

# Laboratorio 2 - Circuitos Electrónicos I - Ing. Electrónica

Ignacio Nahuel Chantiri 69869/1

Universidad Nacional De La Plata, Argentina, Junio 2024.

**Resumen**—El análisis de laboratorio presentado describe el estudio del efecto de la realimentación de un amplificador de múltiples etapas, y el análisis del comportamiento de cascada de dichas etapas de transistores BJT.

## I. INTRODUCCIÓN

El informe tiene el siguiente formato:

Primeramente, incluye un *Marco Teórico* que abarca las explicaciones y describe el comportamiento esperado. A continuación, se presenta el *Desarrollo experimental*, con la descripción del set-up y conexiones de la placa, junto con los resultados y mediciones correspondientes, y una pequeña conclusión y comparación con las cuentas analíticas para cada uno de los pasos realizados.

## II. MARCO TEÓRICO

### II-A. Etapa amplificadora con transistor BJT con emisor común.

El circuito esta compuesto por tres etapas de emisor común. A continuación se analizará la ganancia de una, y su capacidad de acoplarse según su impedancia de entrada y de salida.

En la *Figura 1* se presentó el diagrama circuital de una etapa, mientras que en la *Figura 2* se muestra su equivalente en pequeña señal:

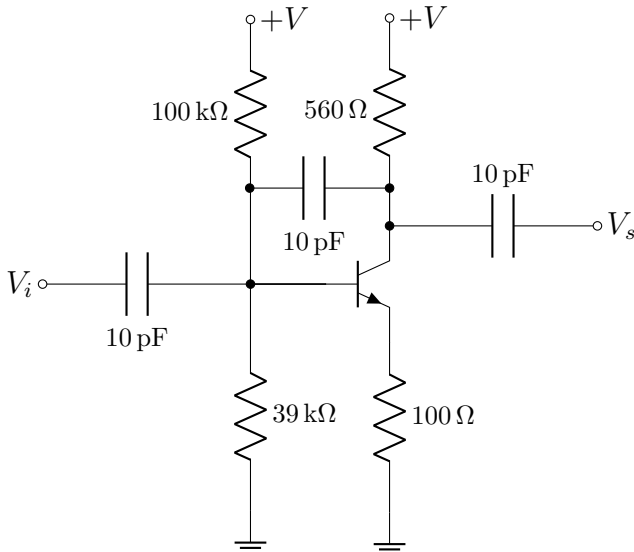


Fig. 1. Transistor NPN en configuración de Emisor Común.

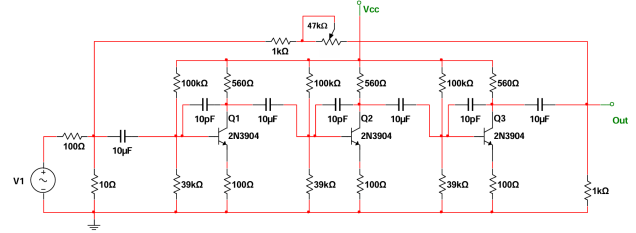


Fig. 2. Transistor NPN en configuración de emisor común, según su modelo de pequeña señal.

*II-A.1. Ganancia de Tensión  $Av$  de una etapa individual (etapas 1 y 2):* Del modelo de pequeña señal, y aproximando la corriente del Emisor como  $gmV_{\pi}$ , se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} V_o = -gmV_{\pi}R_c \\ V_{\pi} = V_i - V_{R_e} \implies V_i = V_{\pi}(gmR_e + 1) \end{cases} \quad (1)$$

