



# MICRO AND MILI CURRENT MEASUREMENT

2202326 Valeria de los Angeles Sarmiento Clavijo  
2205606 Juan Camilo Romero González

[Enlace repositorio GitHub](#)

## 1. RESUMEN

Este informe tiene como propósito presentar el diseño de un sistema portátil para la medición precisa de micro y mili corrientes en el microcontrolador ESP32, empleando técnicas de medición que aseguran alta precisión y bajo voltaje de carga. El sistema fue diseñado con la capacidad de conmutar entre rangos de medición de manera automática y manual, y se elaboró un esquema eléctrico junto con el diseño de la PCB, priorizando la optimización del tamaño, el consumo energético y el costo de fabricación. Los resultados obtenidos en algunas simulaciones y pruebas de los elementos apoyan que el sistema podría medir con exactitud el consumo del ESP32 en distintos modos de operación, incluyendo la alternancia entre el modo normal y el modo de sueño profundo, lo que permite además la transmisión y visualización remota de los datos a través de una aplicación desarrollada con APP Inventor. La implementación de este sistema representa una herramienta eficaz para la medición precisa del rendimiento energético del ESP32, lo cual resulta esencial para optimizar su uso en aplicaciones de bajo consumo.

## 2. INTRODUCCIÓN

En el ámbito del diseño de sistemas electrónicos embebidos, la capacidad de medir con precisión la corriente consumida por un dispositivo es fundamental para evaluar su eficiencia energética, especialmente cuando se trata de microcontroladores utilizados en aplicaciones portátiles, IoT o sistemas alimentados por batería. Conocer el perfil de consumo de corriente permite no solo validar el comportamiento del sistema bajo distintos estados operativos, sino también identificar oportunidades de optimización en términos de hardware y software.

Uno de los desafíos más relevantes al medir corrientes en sistemas modernos es abarcar un rango amplio que incluya tanto el consumo típico en operación activa (del orden de los miliamperios), como el consumo en modos de bajo consumo o sueño profundo (en el rango de los microamperios). Para que un instrumento de medición sea adecuado en estos contextos, debe ser capaz de operar con una alta resolución y baja incertidumbre dentro de estos rangos, además de introducir una carga mínima al circuito bajo prueba, es decir, mantener un Burden voltage suficientemente bajo para no afectar el comportamiento del sistema medido.

En general, un sistema de medición de corriente confiable debe ofrecer rangos que cubran desde aproximadamente 1  $\mu\text{A}$  hasta 100 mA, con una resolución mínima que permita distinguir variaciones menores dentro de cada rango. Además, el Burden voltage no debería exceder los 1 mV por cada 100  $\mu\text{A}$  o 100 mA para evitar distorsionar las condiciones reales del circuito. Estos requisitos plantean la necesidad de un diseño cuidadosamente balanceado entre precisión, bajo consumo, tamaño compacto y costo razonable.

Como consecuencia el presente trabajo aborda el desarrollo de un sistema portátil de medición de corriente diseñado para evaluar el consumo de un microcontrolador ESP32.

## 3. OBJETIVOS

### Objetivo General:

Diseñar un circuito portátil alimentado por batería que mida de manera automáticamente o manual la corriente de operación normal y de sueño profundo de un ESP32 en dos rangos (mA o  $\mu\text{A}$ ), optimizando tamaño, consumo y costo, con transmisión inalámbrica.



### Objetivos Específicos:

- Investigar y seleccionar la técnica de medición de corriente que cumpla con un burden voltaje de 1 mV/100 mA y 1 mV/100  $\mu$ A, asegurando precisión en ambos rangos.
- Diseñar el circuito de medición con cambio de rango manual y automático, garantizando que la salida no supere 1000 mV en ningún modo.
- Elaborar el esquema eléctrico y el layout del PCB, priorizando la minimización de tamaño, consumo energético y costo de fabricación.
- Programar el microcontrolador ESP32 al cual se le realizara la medición de corriente para alternar periódicamente (cada 10 [s]) entre operación normal y modo de sueño profundo.
- Desarrollar la interfaz inalámbrica para recepción, visualización y registro de datos.

