %, debido a la desviación en los componentes, se puede apreciar como es mucho mas precisa la predicción que en el caso anterior.

Para tomar una mejor medición con el osciloscopio es recomendable usar una punta x10, esto se debe a que al cambiar a x10 se introduce una menor carga sobre el nodo que se esté midiendo, lo que genera una medición más exacta (parecida a la ideal). Dependiendo del circuito en el que se trabaje esto puede afectar en mayor o menor medida, en este circuito en específico no hubo una diferencia notable, como se ve en al fig.12

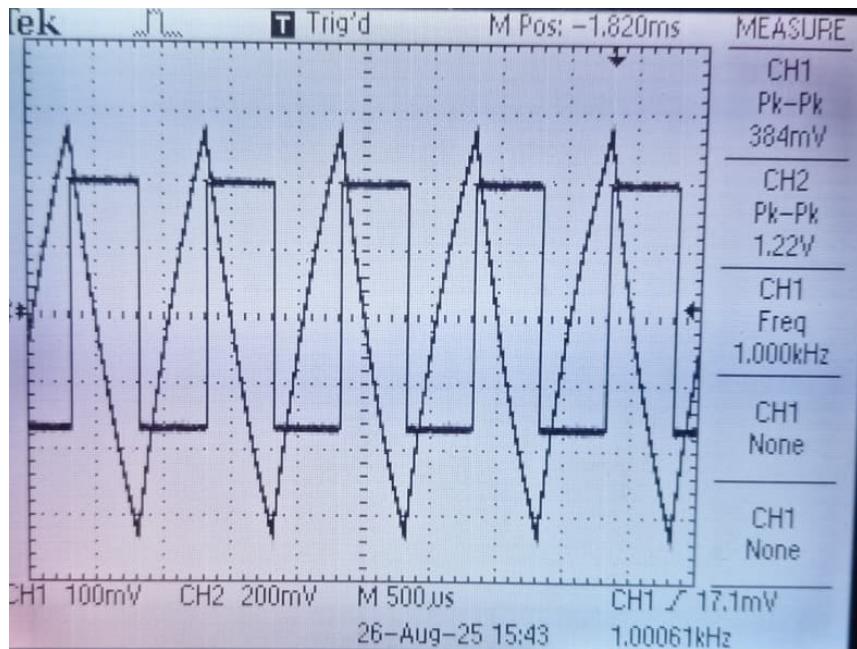


Figura 12: Integrador de onda cuadrada con R de descarga, punta X10

3. Circuitos Rectificadores

3.1. Ejercicio 1

Se implementa el circuito de la fig. 13 con un diodo 1N4001 y un resistor $R_L = 10 \text{ k}\Omega$. Se aplica una señal senoidal de entrada v_i de amplitud 5 V pico y frecuencia 50 Hz.

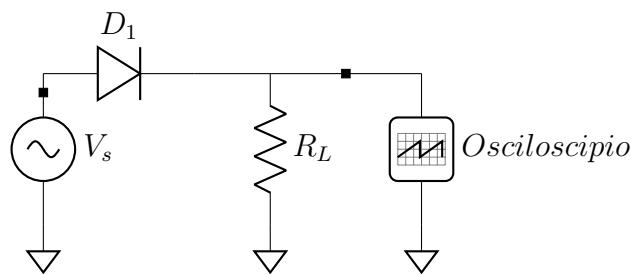


Figura 13: Circuito rectificador

En la señal de salida se observa el efecto del circuito rectificador de media onda, el cual anula el semiciclo negativo de la señal de entrada. Al usar una tensión suficientemente alta, pueden lograrse los efectos del diodo en directa (dejando pasar la señal) y en inversa (anula la corriente) para cada semiciclo, obteniendo la señal rectificada con un valor medio de $\bar{V}_o = 1,33 \text{ V}$ como puede verse en 14.