Por lo que la ganancia  $Av = \frac{V_o}{V_i}$ , considerando el producto  $gmR_e \gg 1$ , será:

$$Av_{1,2} = \frac{-gmR_c}{gmR_e + 1} \approx -\frac{R_c}{R_e} \quad (2)$$

Para el caso particular de estudio con valores  $R_c = 560\Omega$  y  $R_e = 100\Omega$ , la ganancia de tensión de la etapa individual 1 y 2 es:

$$Av_{1,2} \approx -\frac{560\Omega}{100\Omega} \approx -5,6 \quad (3)$$

### II-A.2. Impedancia de entrada $Z_{in}$ :

$$Z_{in} = R_1 // R_2 = \frac{100k\Omega 39k\Omega}{100k\Omega + 39k\Omega} \approx 28k\Omega \quad (4)$$

### II-A.3. Impedancia de salida $Z_{out}$ :

$$Z_{out} = R_c = 560\Omega \quad (5)$$

*II-A.4. Ganancia de Tensión  $Av$  de la última etapa:* La salida de la última etapa se ve cargada por un resistor de  $1k\Omega$ . La ganancia se obtiene de igual manera que las etapas anteriores, pero la carga será el resistor del colector  $R_c$  ahora en paralelo con el resistor de  $1k\Omega$ :

$$Av_3 \approx -\frac{R_c // 1k\Omega}{R_e} \approx -3,58 \quad (6)$$

## II-B. Amplificador Multietapa a Lazo Abierto.

El circuito a utilizar consta de tres etapas en cascada de transistores BJT NPN idénticas a las analizadas en la sección previa, con una resistencia de  $1k\Omega$  conectada como carga a la salida.

**II-B.1. Ganancia de Tensión  $Av_{LA}$  Multietapa a Lazo Abierto:** En la sección previa se verificó que cada etapa individual presenta una alta impedancia de entrada y una baja impedancia de salida, de modo que puede considerarse que las tres etapas en cascada se acoplan tal que la ganancia total es el producto de las ganancias de cada etapa:

$$Av_{LA} \approx Av_1 Av_2 Av_3 \approx (-5,6)(-5,6)(-3,58) \quad (7)$$

$$Av_{LA} \approx -112,26 \quad (8)$$

**II-B.2. Impedancia de entrada del Amplificador Multietapa a Lazo Abierto  $Z_{in}$ :** La impedancia de entrada será la misma que la de la primer etapa individual. De 4:

$$Z_{in} \approx 28k\Omega \quad (9)$$

**II-B.3. Impedancia de salida del Amplificador Multietapa a Lazo Abierto  $Z_{out}$ :** La impedancia de salida será la misma que la de la última etapa individual. De 5:

$$Z_{out} = 560\Omega \quad (10)$$

**II-B.4. Ganancia de Transimpedancia  $Az_{LA}$  Multietapa a Lazo Abierto:** Para el análisis posterior sobre realimentación, resulta de interés convertir la ganancia  $Av_{LA}$  en una ganancia de Transimpedancia  $Az_{LA} = \frac{V_o}{I_i}$ . Esto se logra reescribiendo la tensión de entrada  $V_o$  en función de la corriente de entrada  $I_i$ , obteniendo:

$$Az_{LA} = Av_{LA} \cdot Z_{in} = (-112,26)28k\Omega \quad (11)$$

$$Az_{LA} = -3,14M \frac{V}{A} \quad (12)$$

En la *Figura 3* se presenta un diagrama circuital de la placa utilizada:

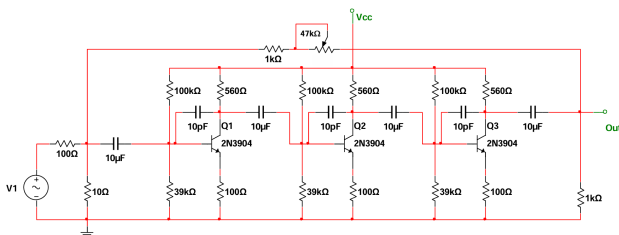


Fig. 3. Diagrama circuital de la placa utilizada.

## II-C. Amplificador multietapa Realimentado.

La realimentación se da por una rama desde la entrada de la primer etapa a la salida de la última, compuesta por un bloque beta que contiene un resistor y un potenciómetro en serie, de manera tal que se pueda variar la resistencia del bloque Beta entre y  $1k\Omega$  y  $48k\Omega$ .

