

SISTEMA DE MEDICIÓN DE TEMPERATURA

Guerrero Peña Juan Sebastian
juan2190435@correo.uis.edu.co

García Angarita Sebastián
sebastian2191472@correo.uis.edu.co

Valero García Laura Sofía
laura2180409@correo.uis.edu.co

Pineda Cardozo Juliana Lucía
juliana2185105@correo.uis.edu.co

ABSTRACT

In this project, a system that allows to measure and visualize the temperature using a thermal resistance sensor (RTD) will be implemented through different stages; linearization, filtering and digitalization, using analog and digital components in the design of these, considering the recommendations given. The project includes the design and PCB assembly of the system, as well as the visualization of the results in a graphical interface and the evaluation of the signal to noise ratio of the system.

RESUMEN

En este proyecto, se implementará un sistema que permita medir y visualizar la temperatura utilizando un sensor de resistencia térmica (RTD) por medio de diferentes etapas; linealización, filtrado y digitalización, utilizando componentes analógicos y digitales en el diseño de estas, teniendo en cuenta las recomendaciones dadas. El proyecto incluye el diseño y ensamblaje en PCB del sistema, así como la visualización de los resultados en una interfaz gráfica y la evaluación de la relación señal a ruido del sistema.

1. INTRODUCCIÓN

El diseño de un sistema de medición de temperatura con RTD es un proyecto que combina elementos analógicos y digitales para obtener mediciones precisas y confiables de la temperatura utilizando un sensor de resistencia térmica (RTD), el cual se basa en la variación de resistencia eléctrica en función de la temperatura.

Este tipo de sensor es utilizado en una amplia gama de industrias como la automotriz, la electrónica, la alimentaria y la farmacéutica, debido a su alta precisión y estabilidad, ya que en estos campos se requiere un control preciso de la temperatura para garantizar la calidad y seguridad de los productos.

Por medio de este proyecto se puede verificar que a medida que la temperatura aumenta, la resistencia del RTD también se incrementa de manera predecible y lineal, permitiendo una medición precisa de la temperatura.

Se busca ensamblar el diseño propuesto en este informe en una placa de circuito impreso (PCB) verificando su funcionamiento, al igual que al permitir la posibilidad de ser digitalizados se pueden visualizar los resultados en una interfaz gráfica lo cual facilita la interpretación y el análisis

de los datos de temperatura, así como su monitoreo en tiempo real.

2. OBJETIVO GENERAL

Implementar un sistema de medición de temperatura con RTD usando elementos analógicos y digitales que permitan visualizar la señal de temperatura.

3. OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Diseñar un sistema de medición de temperatura teniendo en cuenta las características de la señal proporcionada por el sensor RTD usado.
- Simular el sistema diseñado verificando el funcionamiento de cada etapa.
- Digitalizar la señal de salida del sistema visualizando los resultados en interfaz gráfica en PC.
- Diseñar y ensamblar un circuito Impreso para el sistema verificando su funcionamiento.
- Determinar la relación señal a ruido del sistema.

4. MARCO TEÓRICO

Para este proyecto se usará como referencia el diseño propuesto en [1], el cual se resume en 5 partes; Circuito de excitación, circuito de linealización, filtro pasa bajas, digitalización y cancelación de offset.

4.1. Circuito de excitación

Dado que la temperatura afecta la resistencia de la PT100, se necesita un circuito que permita la conversión de resistencia a una señal eléctrica. Para este propósito, se empleará el puente de Wheatstone, representado en la Figura 1, que posibilita la transformación de los valores de resistencia en valores de tensión.

La relación entre la señal de salida respecto a sus variables esta dada por:

$$V_{out} = \left(\frac{RTD}{R_1 + RTD} - \frac{R_3}{R_3 + R_2} \right) V_{cc} \quad (1)$$

Graficando la función de la Ecuación (1) en función de la resistencia RTD y para distintos valores de R_1 y R_2 , en la Figura 2 es evidente que la relación entre la resistencia y la salida no es lineal, sin embargo puede atenuarse este efecto usando valores altos de R_1 y R_2 y usar un rango de resistencia de la RTD que no se alejen mucho de R_3 . Para este proyecto se diseñó el sistema para trabajar entre 0 y 100°C, para el caso de la PT100 esto equivale a una resistencia entre 100 y 138.5Ω.

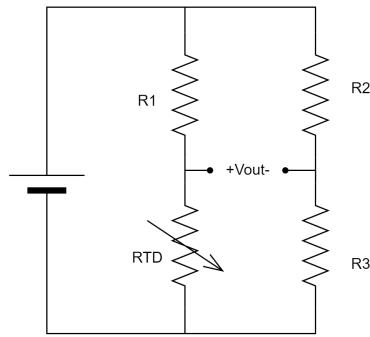


Figura 1: Modelo del Puente de Wheatstone

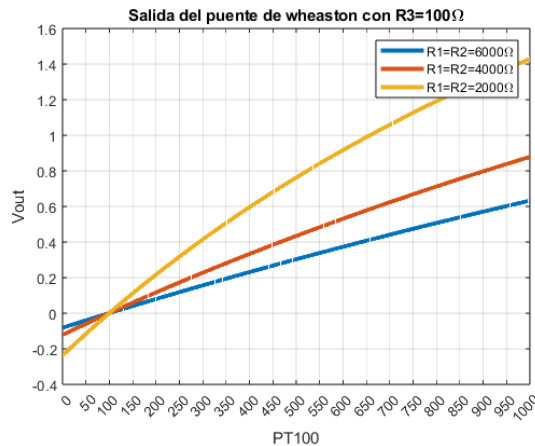


Figura 2: Salida del Puente de Wheatstone en función de la resistencia R_x

4.2. Circuito de linealización

Si bien la PT100 es uno de los sensores mas lineales que existen en el mercado, la relación Temperatura-Resistencia exhibe un comportamiento no lineal de segundo orden como se muestra en la Figura 3, de acuerdo con Bruce-Trump [2] este problema puede ser compensado considerablemente conectando en cascada a la salida una amplificador con una pequeña retroalimentación positiva como se muestra en la Figura 4.

La dos parámetros a ajustar en este etapa es la resistencia de ganancia R_8 , y la resistencia de retroalimentación positiva R_5 , que no puede ser muy pequeña por que se podría desestabilizar el circuito. El calculo de estos dos parámetros son expresiones largas que dependen de los rangos de salida y de entrada que se quieran medir y son facilitados en [2].

4.3. Circuito de filtrado de la señal

Antes de la digitalización de la señal es necesario hacer un filtrado a la señal para eliminar el ruido y asegurar el cumplimiento del teorema de Nyquist. Para esta etapa de filtrado, se emplea un filtro pasa bajas de segundo orden con la conocida topología Sallen-Key. Esta configuración es ampliamente utilizada en la construcción de filtros activos debido a su relativa simplicidad, versatilidad y rendimiento

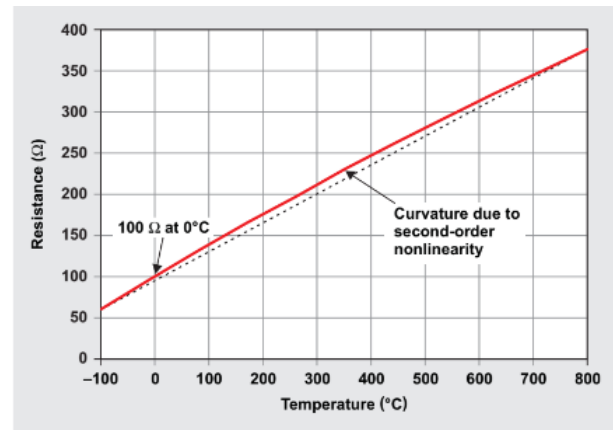


Figura 3: No linealidad de segundo orden. Fuente: [2]

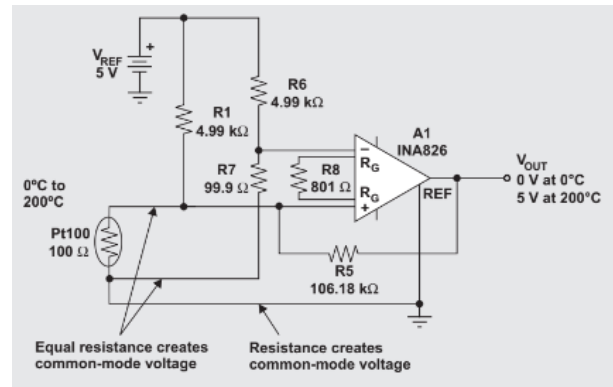


Figura 4: Retroalimentación positiva para compensar no linealidad. Fuente: [2]

efectivo. El circuito se configura como un filtro pasabajas o pasaalta de dos polos, donde se emplean dos resistencias, dos capacitores y un amplificador. Si se requiere un orden mayor de filtrado, es posible implementar múltiples etapas en cascada.

La topología Sallen-Key permite el paso de frecuencias bajas mientras atenúa las frecuencias altas, lo cual es ideal para el diseño de un filtro de segundo orden pasabajas, logrando así el objetivo de la etapa de filtrado en nuestro sistema de medición de temperatura.