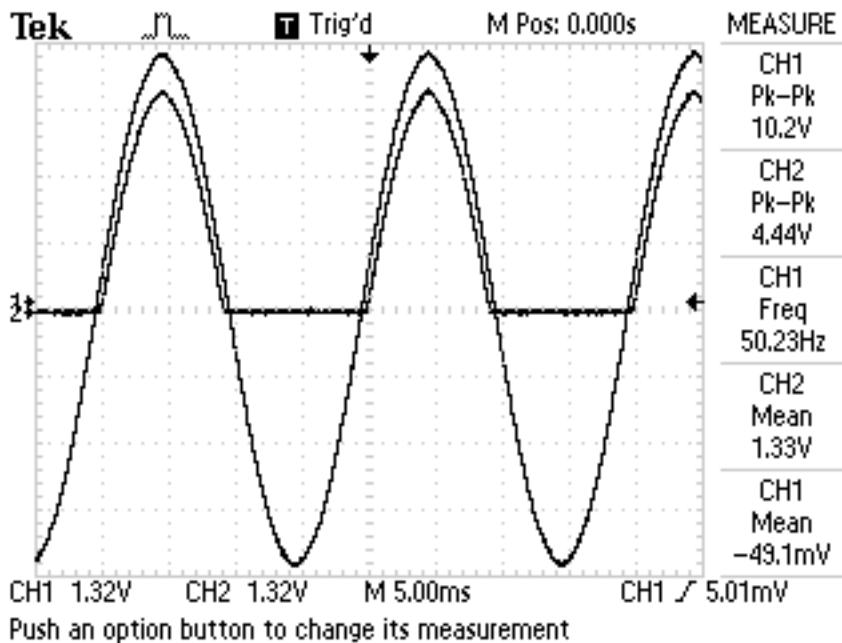
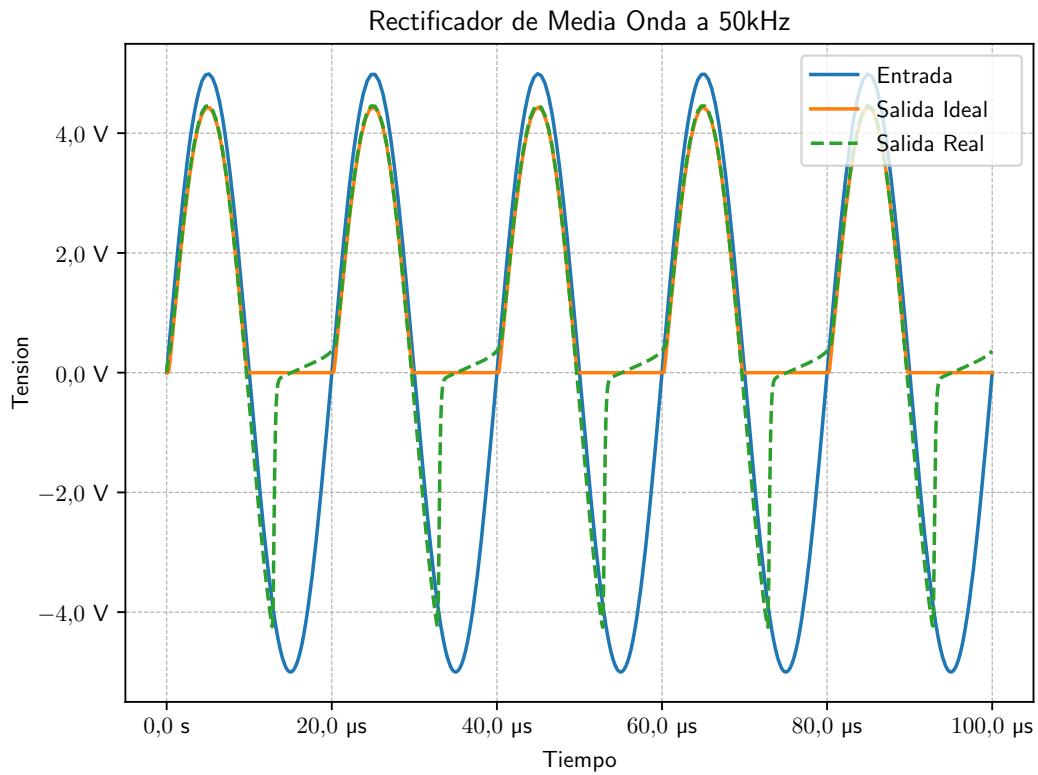