Los valores numéricos extremos obtenidos se presentan en la *Tabla I* en la sección II-D.

**II-C.1. Ganancia de Tensión  $Az_{cargado}$ :** Para obtener la ganancia final del circuito realimentado, se precisa conocer primero la ganancia  $A_{cargado}$ , correspondiente al bloque A cargado con el bloque  $\beta$ .

La topología que presenta es Paralelo-Paralelo, que corresponde a un amplificador de Transimpedancia.

Se propone analizar el circuito en bloques. La topología que se ajusta al circuito es la del siguiente diagrama:

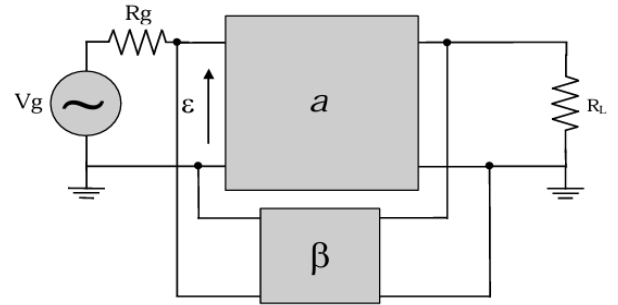


Fig. 4. Topología Paralelo-Paralelo correspondiente a un circuito amplificador de Transimpedancia.

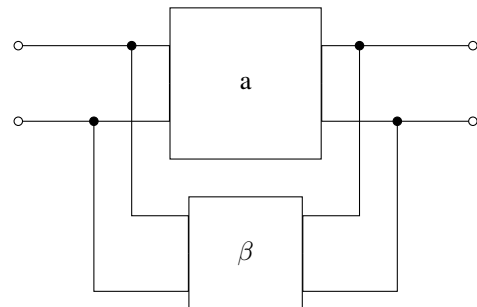


Fig. 5. Circuito completo realimentado (transimpedancia)

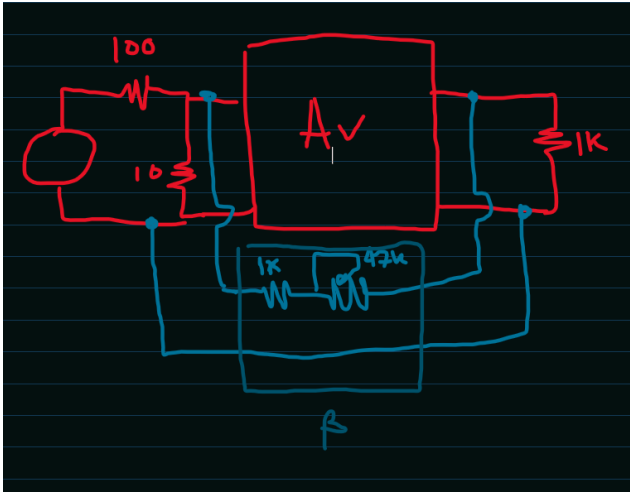


Fig. 6. Diagrama en bloques del circuito realimentado.

Donde el bloque Beta posee los valores de transferencia de transadmitancia  $\beta$ , admitancia de entrada  $y_{i\beta}$  y admitancia de salida  $y_{o\beta}$  representados por los parámetros  $Y$  listados a continuación:

$$\begin{aligned} \beta &= y_{12} = \left. \frac{I_1}{U_2} \right|_{U_1=0} = -\frac{1}{R_f} \\ y_{i\beta} &= y_{11} = \left. \frac{I_1}{U_1} \right|_{U_2=0} = \frac{1}{R_f} \\ y_{o\beta} &= y_{22} = \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{U_1=0} = \frac{1}{R_f} \end{aligned} \quad (13)$$

Con  $R_f = 1k\Omega + R_p$  ( $R_p$  siendo la resistencia variable del potenciómetro). Incluyendo  $y_{11}^{-1}$  y  $y_{22}^{-1}$  dentro del bloque A, se obtiene la ganancia  $Az_{cargado}$  del bloque A cargado:

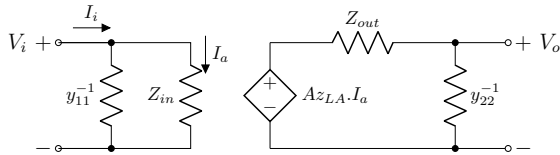


Fig. 7. Bloque A cargado.