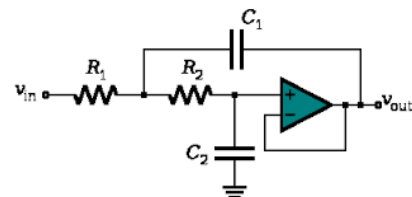


Figura 5: Topología filtro Sallen-Key de segundo orden. Fuente: [3]

En este tipo de circuito, a frecuencias altas los capacitores se comportan como corto circuitos, por lo tanto el terminal positivo del amplificador va a ir a tierra, teniendo una retroalimentación positiva, la salida, tendrá la misma tensión

que el terminal positivo. A bajas frecuencias, los capacitores actuarán como circuito abierto, y las dos resistencias estarán en serie, logrando así que a frecuencias bajas, la tensión de salida sea igual a la de entrada. Hay que tener en cuenta que el amplificador utilizado en este ejemplo es un buffer o de ganancia unitaria, cuando se quiere variar la ganancia se suele poner un divisor de tensión en el lazo de retroalimentación.

La respuesta en frecuencia para un circuito pasa bajas de segundo orden como el de la Figura 5 se muestra en la Figura 6 donde la pendiente de caída es de 40dB/decada .

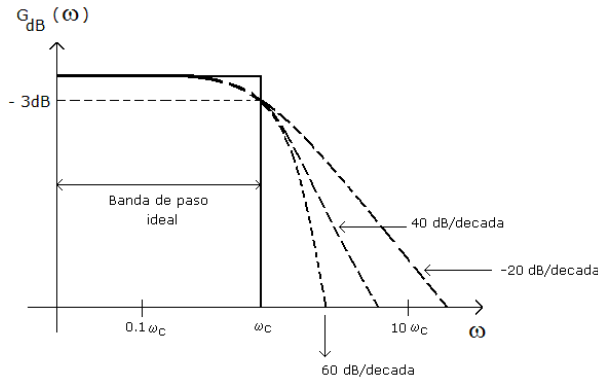


Figura 6: Respuesta en frecuencia filtro pasa bajas de segundo orden pasabajas. Fuente: [4]

La respuesta en frecuencia de este circuito se da por la expresión:

$$F_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_{11}R_{12}C_{11}C_{12}}} \quad (2)$$

Los pasos a seguir luego de determinar la frecuencia de corte son los siguientes:

- Elegir el valor de un capacitor.
- Establecer $C_1 = 2C_2$.
- Elegir los valores de la resistencia.

El valor del factor de calidad y el de la constante K a la hora de diseñar el circuito, dependen de la aproximación que se elija.

4.4. Circuito de digitalización

Para la digitalización de la temperatura medida se hace uso del microcontrolador Raspberry Pi Pico. El primer microcontrolador de la familia Raspberry Pi que usa el microcontrolador RP2040 y ofrece algunas ventajas sobre la familia de microcontroladores Arduino. La placa de desarrollo es de bajo costo, tamaño reducido y bajo consumo energético.

Según la documentación técnica del microcontrolador [5], Este integra un ADC de 12 bits de resolución, una frecuencia de muestreo de 500kps y opera con una tensión de referencia interna de 3.3V.

La resolución se refiere a la cantidad de niveles discretos que el ADC puede representar en su salida digital. Con 12 bits, el ADC es capaz de generar $2^{12} = 4096$ niveles discretos diferentes.

El rango de voltaje de referencia utilizado en la Raspberry Pi Pico es de 3.3V. Cuando se realiza la conversión de una señal

analógica a un valor digital, el ADC asigna uno de los 4096 niveles lógicos para representar el valor de la señal analógica en ese instante.

Para calcular la resolución del ADC se realiza la siguiente operación:

$$Resolucion = \frac{3,3V}{4096} = 0,00080566V \quad (3)$$

El ADC tiene la capacidad de representar una señal analógica con una precisión aproximada de 0.00080566406V por nivel digital. Esta característica resulta sumamente útil al obtener mediciones precisas, especialmente cuando se digitaliza una señal pero el rango de tensión es bajo. La alta resolución del ADC contribuye significativamente a obtener mediciones confiables y precisas.

4.5. Cancelación de offset

El offset en la señal analógica puede generar errores significativos en las mediciones, siendo comúnmente añadido por los opamps. Para eliminar este offset, se consideró inicialmente la opción de utilizar el DAC MCP47 debido a su alta resolución y facilidad de uso. Al tratarse de un DAC de 12 bits, puede generar hasta 4096 niveles de voltaje, y su señal se usaría para cancelar el offset inherente a la etapa analógica.

Sin embargo, debido a que el offset es una tensión constante y muy pequeña, utilizar únicamente el DAC para generar un nivel constante puede resultar en empeorar la señal debido al ruido y la precisión del DAC.

Por esta razón, se optó por una cancelación de offset de forma digital, que ofrece facilidad en su implementación, además de la capacidad de realizar ajustes y calibraciones rápidas y confiables para eliminar pequeños errores. Esta estrategia permite corregir efectivamente las desviaciones no deseadas en la señal analógica, reducir costos y tamaño del sistema, y asegurar mediciones más precisas y consistentes.

5. METODOLOGÍA EXPERIMENTAL

5.1. Circuito de excitación y linealización

La etapa de excitación y linealización del sistema se sometió a pruebas exhaustivas a través de simulaciones y montajes en el laboratorio.

El diseño se evaluó mediante simulaciones para asegurar que cumpliera con los requisitos de rendimiento y precisión. Posteriormente, se procedió a realizar el montaje físico del circuito en el laboratorio para verificar su funcionamiento en condiciones reales.

5.1.1. Simulación circuito de excitación y linealización

Las simulaciones se llevaron a cabo utilizando el software de simulación Tina Ti [6] y el circuito dado en [2], donde se tiene ya un modulo que permite simular el comportamiento de la PT100. Se ajustaron los valores de entrada y de resistencias para un rango de temperatura entre 0°C y 100°C , y de salida de 0 a 3.0V, este rango se selecciono teniendo en cuenta que el rango de entrada analógico de la Raspberry Pi Pico es de 0 a 3.3V. El montaje de simulación se muestra en la Figura 7.

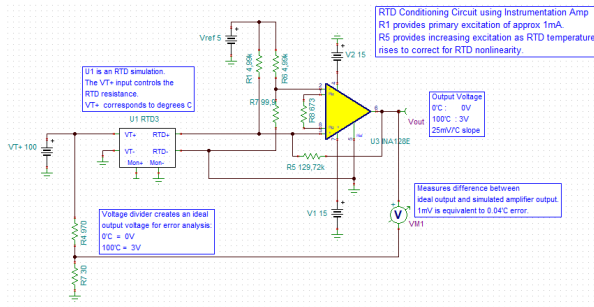


Figura 7: Simulación etapa de excitación y linealización.

5.1.2. Montaje en laboratorio circuito de excitación y linealización

Se conecto el INA128 de la forma que se muestra en [8] para estudiar que offset intrínseco se tenía del amplificador Operacional.

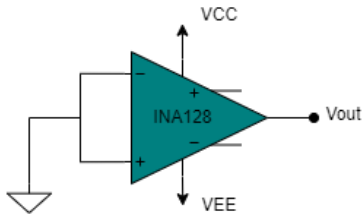


Figura 8: Montaje para medir offset INA128.

Luego, siguiendo la configuración descrita en el apartado 4-A, se realizó un montaje en el cual se reemplazó el sensor de temperatura PT100 por una resistencia de 100 Ω con tolerancia de 1 %. Se midió el voltaje a la salida.

Después de eso, se incorporó un trimmer de 200 Ω calibrado con una resistencia de 138.5 Ω en lugar de la resistencia de 100 Ω para permitir la caracterización del offset de salida del circuito de linealización

Para caracterizar la curva de entrada salida desde el circuito de excitación se uso la PT100 ya que es es una resistencia variable, y le rango que nos interesa es de 100 Ω a 138.5 Ω , se uso como entrada un trimmer de 200 Ω , variando el valor de resistencia en la entrada en los rangos de la PT100 (100 - 138.5). El montaje experimental se muestra en la Figura 9.

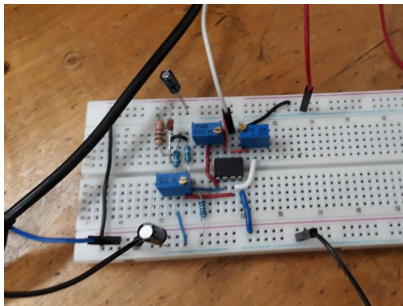


Figura 9: Montaje en laboratorio etapa de excitación y linealización.

5.2. Circuito de filtrado pasabajas

Usando la topología del filtro sellen-key pasabajas mencionado en el marco teórico y los pasos a seguir para su diseño, se implementa un filtro, teniendo en cuenta que tanto varia la temperatura.

5.2.1. Diseño del circuito de filtrado pasabajas

La frecuencia de corte utilizada para el diseño de este filtro debía cumplir con la característica de ser una frecuencia baja con el objetivo de permitir el paso de las frecuencias más bajas y atenuar las frecuencias altas, por esto mismo, se eligió un valor de 10Hz, aquí se tendrá una atenuación de -3dB.