Figura 14: Medición de circuito rectificador

Por otro lado, se conoce que el valor medio de una senoidal con semiciclo rectificado es $\bar{V}_x = \frac{\hat{V}_x}{\pi}$, en este caso el valor pico de la tensión es $\hat{V}_x = v_i - V_d = 5 \text{ V} - 0,93 \text{ V}$, tomando este valor de tensión en directa de la hoja de datos², y resultando en un valor medio $\bar{V}_o = 1,3 \text{ V}$, lo cual reconocemos como una buena aproximación de los valores medidos.

Al aumentar la frecuencia de 50 Hz a 50 kHz se comienzan a ver los efectos del tiempo de recuperación inversa del diodo, que al exigir una tasa de cambio mayor, este se retrasa en su respuesta durante el cambio de tensión. Al simular ambas frecuencias, se vio que la señal con frecuencia alta continúa la forma de la señal senoidal antes de corregirse, como se muestra en la fig 15, donde se compara el funcionamiento ideal del circuito con su salida real en frecuencia alta. El valor pico se mantiene similar, pasando de $V_p = 4,47 \text{ V}$ en 50 Hz a $V_p = 4,51 \text{ V}$ con una frecuencia de 50 kHz, pero se produce un cambio importante en el valor medio debido a la aparición de una sección de ciclo negativo, pasando de un valor medio de $V_{med} = 1,35 \text{ mV}$ a $V_{med} = 937 \text{ mV}$.

²<https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/1n4001-d.pdf>

Figura 15: Rectificador media onda para $f = 50$ kHz

Porcentaje de ripple

Luego se conectó un capacitor $C = 47 \mu\text{F}$ en paralelo con R_L , como se muestra en la figura 16, y se lo exitó con una señal de entrada senoidal de 50 Hz y amplitud pico de 5 V.

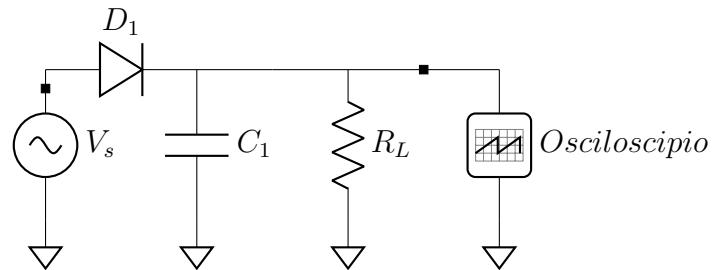


Figura 16: Circuito Rectificador

Se calculó el porcentaje de ripple con la ecuación (7), teniendo en cuenta en que este

tiene la forma de una señal triangular, de la cual sabemos que se puede calcular su valor eficaz como $V_{ripple\ (ef)} = \frac{\hat{V}_{ripple}}{\sqrt{3}}$.

$$z \% = 100 \cdot \frac{V_{ripple\ (ef)}}{V_o\ (medio)} \quad (7)$$

En la Tabla 2 se vuelca lo obtenido durante la medición, como puede verse en las figuras 17, 18 y 19. Además, se incluyen los resultados del cálculo de porcentaje de ripple para cada resistencia.