La ganancia de transimpedancia  $Az_{cargado} = \frac{V_o}{I_i}$  se obtiene planteando el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} V_o = \frac{Az_{LA} I_a y_{22}^{-1}}{y_{22}^{-1} + Z_{out}} \\ I_a = \frac{I_i}{Z_{in}(y_{11} + Z_{in}^{-1})} \end{cases} \quad (14)$$

Resulta:

$$Az_{cargado} = \frac{V_o}{I_i} = \frac{Az_{LA}}{(1 + Z_{out} y_{22})(y_{11} Z_{in} + 1)} \quad (15)$$

**II-C.2. Ganancia de Transimpedancia  $Az_r$  del circuito realimentado:** Para obtener la ganancia de Tensión  $Av_r$  del circuito realimentado, nos valemos de la siguiente fórmula:

$$Az_r = \frac{Az_{cargado}}{1 + \beta Az_{cargado}} \quad (16)$$

Donde  $Az_{cargado}$  corresponde a la ganancia del bloque A cargado con el bloque  $\beta$ , mientras que  $\beta$  es la transferencia  $\frac{I_1}{V_2}$  del bloque de realimentación, ambas obtenidas en la sección anterior.

**II-C.3. Impedancia de entrada  $Zin_r$  del circuito realimentado:** La impedancia de entrada disminuye al realimentar, por un factor de  $1 + \beta Az_{cargado}$ :

$$Zin_r = \frac{Zin}{1 + \beta Az_{cargado}} \quad (17)$$

**II-C.4. Ganancia de Tensión  $Av_r$  del circuito realimentado:** En el desarrollo del laboratorio se pretende medir ganancia de tensión del circuito completo. Es por ello que es preferible transformar la ganancia de transimpedancia  $Az_r$  a una ganancia de tensión  $Av_r = \frac{V_o}{V_i}$ :

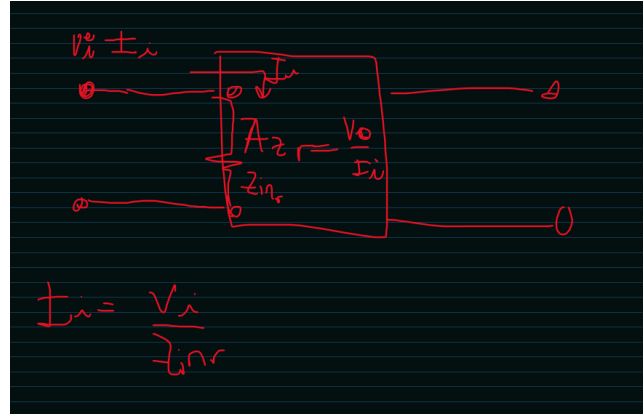


Fig. 8. Diagrama del bloque cargado expresado como amplificador de transimpedancia. Se planteó  $I_i$  en función de  $V_i$

$$I_i = \frac{V_i}{Zin_r} \quad (18)$$

Reemplazando en  $Az_r = \frac{V_o}{I_i}$ :

$$Az_r = \frac{V_o}{V_i} Zin_r = Av_r Zin_r \quad (19)$$

$$\therefore Av_r = \frac{Az_r}{Zin_r} \quad (20)$$

## II-D. Valores extremos

Recordemos que la resistencia  $R_f$  de la rama de realimentación está compuesta por un potenciómetro, que permite fijar en la rama un valor de resistencia entre  $1k\Omega$  y  $48k\Omega$ . A continuación se presentan en forma de tabla los valores numéricos de los parámetros obtenidos en esta sección, para los casos extremos de realimentación:

Parámetro	Ecuación	$R_f = 1k\Omega$	$R_f = 48k\Omega$
$\beta$	13	$-1m\frac{A}{V}$	$-20,83\mu\frac{A}{V}$
$y_{i\beta}$	13	$1mS$	$20,83\mu S$
$y_{o\beta}$	13	$1mS$	$20,83\mu S$
$Az_{cargado}$	15	$-69.4k\frac{V}{A}$	$-1.96M\frac{V}{A}$
$Zin_r$	17	$397\Omega$	$669\Omega$
$Az_r$	16	$-985,8\frac{V}{A}$	$-46.8k\frac{V}{A}$
$Av_r$	20	$-2,48$	$-70$

TABLA I. Parámetros numéricos del amplificador, para casos extremos de  $R_f$ .

### III. DESARROLLO EXPERIMENTAL

Se describirán a continuación las mediciones hechas y los resultados obtenidos.

La placa consiste en un amplificador multietapa realimentado, como el estudiado en la sección del Marco Teórico.

Se propuso entonces medir dos factores: la ganancia de tensión realimentada; y el ancho de banda, ambos para los valores extremos de las resistencias de realimentación del bloque beta.

#### III-A. Conexiones y consideraciones para la medición

- Se administró una tensión continua de polarización de 12V,
- Se conectó un generador de funciones a la entrada, entre los terminales 'E' y tierra. La función suministrada será siempre una onda senoidal de  $400mVV_{pp}$ ,
- Se conectó un osciloscopio a la entrada y a la salida, quedando representadas siempre la entrada en color amarillo, y la salida en azul.

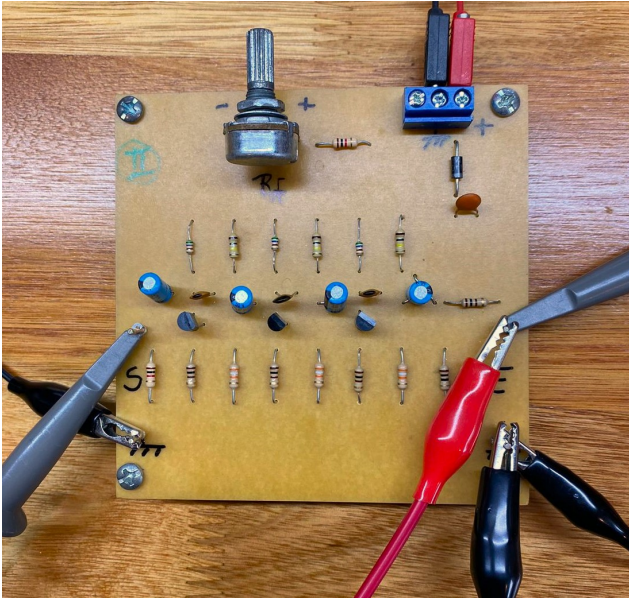


Fig. 9. Conexión final de los instrumentos a la placa

#### III-B. Ganancia de Tensión Realimentada $Av_r$

Se procedió entonces a la medición de la Ganancia de Tensión con el circuito realimentado, inyectando una señal senoidal de  $400mVV_{pp}$  y frecuencia  $khz$ . La frecuencia

elegida se consideró lo suficientemente baja como para no verse afectada por el polo dominante del circuito.