En el diseño, al utilizar una aproximación Butterworth, se está definiendo un factor de calidad de 0.707, se elige esta aproximación ya que se quiere obtener una respuesta plana en la banda pasante, esto se refleja en un voltaje de salida constante hasta la frecuencia de corte. Para el calculo de los demás elementos del sistema se tiene en cuenta que el amplificador va a actuar como un buffer, por lo tanto su ganancia va a ser igual a 1.

- Cálculo del valor de los capacitores:

$$C1 = 10\mu F \Rightarrow C2 = 2(10\mu F) \quad (4)$$

- Cálculo del valor de las resistencias:

$$R1 = R2 \quad (5)$$

- Verificación en la formula de frecuencia de corte:

$$F_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{(1,13k\Omega)(1,13k\Omega)(10\mu F)(20\mu F)}} \quad (6)$$

En resumen, los datos utilizados para la construcción del filtro fueron los siguientes:

Parámetro	Valor
Capacitor 1	10 μF
Capacitor 2	20 μF
Resistencia 1	1,13k Ω
Resistencia 2	1,13k Ω
Frecuencia de corte	10Hz
Q	0.707

Tabla 1: Descripción de parámetros

De esta etapa se implementó una simulación y se caracterizó el circuito en laboratorio.

5.2.2. Simulación circuito de filtrado pasabajas

Al circuito que ya se tenía montado en el software de simulación Tina Ti, se le agregó la etapa de filtrado que se muestra en la Figura 10. Conectando a la entrada señales de distintas frecuencias y midiendo su salida para hallar la respuesta en frecuencia.

5.2.3. Montaje en laboratorio del circuito de filtrado pasabajas

Se realizó el montaje del filtro pasabajas por independiente para poder estudiar la respuesta en frecuencia haciendo un barrido de frecuencias. El montaje se muestra en la Figura 11.

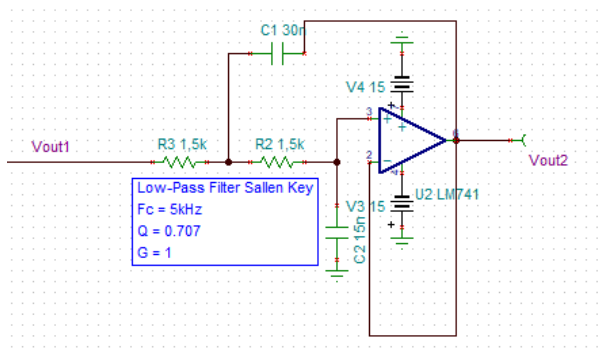


Figura 10: Simulación etapa filtrado.

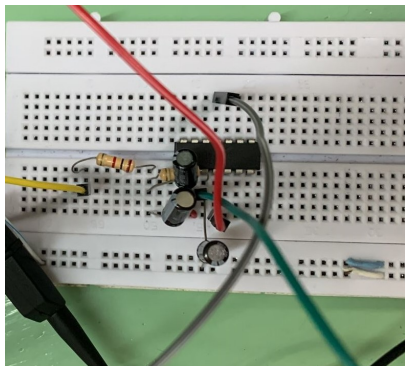


Figura 11: Montaje en laboratorio de etapa filtrado.

5.3. Caracterización PT100

La caracterización de la PT100 [7], es una etapa esencial en el desarrollo. Esta fase se lleva a cabo para comprender el comportamiento y la respuesta real de la PT100 ante diferentes condiciones de temperatura, lo que permite calibrar adecuadamente el sistema.

La PT100 es el tipo de RTD más utilizado en aplicaciones industriales y de medición de temperatura. Su nombre deriva del estándar que indica que a 0°C debe tener una resistencia de 100Ω. No obstante, cada PT100 puede presentar pequeñas desviaciones o no ser totalmente lineal en su respuesta. Por lo tanto, es esencial caracterizarla y compararla con el estándar de referencia, como se muestra en la Tabla 6.5 en [8], para determinar su comportamiento real y aplicar correcciones a las medidas obtenidas.

Con el fin de realizar la caracterización, se llevaron a cabo mediciones utilizando agua a diversas temperaturas, dentro del rango de 0°C a 100°C. Para este propósito, se utilizaron dos sensores de temperatura patrón: una termocupla del multímetro digital UNI-T UT33C+ [9] y un termómetro de alimentos TP300 [10].

Los dos sensores, junto con la PT100, fueron cuidadosamente ubicados en un mismo punto y a la misma altura, garantizando mediciones precisas y coherentes entre los dispositivos. Este enfoque nos brindó datos confiables y detallados, esenciales para llevar a cabo la caracterización requerida de manera efectiva.



Figura 12: Termocupla del multímetro digital UNI-T UT33C+



Figura 13: Termómetro Digital TP300

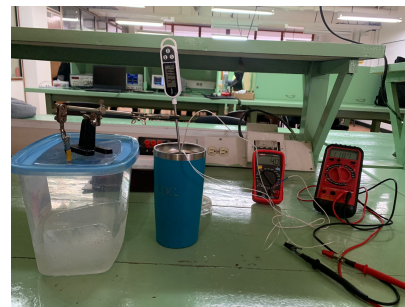


Figura 14: Montaje en laboratorio de etapa de caracterización PT100

5.4. Digitalización

En el proceso de digitalización, se siguieron algunas recomendaciones proporcionadas en el datasheet de la Raspberry Pi Pico sobre el uso del ADC [5, p. 17-19]. Estas recomendaciones incluyen desactivar el modo de ahorro de energía para eliminar el rizado en la alimentación y garantizar una mayor estabilidad durante las mediciones.

Además, se añadió una resistencia entre los pines ADC_VREF y 3V3 (ver Anexo 1) para reducir el offset en la señal. Sin embargo, es importante mencionar que esta reducción del offset incrementa el ruido del ADC. Para contrarrestar tanto el ruido como el offset, se promediaron múltiples muestras y usó un segundo canal del ADC conectado a GND y se consideró esta medida como el offset propio del ADC.

Sin embargo, durante las pruebas en laboratorio, se observó que la cancelación de offset empeoraba las mediciones y, contrariamente, introducía un offset negativo en las medidas. Por esta razón se optó por no hacer esta cancelación de offset y mejorar las mediciones usando una calibración con las resistencias de referencia.

5.5. Sistema de auto calibración

Para la corrección del offset de las etapas analógicas y el offset del ADC, así como para garantizar un correcto funcionamiento del sistema y mitigar posibles efectos de constantes externas o desajuste en la ganancia, se implementó un sistema de auto calibración. Este sistema utiliza resistencias de referencia que posibilitan el ajuste preciso de la etapa de digitalización.

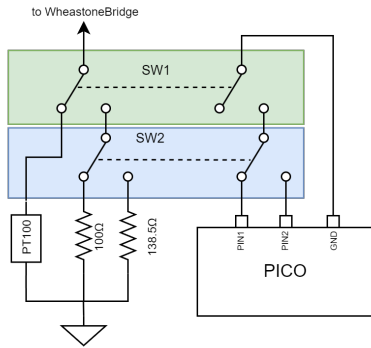


Figura 15: Sistema de auto calibración

A través de un arreglo de switches, Figura 15, es posible alternar entre las resistencias de referencia, lo que permite al microcontrolador ajustar dos puntos de calibración clave. Gracias a este enfoque, no es necesario calcular o medir el offset en la etapa analógica ni en el ADC. En su lugar, el microcontrolador puede trazar una recta entre esos puntos de calibración, calcular su ecuación y, debido a la linealidad del sistema, obtener mediciones precisas y confiables de cualquier resistencia, y por ende, la temperatura de la PT100.

5.6. Interfaz de visualización

Para la visualización de la temperatura, se desarrolló una interfaz gráfica en Python llamada PyPlotter [11]. Esta interfaz permite establecer conexión con cualquier microcontrolador mediante el protocolo UART y visualizar gráficamente los valores enviados por el microcontrolador.

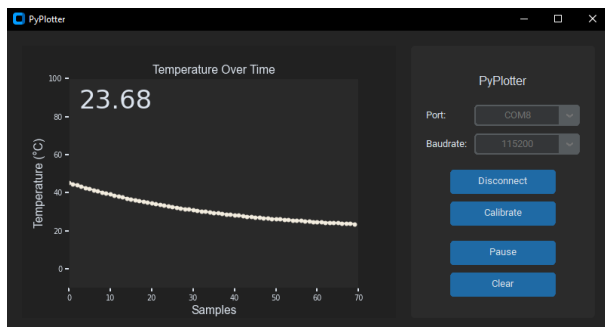


Figura 16: Interfaz gráfica PyPlotter

Es importante destacar que la programación en MicroPython o CircuitPython, utilizadas en la Raspberry Pi Pico, no permite una comunicación directa mediante el protocolo UART a

través de USB. En su lugar, se emplea el REPL (Read-Eval-Print Loop) que funciona como una terminal interactiva en el microcontrolador, permitiendo enviar comandos y recibir respuestas.