### 4. MARCO TEORICO

La resistencia Shunt es un tipo de resistor de baja resistencia generalmente en el rango de micro ohmios a mili ohmios diseñada para medir la corriente eléctrica de manera indirecta generando una caída de tensión proporcional a la corriente que pasa a través de ella, a través del voltaje medido y utilizando la ley de ohm se calcula la corriente realizando una medición indirecta.

$$i_{shunt} = \frac{V_{shunt}}{R_{shunt}}$$

A partir de la resistencia shunt se genera el burden voltaje el cual es el voltaje que tiene la resistencia de medición cuando se mide la corriente; se considera una característica clave debido a que tiene un impacto directo en la precisión de la medición ya que afecta exactitud con la cual se puede medir la corriente.

$$V_{burden} = I_{medido} \cdot R_{burden}$$

Para mejorar la precisión de la medición se utiliza la configuración Kelvin o método de los 4 hilos el cual se define como una técnica utilizada para medir con precisión componentes eléctricos de baja resistencia, evitando los errores causados por la resistencia de los cables y contactos de prueba. Como consecuencia de lo anterior, se utiliza dos cables para

suministrar a corriente a la carga (resistencia) y dos para medir el voltaje directamente en la resistencia sin que la corriente pase por los cables de medición, lo anterior minimiza los errores causados por las caídas de voltaje en los cables de conexión.

Teniendo en cuenta que el voltaje de la resistencia shunt es en el orden de milis se necesita una etapa de amplificación para su correcto funcionamiento para ello se utilizan amplificadores de instrumentación los cuales poseen dos terminales de entrada, uno de salida y una referencia en caso de que se desee agregar un offset a la señal, la ganancia de estos Opam viene dada por una resistencia externa que se conecta a dos terminales.

$$A = 1 + \frac{R_{Interna\ del\ opam}}{R_{Externa}}$$

Debido a la variación del rango de corriente (micros o milis) en el medidor se necesita un dispositivo para la conmutación de las señales, tal como un transistor, el cual es un dispositivo semiconductor de tres terminales que controla el flujo de corriente entre dos de ellas mediante un voltaje o corriente aplicado a la tercera, entre los diferentes tipos de transistores se considera el MOSFET de canal-N (Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor) que regula el flujo entre fuente y drenador creando un canal conductor al aplicar un voltaje positivo en la puerta, lo que le confiere alta impedancia de entrada, rápida conmutación y eficiencia en aplicaciones de potencia y lógica digital.

El control, manejo y lectura de las señales es un aspecto importante en la elaboración del proyecto por eso se utiliza un microcontrolador, el cual es un circuito integrado que reúne en un solo chip un procesador, memoria y periféricos de entrada/salida, diseñado para ejecutar programas específicos de control en sistemas embebidos sin necesidad de un sistema operativo complejo. En específico una ESP32 la cual es un microcontrolador tipo System-on-Chip (SoC) desarrollado por Espressif Systems que integra un procesador dual-core, memoria y múltiples interfaces de comunicación inalámbrica como Bluetooth Low Energy (BLE) que permite la transmisión inalámbrica eficiente y de bajo consumo de energía entre dispositivos compatibles, facilitando su implementación en proyectos IoT y sistemas embebidos.

Parámetro	Mínimo	Máximo	Unidad
Voltaje de la fuente de alimentación	-0.3	3.6	[V]

Corriente de salida acumulativa	-	1.100	[mA]
Corriente suministrada por la fuente de alimentación externa	0.5	-	[A]

**Tabla 1.** Valores de operación de la ESP32 para algunos parámetros.

El ESP32 permite tener diferentes modos de operación uno de ellos es el modo de sueño profundo (deep sleep) un estado de bajo consumo energético diseñado para reducir significativamente el consumo de corriente durante periodos de inactividad prolongada.

Modo de energía	Descripción	Consumo de energía
Sueño profundo	El coprocesador ULP está encendido	150 $\mu$ A
	Patrón monitoreado por sensor ULP	100 $\mu$ A @1% duty
	Temporizador RTC + memoria RTC	10 $\mu$ A @1% duty

**Tabla 2.** Consumo de energía por modo de energía

## 5. DESARROLLO

Para desarrollar el circuito que mida la corriente de un microcontrolador, como el ESP32, se debe tener en cuenta ciertas características, entre ellas los distintos modos de operación del dispositivo. Dependiendo del modo en que funcione, el circuito integrado consumirá más o menos corriente.