**III-B.1. Potenciómetro en mínimo:** Primeramente, se dispuso el potenciómetro en mínimo ( $0\Omega$ ), quedando el bloque Beta compuesto solo por la resistencia de  $1k\Omega$ . Para la entrada de  $400mVV_{pp}$ , se midió una salida de 99:

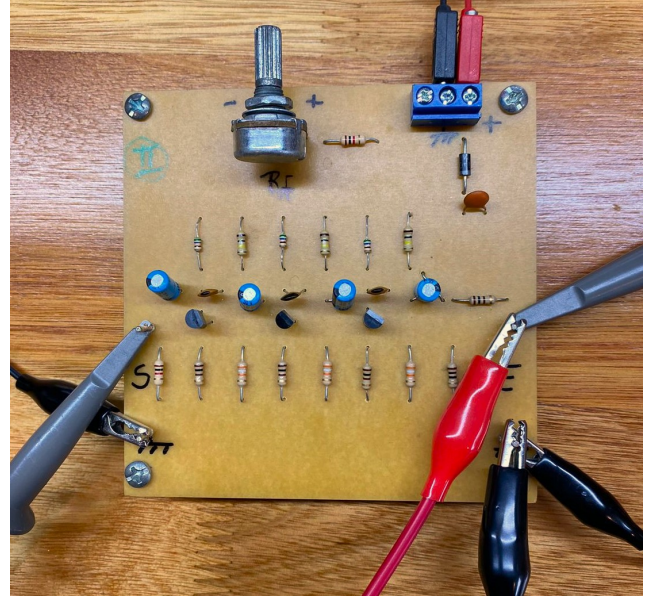


Fig. 10. La señal de salida (azul) es 99 veces mayor que la entrada, para una realimentación de  $1k\Omega$

**III-B.2. Potenciómetro en máximo:** A continuación, se subió el potenciómetro a su valor máximo ( $47k\Omega$ ), quedando el bloque Beta como una resistencia de  $48k\Omega$ . Para la entrada de  $400mVV_{pp}$ , se midió una salida de 99:

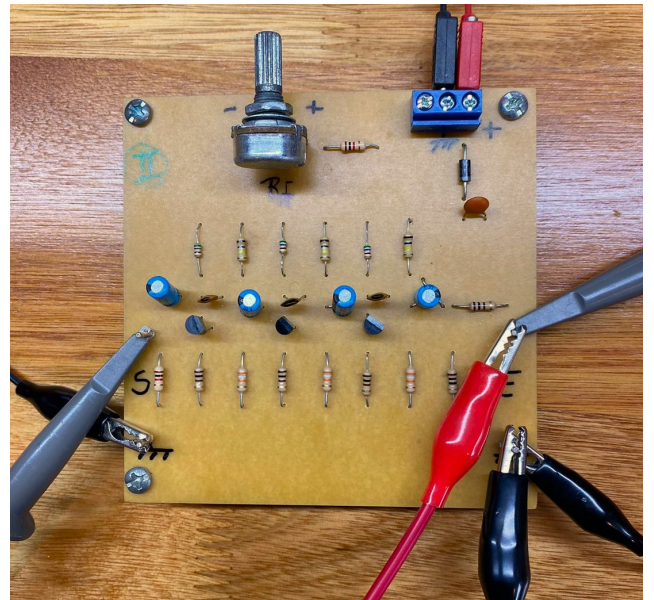


Fig. 11. La señal de salida (azul) es 99 veces mayor que la entrada, para una realimentación de  $47k\Omega$



### III-C. Ancho de banda

Para estudiar el ancho de banda se realizó un barrido de frecuencia desde  $10\text{kHz}$  hasta medir en la salida una atenuación de  $3\text{dB}$ .

*III-C.1. Potenciómetro en mínimo:* Para el potenciómetro en mínimo se obtuvo previamente una salida de 99, por lo que su polo estará ubicado donde se produzca una atenuación de  $3\text{dB}$ , es decir, cuando su valor de salida sea  $\frac{x}{\sqrt{2}} =$