Debido a esta limitación, la Raspberry Pi Pico fue programada utilizando el IDE de Arduino en lenguaje C++, lo que permitió establecer la comunicación mediante UART y enviar los datos necesarios para su visualización en la interfaz gráfica PyPlotter.

Además, la interfaz proporciona la opción de realizar la calibración del sistema. Esto permite calibrar inicialmente utilizando una resistencia de referencia y luego cambiar a otra resistencia para completar la calibración de manera efectiva.

Aunque PyPlotter se creó originalmente para este proyecto en particular, ha experimentado una evolución significativa y se ha convertido en un proyecto paralelo utilizado en otras asignaturas. Su fácil personalización y funcionalidad han sido favorables en distintos contextos, proporcionando una herramienta valiosa para la visualización de datos provenientes de microcontroladores.

5.7. Diseño de PCB

Luego de verificar el funcionamiento del circuito en el laboratorio, se procedió al diseño y montaje de la impresión del circuito en una PCB. El montaje incorporó el sistema de switches mencionado en la Sección de Auto Calibración (ver Sección 5.5).

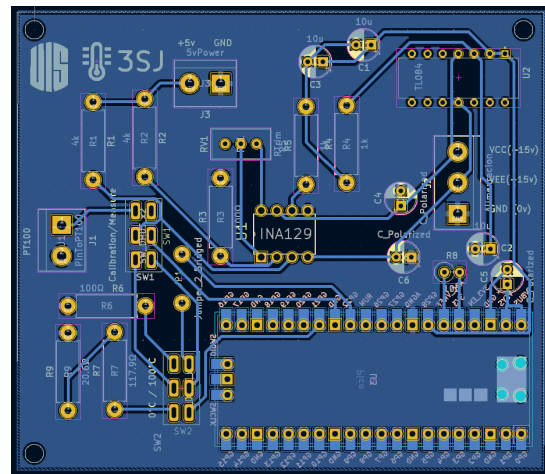


Figura 17: Diseño de PCB.

El diseño de la PCB se presenta en la Figura 17, mientras que el esquema de conexiones se muestra en el Anexo 1. El layout de la PCB se proporciona a escala real en el Anexo 2. Asimismo, para una mejor visualización y comprensión del diseño, el modelo 3D de la PCB se puede ver en la Figura 18.

6. ANÁLISIS DE RESULTADOS

6.1. Circuito de excitación y linealización

Se realizó una medición experimental del voltaje de offset generado por el amplificador de instrumentación INA128 utilizando un osciloscopio.

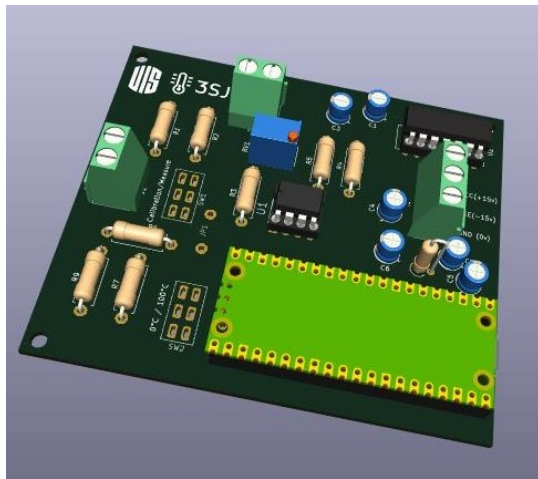


Figura 18: Diseño de PCB visualizado en 3D.

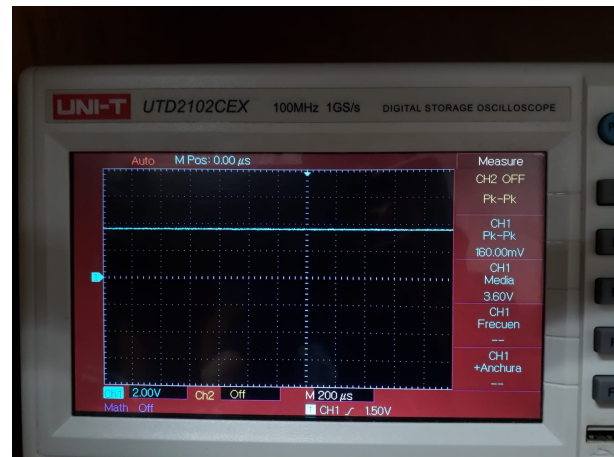


Figura 21: Offset en 100°C

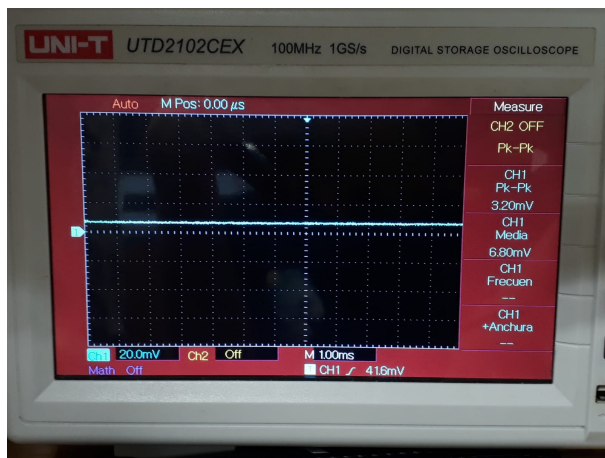


Figura 19: Offset del amplificador de instrumentación INA128

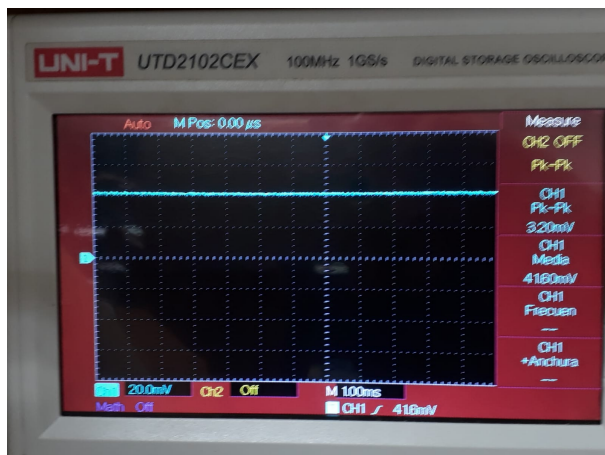


Figura 20: Offset en 0°C

6.1.1. Resultados simulación Circuito de excitación y linealización

Haciendo el barrido en la entrada de 0°C a 100°C, se obtuvo la gráfica que se muestra en la Figura 22.

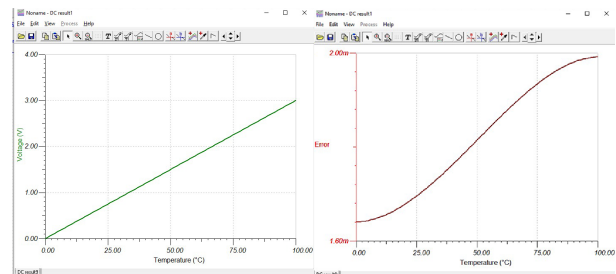


Figura 22: Resultado de simulación barrido de temperatura etapa de linealización

Para el circuito de linealización, se realizaron pruebas de comparación para determinar la necesidad de utilizar feedback positivo dentro del rango de valores de trabajo, que abarcaba desde 0 °C hasta 100 °C. Para ello, se comparó el comportamiento del circuito con y sin feedback positivo, y los resultados se presentan en la figura 23.

Al analizar los resultados de la comparación de mediciones y el error, se observó que sin el feedback positivo se obtuvo una menor cantidad de error. Esto se debe a que, teóricamente, como se muestra en la gráfica 25, la PT100 dentro de este rango de valores exhibe un comportamiento lineal. Por lo tanto, prescindir del feedback positivo permitió una mayor aproximación a los valores ideales de la PT100.

6.2. Circuito de filtrado pasabajas

6.2.1. Simulación circuito de filtrado pasabajas

Se hace un barrido en frecuencia para ver como responde el circuito mostrado en la Figura 10, obteniendo la gráfica mostrada en la Figura 26.

En la Figura 26, se puede observar el resultado de la simulación del barrido en frecuencia para el filtro pasabajas diseñado.