Pensando en ello se tuvieron en cuenta dos rangos de medición, para corrientes en escala de miliamperios y corrientes en escala de microamperios. Así mismo se propuso medir la corriente del circuito empleando resistencias shunt, donde el valor de estas se determinó por:

### 5. 1. Valor de resistencia para rango de microamperios

Burden voltaje: 1 mV/100  $\mu$ A

$$R_{\mu} = \frac{1mV}{100\mu A} = 10m\Omega$$

### 5. 2. Valor de resistencia para rango de miliamperios

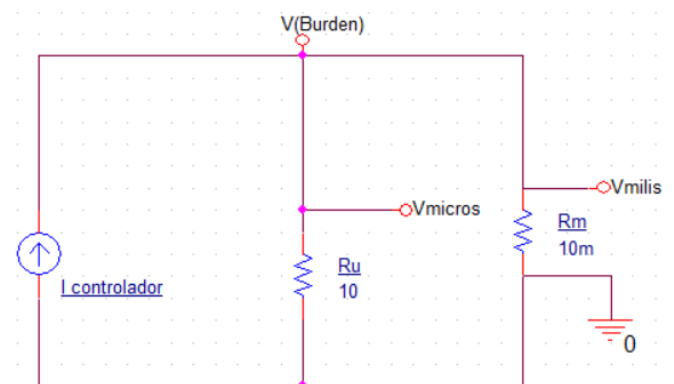
Burden voltaje: 1 mV/100  $\mu$ A

$$R_m = \frac{1mV}{100\mu A}$$

$$= 10\Omega$$

Con estos valores de resistencia se estableció la primera parte que estaría dada por los rangos de medición de corriente.

### 5. 3. Selección del tipo de resistencias



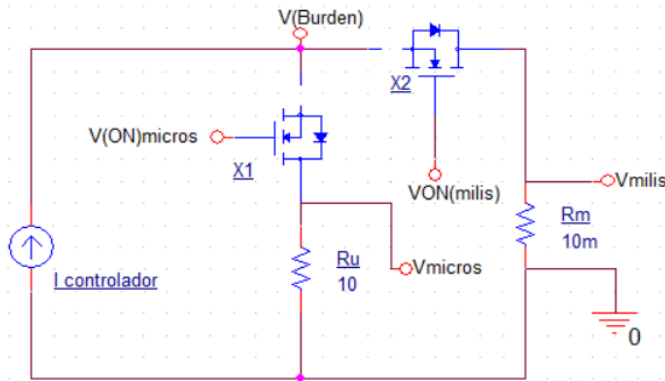
**Figura 1:** Conexión de las resistencias para medir la corriente.

Para garantizar una medición de corriente precisa implica medir con precisión la caída de tensión generada en las resistencias, por ello se consideró emplear una resistencia Kelvin de 10 mili ohm (LVK12R010DER); este tipo de resistencia posee 4 terminales, por dos de estos va a circular la corriente del microcontrolador y en los otros dos se obtendrá una caída de tensión que elimina las influencias de voltajes externos de cableado o del transistor.

En el caso de la resistencia de 10 ohm al ser de un valor alto en comparación a la resistencia de encendido del transistor se puede usar una resistencia shunt convencional (CPF0402B10RE).

### 5. 4. Método de cambio de rango

Como se requieren tres modos de operación (Medir corriente en escala de micros, milis y auto rango) controlados desde un aplicativo móvil se plantea que haya una conmutación para las resistencias mediante dos transistores MOSFET canal N activados por unos OPAMP comparadores (ver Figura 2).



**Figura 2:** Modo de cambio del rango de escala.

En la figura 2 se observan dos transistores que funcionan como interruptores los cuales cumplen la función de conectar o desconectar la resistencia, en el caso de una corriente de 100 miliamperios el MOSFET X2 recibirá un voltaje de polarización para permitir el flujo de la corriente por la resistencia de menor valor generando así un Burden voltaje de 1mV, por otro lado el MOSFET X1 recibir una tensión de puerta de cero voltios, lo que impedirá el paso de la corriente a través de la resistencia de mayor valor; para el caso de una corriente de 100 micro amperios el proceso es el mismo pero se activan los transistores de manera opuesta a lo anteriormente mencionado.