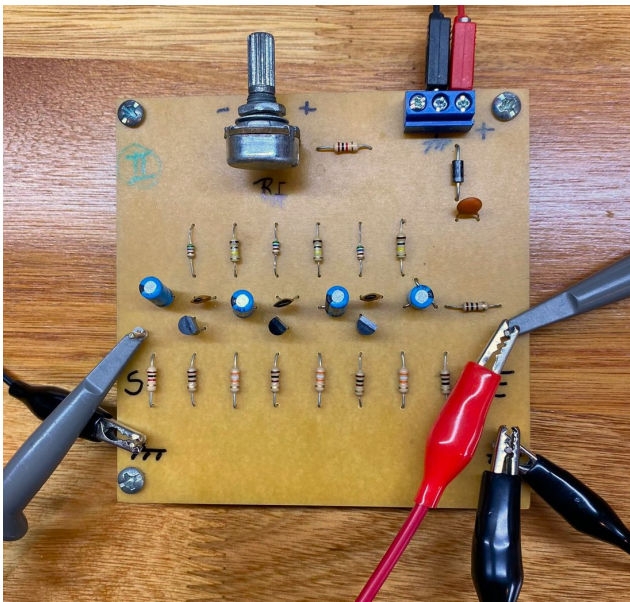


Fig. 12. Se midió una atenuación de  $3\text{dB}$  a una frecuencia de  $99\text{Hz}$

*III-C.2. Potenciómetro en máximo:* Para el potenciómetro en máximo se obtuvo previamente una salida de 99, por lo que su polo estará ubicado donde se produzca una atenuación de  $3\text{dB}$ , es decir, cuando su valor de salida sea  $\frac{x}{\sqrt{2}} =$

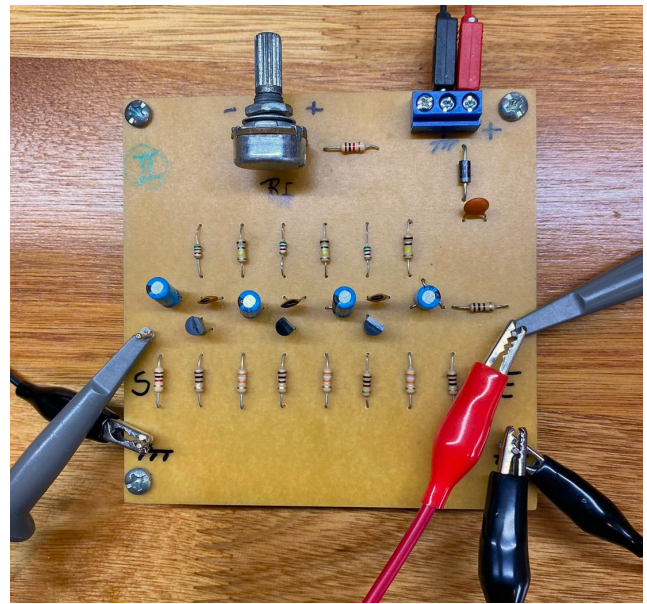


Fig. 13. Se midió una atenuación de  $3\text{dB}$  a una frecuencia de  $99\text{Hz}$

A continuación se

Resistencia Bloque Beta	Frecuencia de corte
$1\text{k}\Omega$ (mín.)	$27\text{kHz}$
$48\text{k}\Omega$ (máx.)	$8.5\text{kHz}$

TABLA II. Mediciones de compensación

### IV. CONCLUSIONES

Los experimentos realizados permitieron verificar el comportamiento teórico de los circuitos integrador y derivador operacionales. Se comprobó que ambos circuitos tienen un rango de operación adecuado, determinado por la ubicación de sus polos. En el caso del integrador, se obtuvo la salida esperada a frecuencias altas, mientras que para el derivador, a frecuencias bajas. El amplificador de instrumentación demostró la capacidad de compensar sus polos, y a su vez sirvió para mostrar un rechazo al modo común.

Todas las mediciones y pruebas fueron las esperadas según cálculos teóricos previos y se conciden con lo visto en el *Marco Teórico*.

### REFERENCES

- [1] J. Millman and A. Grabel, "Microelectrónica," McGraw-Hill, New York, 6ta edición, 1993.
- [2] P. R. Gray and R. G. Meyer, "Analysis and Design of Analog Integrated Circuits," John Wiley Sons, New York, 4th edition, 2001