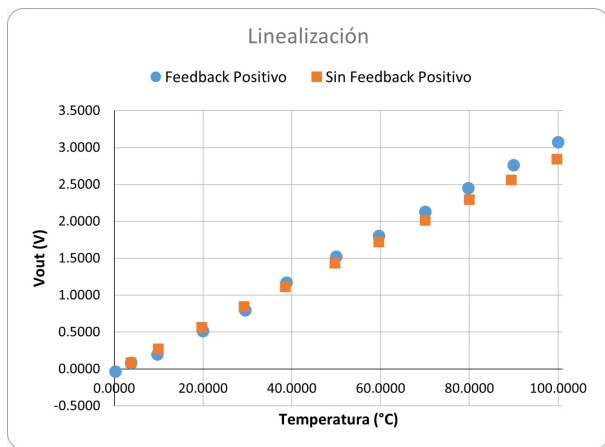


Figura 23: Comparación de mediciones con feedback positivo y sin feedback

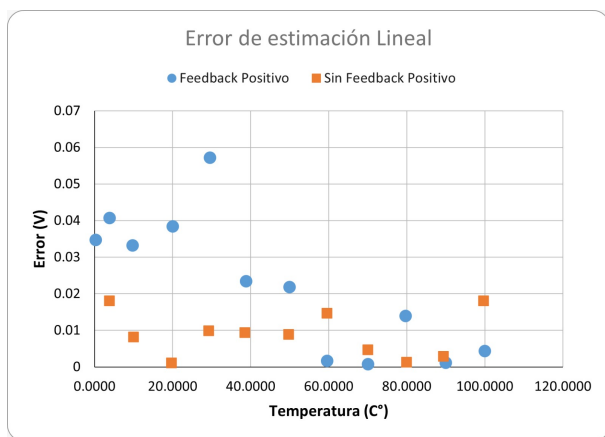


Figura 24: Error de estimación lineal

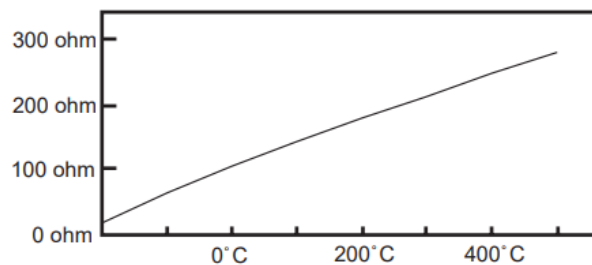


Figura 25: Gráfica del comportamiento del sensor de temperatura PT-100. Fuente: [12]

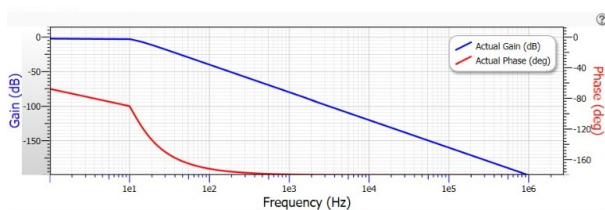


Figura 26: Resultado de simulación barrido en frecuencia para filtro pasabajas

Observamos que la caída de -3dB ocurre en la frecuencia objetivo de 10Hz, con la cual fue diseñado el circuito.

Luego, para obtener una validación experimental del comportamiento del filtro pasabajas, se realizaron mediciones utilizando dos amplificadores operacionales diferentes. La Figura 27 muestra el resultado experimental del barrido en frecuencia utilizando el amplificador operacional LM741, mientras que la Figura 28 presenta los resultados utilizando el amplificador operacional TL084.

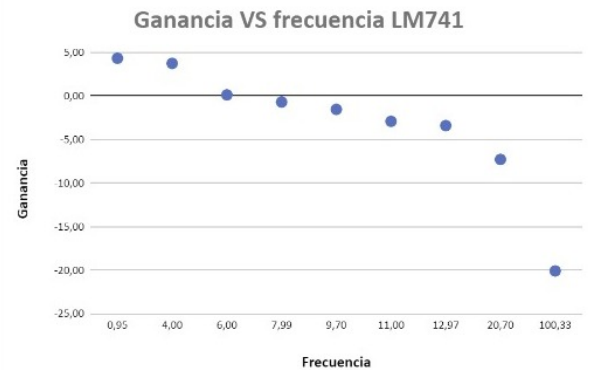


Figura 27: Resultado experimental de barrido en frecuencia para filtro pasabajas con amplificador LM741

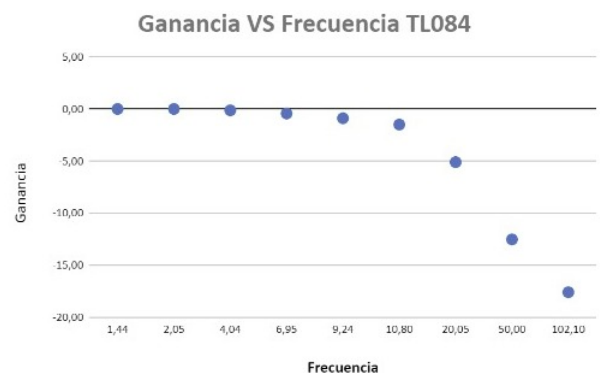


Figura 28: Resultado experimental de barrido en frecuencia para filtro pasabajas con TL084

En el caso del amplificador operacional LM741, se observa que la caída de -3dB ocurre nuevamente cerca de la frecuencia objetivo de 10Hz. Sin embargo, a medida que aumenta la frecuencia, la atenuación no se mantiene constante y presenta ciertas fluctuaciones en el comportamiento del filtro. Esto puede deberse a limitaciones del amplificador en altas frecuencias o a efectos de ruido y distorsión que influyen en la respuesta del filtro. Por otro lado, al utilizar el amplificador operacional TL084, se observa un comportamiento más cercano al de un filtro con una característica tipo Butterworth. La curva de atenuación muestra una forma más suave y consistente a lo largo del rango de frecuencias medidas. Esto sugiere que el TL084 es más adecuado para funcionar como un filtro

pasabajas con un comportamiento más predecible y estable en un rango más amplio de frecuencias.

6.3. Análisis de ruido

En el análisis de ruido del sistema, se llevaron a cabo cálculos teóricos y simulaciones específicas para evaluar el nivel de ruido presente en el sistema completo, centrándonos principalmente en el ruido de los amplificadores. Los cálculos teóricos arrojaron un valor estimado de ruido total de aproximadamente $2.3584 \mu V$ (Ver anexo 3), mientras que las simulaciones mostraron un valor ligeramente mayor, alrededor de $2.37 \mu V$.

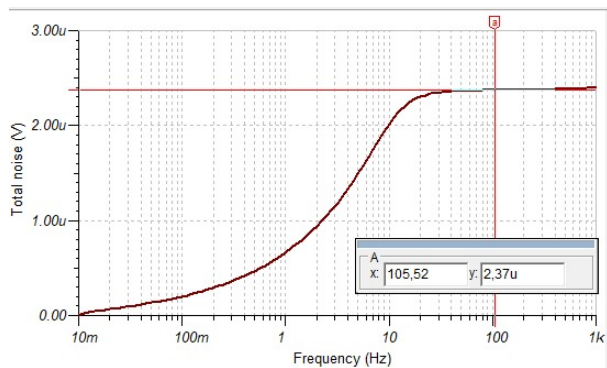


Figura 29: Resultado análisis del ruido total

La Figura 29 presenta los resultados del análisis del ruido total.

Además, se realizó un análisis de la Relación Señal-Ruido (SNR) para evaluar la calidad de la señal de interés en relación con el ruido presente en el sistema. La Figura 30 muestra los resultados del análisis SNR, donde se visualiza claramente la relación entre la frecuencia y la SNR expresada en decibelios (dB). De manera teórica se llegó a un $SNR = 65,816dB$ (Ver anexo 3) para el ancho de banda de 10Hz, sin embargo no es posible compararlos con los resultados de simulación ya que Tina-Ti no permite ver el SNR en un ancho de banda definido.

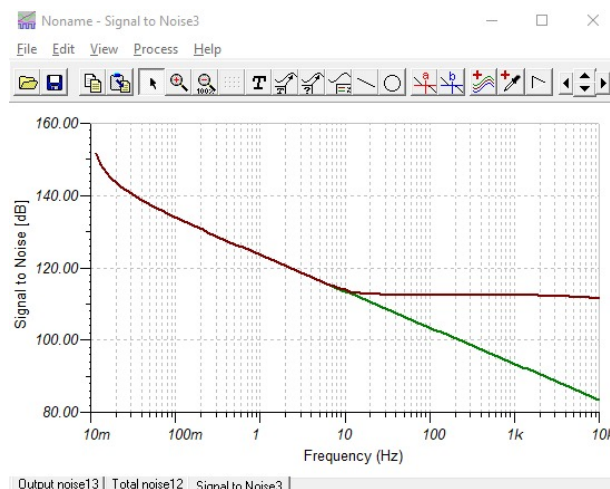


Figura 30: Resultado análisis SNR

Todos cálculos teóricos detallados se encuentran disponibles en el anexo 3 del informe para una referencia detallada. Los anexos proporcionan una visión completa de la metodología utilizada en los cálculos teóricos y permiten una mayor comprensión del análisis tanto del ruido como del SNR del sistema.

6.4. Caracterización PT100

Se recolectaron los datos de los dos sensores patrón y la PT100, tal como se muestra en la Tabla 2. Luego de obtener estos datos, se procedió a crear una gráfica comparativa entre los valores medidos como se ilustra en la figura 31.