R_L	V_{medio}	V_{pp}	$z \%$
1 kΩ	2,95 V	1,06 V	10,37 %
4,7 kΩ	3,72 V	370 mV	2,87 %
10 kΩ	3,88 V	2,11 mV	1,57 %

Tabla 2: Resultados de las mediciones de ripple

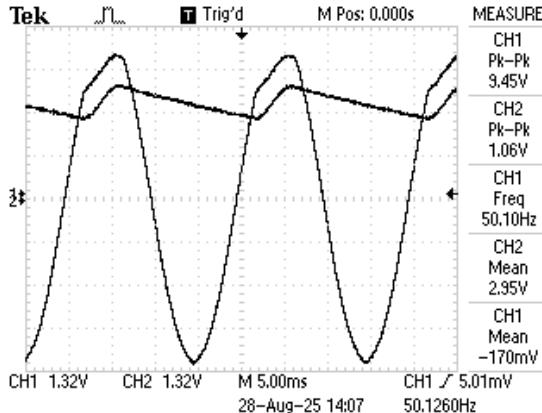


Figura 17: Carga 1 kΩ

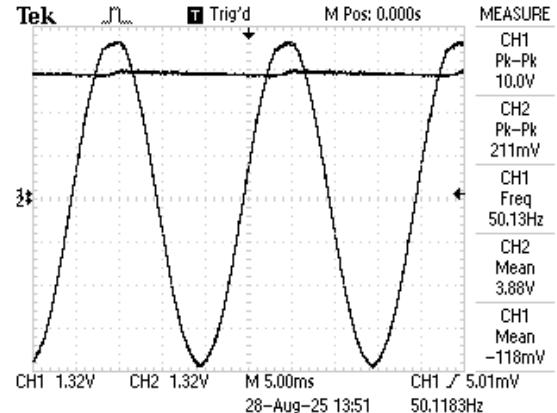


Figura 18: Carga 10 kΩ

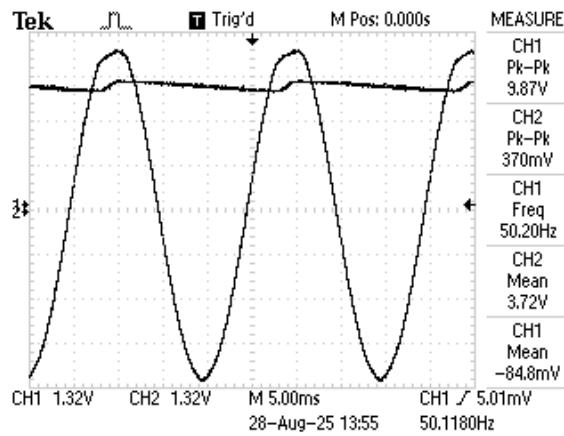


Figura 19: Carga de 4,7 kΩ

Al usar un puente rectificador de onda completa, la señal de salida del rectificador carga el capacitor con una frecuencia dos veces más rápida que la del rectificador de media onda. Como consecuencia, las variaciones encontradas en el ripple serían menores, ya que el capacitor tiene menos tiempo de descarga, resultando en una señal más estable.

3.2. Ejercicio 2

En la figura 20 se puede observar el gráfico que corresponde a la ecuación (8), denominada “Característica de Regulación” utilizando los valores de la tabla 2. Esta gráfica en los rectificadores sirve para poder observar como cambia la tensión de salida al cambiar la carga, donde idealmente no debería cambiar si es estable.

$$V_{O(\text{medio})} = f(1/R_L) \quad (8)$$

Como se puede observar en la figura 20 al cambiar la resistencia de carga cambia la tensión de salida, pero este valor es bastante estable, ya que la carga se aumentó en un 1000 % y la tensión de salida media solo cayó 24 %.