PT100 Ω	TP300 $^{\circ}C$	Termocupla $^{\circ}C$
133.7	79.3	81
130.9	74.3	72
129.9	66.6	70
129.1	66.5	68
127.6	63.6	64
126.4	60.6	60
124.8	56.3	56
122.2	50.1	49
120.8	46.2	45
119.3	42.5	42
117.3	37.5	37
115.8	33.2	32
112.9	25.4	24
110.4	20.6	17
109.2	13.8	14
104.7	2.1	0

Tabla 2: Mediciones de PT100, TP300 y termocupla

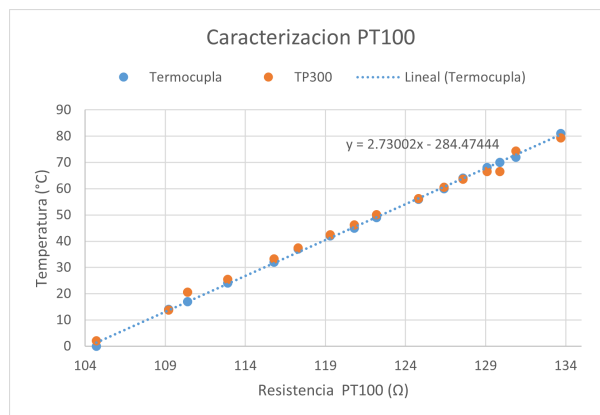


Figura 31: Curva de caracterización PT100

Tras analizar los resultados obtenidos en la Figura 31, se puede concluir que la termocupla presenta un comportamiento más lineal en comparación con el sensor TP300. Este aspecto ha sido determinante en la elección del sensor patrón para el proceso de caracterización.

La termocupla demostró una mayor proximidad y ajuste a la línea recta que representa la variación de la PT100 respecto a la temperatura. Esta mayor linealidad en el comportamiento de la termocupla sugiere una respuesta más precisa y confiable a los cambios de temperatura. Como resultado, al utilizar la interfaz para visualizar la temperatura de la PT100, obtuvimos resultados mucho más cercanos a los proporcionados por la termocupla.

6.5. Digitalización

Las pruebas realizadas para la cancelación del offset propio del ADC demostraron que, contrariamente a lo que se pensaba y recomendaba en el datasheet [5, p. 17], la cancelación del offset empeoraba las mediciones de voltaje en el ADC. Esto se puede apreciar claramente en la Figura 32, donde se observa que al medir la máxima tensión después de la cancelación del offset, los resultados son peores en comparación con la lectura directa del ADC.

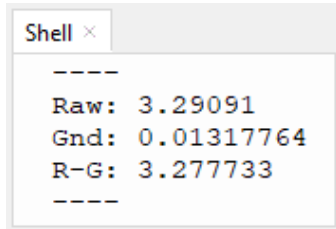


Figura 32: Resultados de cancelación offset del ADC

Se llevaron a cabo diversas pruebas utilizando distintos voltajes, pero los mejores resultados, comparando con un multímetro y osciloscopio, se obtuvieron al realizar la lectura directa del ADC, sin aplicar la cancelación de offset.

La resolución del ADC y, por ende, la resolución efectiva en la medición de la temperatura se ven afectadas por las modificaciones realizadas de acuerdo a las recomendaciones en el datasheet, ver Sección 5.4. Sin embargo, es importante tener en cuenta que el número efectivo de bits (ENOB) del ADC no es realmente 12 bits, como se menciona en el datasheet de la placa de desarrollo de la Raspberry Pi Pico [5].

En la documentación del microcontrolador RP2040 [13, sec 4.9.3], se especifica que el ENOB típico es de 8.7 bits. Considerando los ajustes realizados en nuestro sistema y que la caracterización en la documentación se llevó a cabo con equipos de alta calidad y bajo nivel de ruido, el ENOB de nuestro sistema se estima en aproximadamente 7.96 bits. Este valor se calculó teniendo en cuenta el voltaje registrado con el ADC conectado a GND.

6.6. Resultados diseño de la PCB

Una vez impresa la PCB, se procedió al montaje y soldadura de los componentes. Durante esta fase, se llevó a cabo una cuidadosa medición de las resistencias empleadas, utilizando equipos de medición de alta precisión, con el objetivo de conocer los valores reales del sistema. Esto permitió realizar una calibración precisa del sistema y ajustar adecuadamente los puntos de referencia del puente de Wheatstone, necesarios para una medición exacta de la temperatura.

En la Tabla 3 se presentan las mediciones de las resistencias utilizadas en la PCB, junto con sus indicativos correspondientes en el esquemático que se encuentra en el Anexo 1.

6.7. Resultado final

Después del montaje en PCB del sistema se hicieron pruebas finales del comportamiento y precisión del sistema usando la

Resistencia	Valor Ω
R1	3880
R2	3880
R3	99.9
R6	100.7
R7	117.5
R9	20.2

Tabla 3: Valor real de resistencias usadas

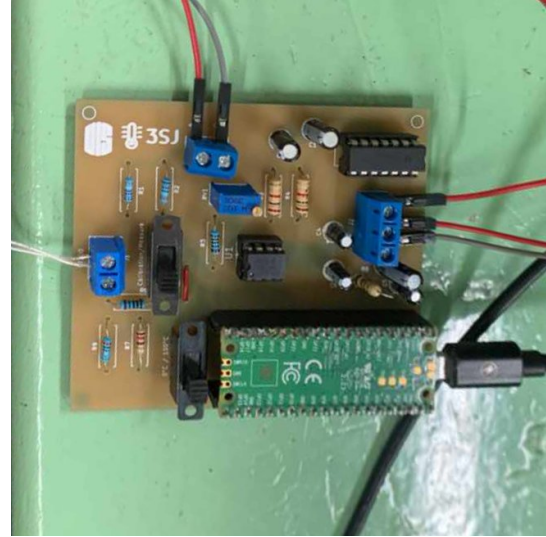


Figura 33: Resultado final en la PCB

interfaz gráfica. En la Figura 34 se muestra un gráfico comparativo de temperatura vs. temperatura, donde se comparan las mediciones de la PT100 en la interfaz implementada, con las mediciones realizadas utilizando dos termómetros patrones: una termocupla y un TP300.

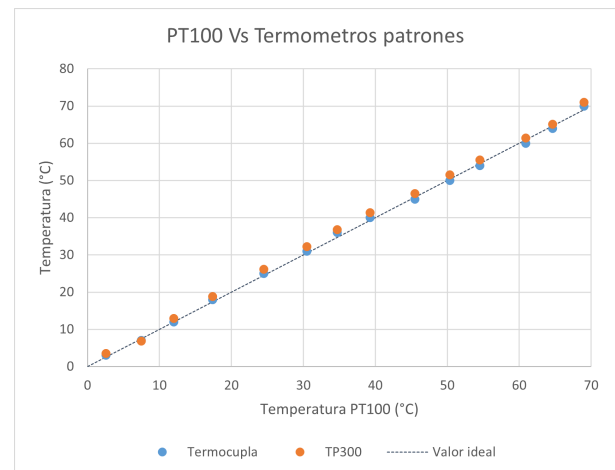


Figura 34: Comparación de mediciones de temperatura utilizando PT100 vs termocupla y TP300

Esta gráfica refleja cómo el medidor de temperatura se desempeña en relación con los termómetros que fueron seleccionados previamente. Durante la caracterización, se sometió el instrumento a diversas condiciones y rangos de temperatura

para evaluar su rendimiento y precisión.

7. CONCLUSIONES

- Si bien existe una tabla característica que muestra la relación entre la temperatura y la resistencia en una PT100, es de vital importancia llevar a cabo una caracterización específica de la PT100 que se vaya a utilizar en el sistema de medición de temperatura. Esto se debe a que el comportamiento real de la PT100 puede variar significativamente de lo esperado, afectando la precisión y confiabilidad de las mediciones.
- El ADC de la Raspberry Pi Pico, a pesar de no alcanzar los 12 bits de resolución como lo vende el fabricante, demostró ser suficiente para obtener mediciones de temperatura con una precisión de hasta 1°C.
- En conclusión, este proyecto nos ha brindado una valiosa oportunidad para aplicar los conocimientos adquiridos en la asignatura de diseño de sistemas electrónicos. A través de este proceso, hemos podido profundizar en diversas habilidades, como la investigación, el trabajo en laboratorio, el diseño de PCB, la instrumentación y la programación de microcontroladores. Esta experiencia integral en el campo de la electrónica y la ingeniería nos ha fortalecido en términos de habilidades técnicas y blandas, como el trabajo en equipo y la capacidad de resolver problemas complejos. A lo largo del proyecto, hemos enfrentado desafíos y aprendido a superar obstáculos, lo que nos ha proporcionado una base sólida para futuros proyectos y aplicaciones en el campo de la electrónica. Estamos satisfechos con los resultados obtenidos y creemos que este proyecto ha sido un paso importante para nuestra formación académica y profesional. Ha sido una experiencia enriquecedora que nos motiva a seguir explorando y perfeccionando nuestras habilidades en el ámbito de la ingeniería electrónica, con el objetivo de contribuir al desarrollo de soluciones innovadoras y funcionales en el futuro.

RECOMENDACIONES

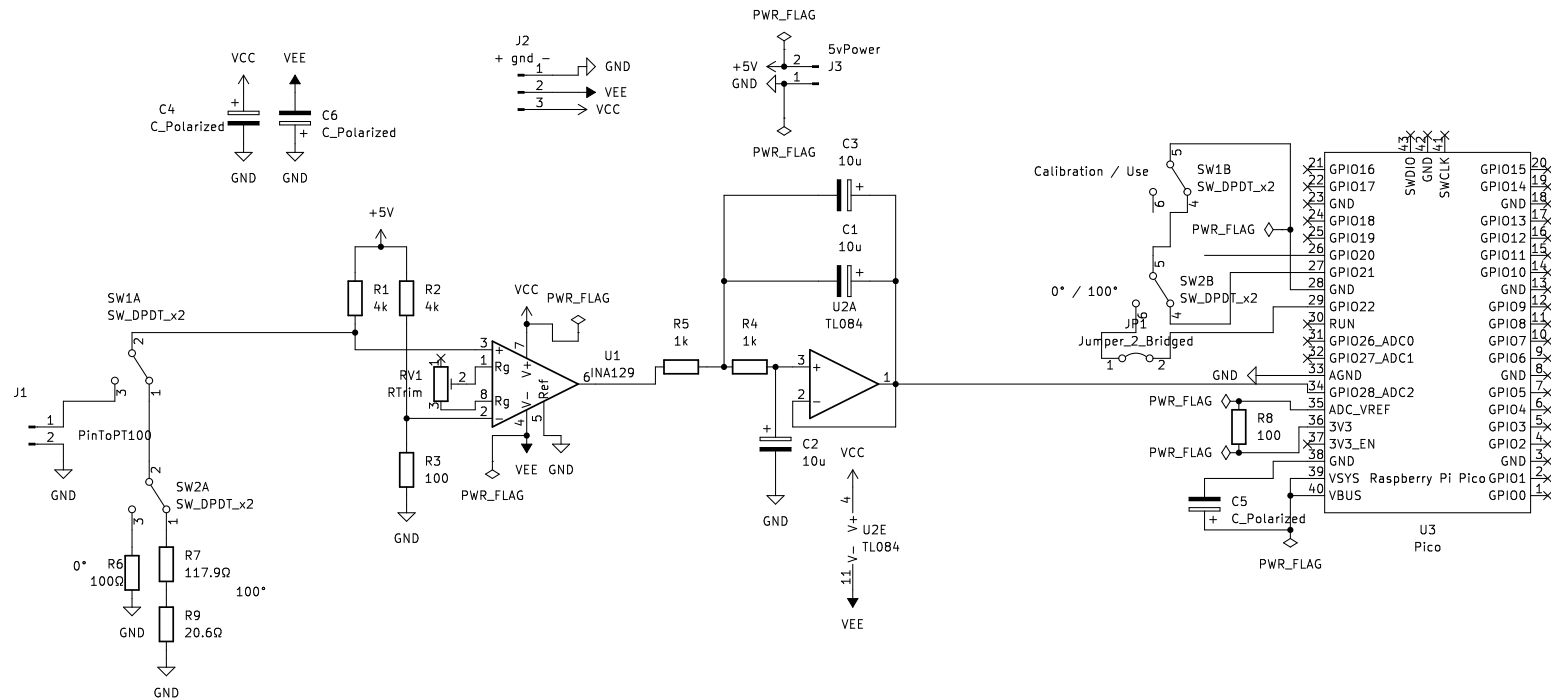
- Una mejora potencial para futuras versiones de este sistema sería considerar el uso de una resistencia variable en el puente de Wheatstone. Esto permitiría ajustar la resistencia para que el puente esté equilibrado a una temperatura específica, como 0°C, lo que eliminaría el offset en la tensión medida y garantizaría que la salida del puente sea 0V a dicha temperatura de referencia.
- Para una mayor precisión se recomendaría usar un ADC externo que ofrezca una resolución superior y un ENOB mayor al de la Raspberry Pi Pico. Además, se recomendaría utilizar una fuente de referencia precisa para el ADC. De esta manera, se lograría una mayor resolución en la lectura de la temperatura y se abriría la posibilidad de ajustar el sistema para ampliar a un rango de medición de temperatura mayor a 0-100°C.

- Una mejora interesante sería adaptar el sistema para poder conectar una PT100 de 3 hilos. Esta modificación podría aumentar la precisión y exactitud de las mediciones, ya que permite reducir el efecto de la resistencia del cableado en las mediciones de temperatura.
- Utilizar otro microcontrolador de tamaño reducido y con conectividad a internet podría permitir una implementación IoT que facilite la instalación, el uso y la visualización de los datos, además de reducir los costos de fabricación. Esta mejora potencial elevaría la calidad del sistema y ofrecería una solución más avanzada y versátil.

REFERENCIAS

- [1] C. Murphy, "Efficient implementation of analog signal processing functions in xilinx all programmable devices," *Xilinx, Inc*, 3 2018.
- [2] B. Trump, "Analog linearization of resistance temperature detectors," *Analog Applications*, 2011.
- [3] "Filtro lineal - academia lab," Sitio web. [Online]. Available: <https://academia-lab.com/enciclopedia/filtro-lineal/>
- [4] "Filtro pasa bajas butterworth." [Online]. Available: <https://gc.scalahed.com/recursos/files/r145r/w868w/U3tga3.html>
- [5] R. P. Foundation, "Raspberry pi pico datasheet," Online, 2023. [Online]. Available: <https://datasheets.raspberrypi.com/pico/pico-datasheet.pdf>
- [6] Texas Instruments, "Tina-ti, texas instruments." [Online]. Available: <https://www.ti.com/tool/TINA-TI>
- [7] L. S. Cryotronics, "PT100 Datasheet," Online. [Online]. Available: <http://irtfweb.ifa.hawaii.edu/iqup/domeenv/PDF/pt100plat.pdf>
- [8] A. Creus, *Instrumentación Industrial*, 8th ed. Alfaomega, 2011.
- [9] UNI-T, *UT33C+ Multimeter User Manual*, UNI-T Group Corporation, China, 2023, online. [Online]. Available: <https://meters.uni-trend.com/product/ut33plus-series/>
- [10] AikTryee, "PT300 Manual de usuario," Online, 2018. [Online]. Available: <https://manuals.plus/wp-content/uploads/2023/06/D1YU5KXb98L.pdf>
- [11] Sebastian-GA, "PyPlotter," Online, 2023. [Online]. Available: <https://github.com/Sebastian-GA/PyPlotter>
- [12] A. . C. . Instrumentation, "Nota tecnica PT100," Online, 2018. [Online]. Available: <http://www.arian.cl/downloads/nt-004.pdf>
- [13] R. P. Foundation, "Rp2040 datasheet," Online, 2023. [Online]. Available: <https://datasheets.raspberrypi.com/rp2040/rp2040-datasheet.pdf>

APÉNDICE ANEXO 1: ESQUEMA DEL CIRCUITO DISEÑADO



Pineda Cardozo Juliana Lucía
 Valero García Laura Sofía
 García Angarita Sebastián
 Guerrero Peña Juan Sebastian