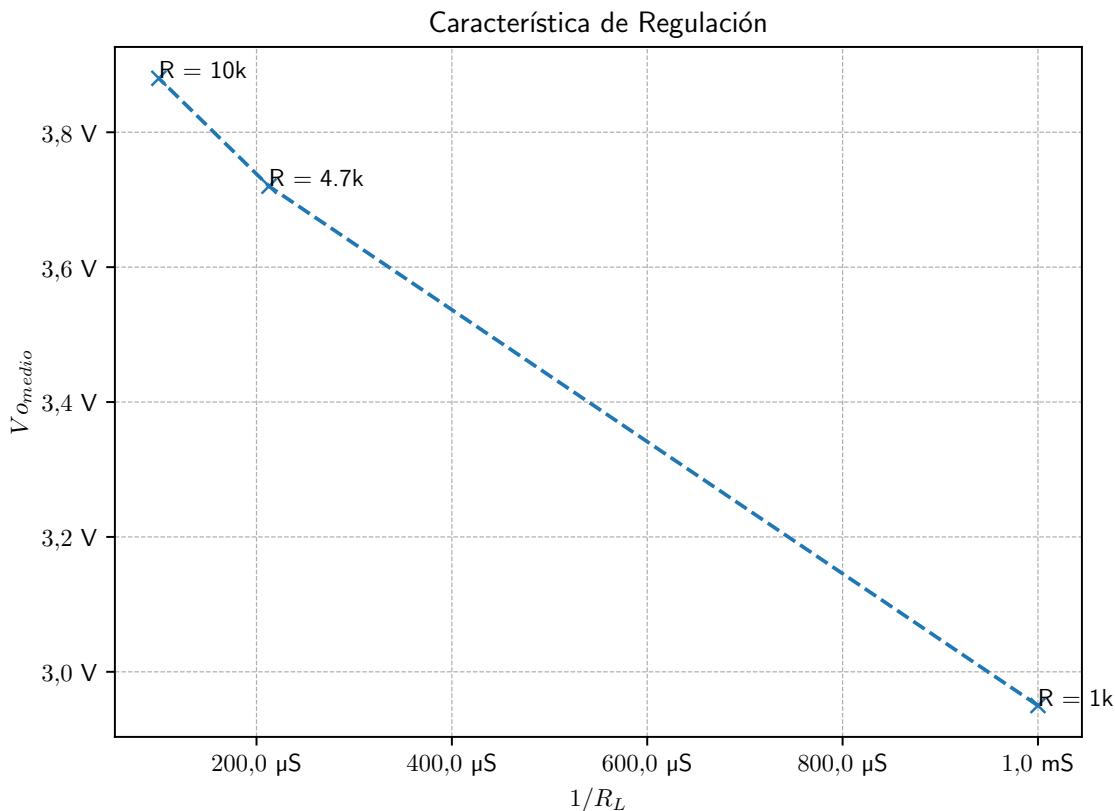


Figura 20: Característica de Regulación

4. Conclusiones

El desarrollo del trabajo permitió comprobar que los modelos ideales, si bien útiles para el análisis preliminar, no contemplan limitaciones físicas que se vuelven relevantes en la práctica. En particular, los experimentos mostraron cómo parámetros intrínsecos del LM741 (como resistencia de salida, corriente máxima, Slew Rate y tensiones de alimentación) afectan significativamente la respuesta del circuito. Asimismo, se verificó la importancia de considerar fenómenos externos, como el ruido acoplado de la red eléctrica y la influencia del instrumental de medición. En conclusión, la práctica puso de manifiesto la necesidad de complementar el análisis teórico con la experimentación, a fin de comprender de manera integral el funcionamiento y las restricciones de los amplificadores operacionales y sus aplicaciones básicas.

5. Bibliografía

- [1] Razavi. *Fundamentals of Microelectronics*. John Wiley & Sons, 1ra edition, 2008.
- [2] Sedra Smith. *Circuitos Microelectrónicos*. Oxford, 4ta edition, 1998.
- [3] Zola. Clases complementarias. Facultad de ingeniería, Universidad de Buenos Aires, 2025.