Diseño de sistemas electrónicos

Sheet: /

File: RTD.kicad_sch

Title: RTD Project

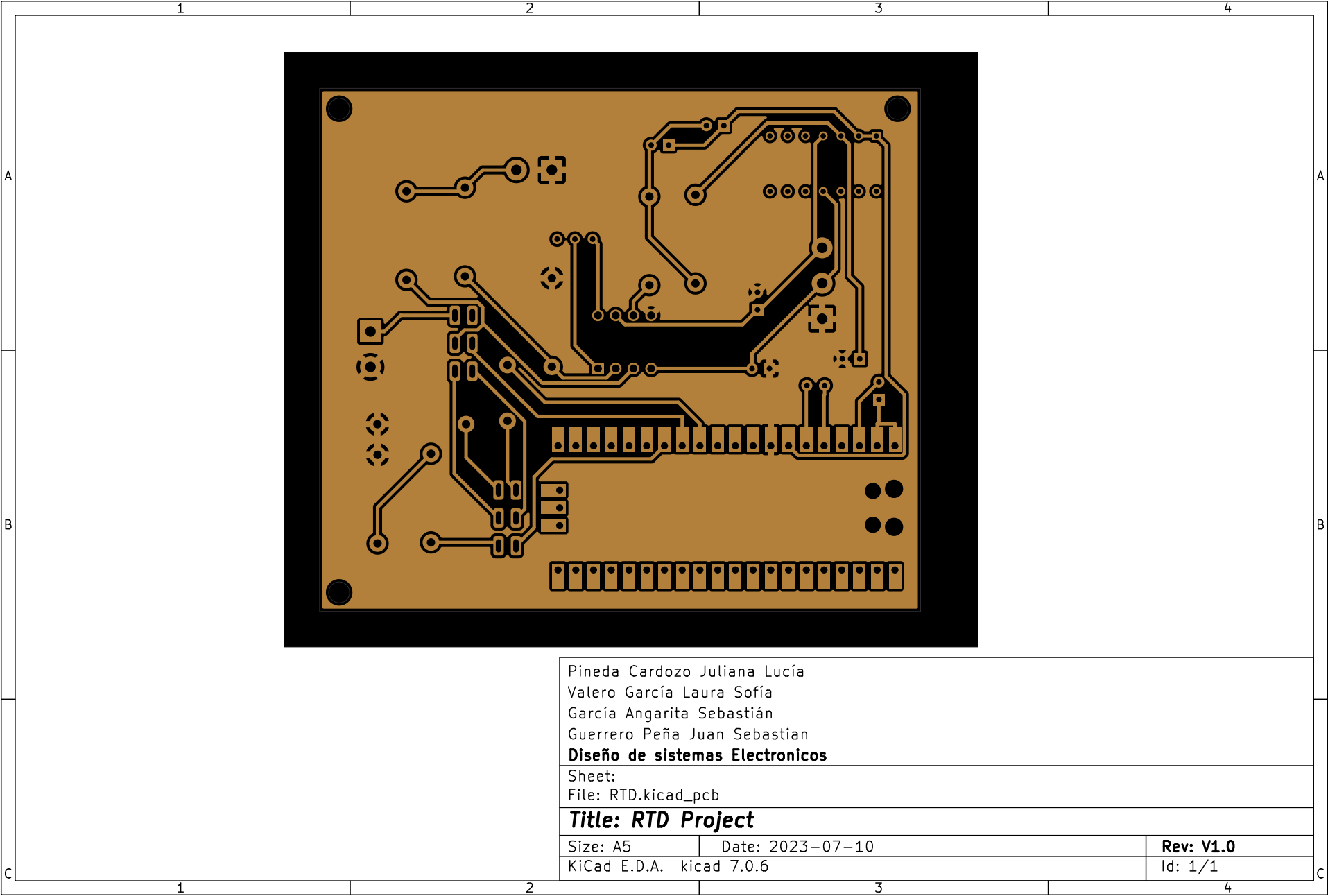
Size: A4 Date: 2023-07-10

KiCad E.D.A. kicad 7.0.6

Rev: V1.0

Id: 1/1

ANEXO 2: DISEÑO DE PCB



Pineda Cardozo Juliana Lucía Valero García Laura Sofía García Angarita Sebastián Guerrero Peña Juan Sebastian Diseño de sistemas Electronicos		
Sheet: File: RTD.kicad_pcb		
Title: RTD Project		
Size: A5	Date: 2023-07-10	Rev: V1.0
KiCad E.D.A. kicad 7.0.6		Id: 1/1

Calculos de Ruido

En este documento se usaron las siguientes ecuaciones para calcular ruido de banda plana y ruido flicker.

Ruido de banda plana

$$BW_x = K_n * f_H$$

$$E_{n_{BB}} = e_{BB} \sqrt{BW_n}$$

Where:

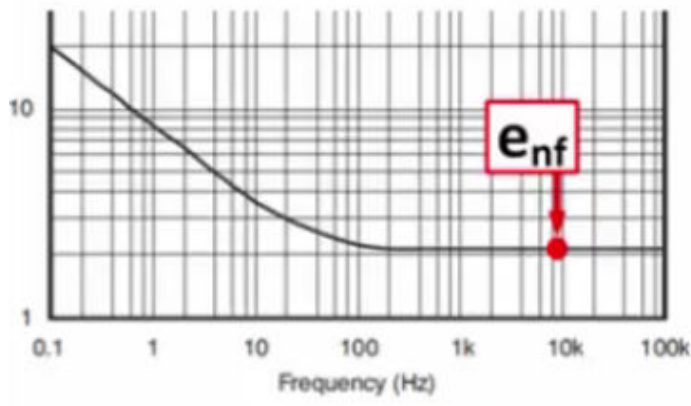
BW_x : Ancho de banda del ruido (Brick Wall filter).

K_n : Factor de correccion Brick Wall

f_H : -3dB despues de la frecuencia de corte

$E_{n_{BB}}$: RMS del ruido total de banda plana

e_{BB} : Densidad espectral de la banda plana



Ruido Flicker

$$e_{n_{normal}} = e_{nf} \sqrt{f_o}$$

$$E_{n_{flicker}} = e_{n_{normal}} \sqrt{\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)}$$

Where:

$e_{n_{normal}}$: Densidad de ruido espectral normalizado a un 1 Hz

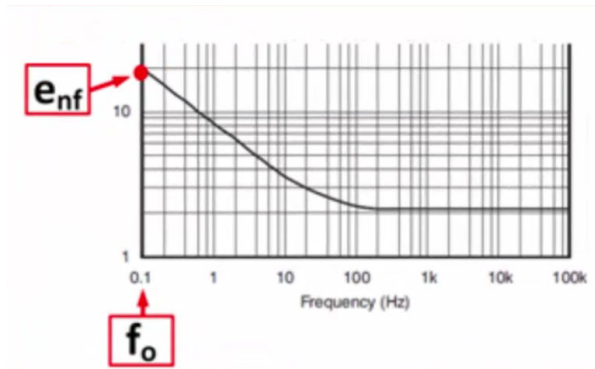
e_{nf} : Ruido en la frecuencia mas baja dada en la curva 1/f

f_o : Frecuencia mas baja dada en la curva 1/f

$E_{n_{flicker}}$: Ruido total 1/f en RMS

f_H : Frecuencia de corte baja

f_L : Frecuencia de corte alta



Superposicion de ruidos:

$$E_T = \sqrt{(E_1)^2 + (E_2)^2 + \dots + (E_n)^2}$$

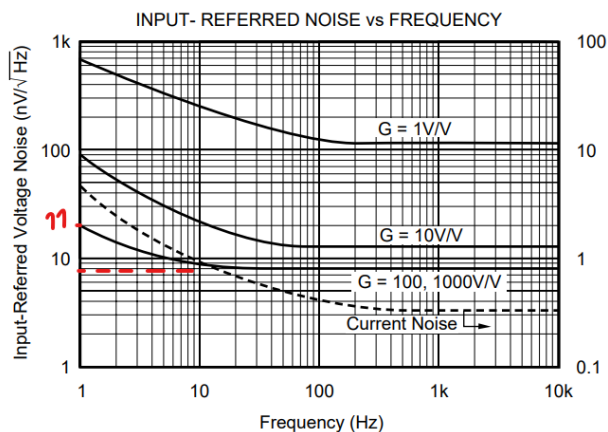
fuelle: <https://www.ti.com/video/series/ti-precision-labs-op-amps.html>

Calculos

Frecuencia de corte

$f_c = 11.23$; % -3dB despues de los 10hZ
 $K_n = 1.22$; % factor usado para filtros de segundo orden
 $BW = K_n \cdot f_c$;
 $f_l = 0.1$; % Usado generalmente
 $G_{ina} = 60$; %Ganancia del ina
 $G_{tl} = 1$; % Ganancia del TL084

Ruido en el INA



% Datos sacados del datasheet

```
e_BB = 8*10^-9; % nV
f0 = 1; %Hz
enf = 11*10^-9; %nV/raiz(hz)
```

```
% Banda plana
Ennb1 = e_BB*sqrt(BW)
```

Ennb1 = 2.9611e-08

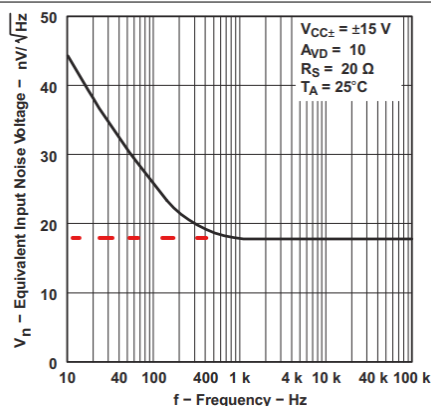
```
% Flicker
Enormal = enf * sqrt(f0);
Enflick1 = Enormal * sqrt(log(BW/f1))
```

Enflick1 = 2.4399e-08

```
% Flicker + pandablana
E1 = sqrt(Enflick1^2+Ennb1^2)
```

E1 = 3.8369e-08

Ruido del TL



```
e_BB = 18*10^-9; % nV
f0 = 10; %Hz
enf = 45*10^-9; %nV/raiz(hz)
```

```
%Banda plana
Ennb2 = e_BB*sqrt(BW)
```

Ennb2 = 6.6626e-08

```
%Flicker
Enormal = enf * sqrt(f0);
Enflick2 = Enormal * sqrt(log(BW/f1))
```

Enflick2 = 3.1564e-07


```
% Flicker + pandablana
E2 = sqrt(Ennb2^2+Enflick2^2)
```

```
E2 = 3.2260e-07
```

Ruido de resistencias:

```
k = 1.38*10^-23;
T = 298;
R = 195.12; % resistencias equivalentes del puente de wheastone
ER = sqrt(4*k*T*BW*R)
```

```
ER = 6.6313e-09
```

Sumar los ruidos:

```
Et = sqrt((E1*Gina)^2+(Gina*ER)^2+E2^2)*Gt1
```

```
Et = 2.3584e-06
```

Ruido total: $2.3584 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$

Calculo de SNR

$$SNR = \frac{P_{signal}}{P_{noise}}$$

```
Psignal = 3^2 % Potencia de la señal DC maxima a la salida
```

```
Psignal = 9
```

```
Pnoise = Et % Potencia del ruido total a la salida
```

```
Pnoise = 2.3584e-06
```

```
SNR = Psignal/Pnoise
```

```
SNR = 3.8161e+06
```

```
SNR_db= 10*log10(SNR) % dB
```

```
SNR_db = 65.8162
```

SNR en decibelios: 65.8162 dB