### 5. 5. MOSFET de conmutación

Para seleccionar los transistores MOSFET encargados de activar la salida en escala de miliamperios o microamperios se buscó un transistor con una baja resistencia de encendido para no afectar significativamente en la medición (especialmente en el caso de la resistencia que mide la corriente en escala de miliamperios); también se buscó que tuviese una muy buena velocidad de conmutación para poder alternar entre modos de manera rápida.

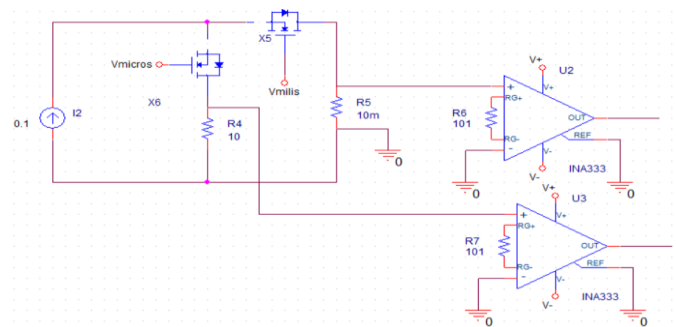
Referencia	Ron	I max	Vds	Tiempo de conmutación (tr/ta)	Precio
CSD18540Q5B	2.6m	29 A	60 V	2.7ns/8ns	\$10.809
BSS138	320m	0.2 A	50 V	20ns/20ns	\$1.150
IRLZ34N	35m	30 A	55 V	30ns/60ns	\$6.100
SI2302	85m	2.3 A	20 V	10ns/10ns	\$1.719

**Tabla 3:** Tabla comparativa de transistores MOSFET

En la tabla 1 se encuentran los modelos de transistores Mos más relevantes que se consultaron para el proyecto, de entre estos se optó por emplear el **CSD18540Q5B**, este transistor en especial tiene una resistencia de encendido muy baja, lo cual es esencial para la aplicación, también se puede observar que tiene un precio relativamente económico considerando sus características.

### 5. 6. Amplificador de instrumentación.

Un aspecto importante a tener en cuenta es que la caída de tensión presente en las resistencias al pasar por ellas la corriente del microcontrolador generan una baja tensión en los terminales de estas, por lo tanto, se requiere de un proceso de amplificación para elevar la tensión a rango que sea más fácil de procesar para su transmisión al aplicativo móvil.



**Figura 3:** Configuración del amplificador de instrumentación para amplificar la tensión presente en las resistencias shunt.

En solución a lo mencionado anteriormente se optó por usar un amplificador de instrumentación para darle más amplitud a la señal proveniente de las resistencias seleccionadas para medir la corriente, para elegir este amplificado se consideraron los siguientes modelos.

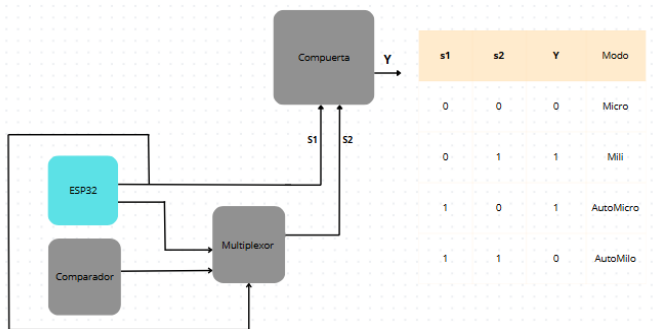
Referencia	Offset	Consumo en reposo	CMRR	Rango de alimentación	Slew rate	Precio
INA333	25uv	50 $\mu$ A	100db	$\pm 1.8 - \pm 5.5$ V	0.05V/ $\mu$ s	\$16.419
AD620	50 $\mu$ V	1.3 mA	100 dB	$\pm 2.3 - \pm 18$ V	1.2 V/ $\mu$ s	\$56.505
INA128	50 $\mu$ V	700 $\mu$ A	120 dB	$\pm 2.25 - \pm 18$ V	0.5 V/ $\mu$ s	\$33.452
LT1167	500 $\mu$ V	20 $\mu$ V	110 dB	$\pm 2 - \pm 18$ V	0.4 V/ $\mu$ s	\$48.602
AD8237	15 $\mu$ V	115 $\mu$ A	106 dB	$\pm 1.8 - \pm 5.5$ V	0.15V/ $\mu$ s	\$20.514
MAX4466	500 $\mu$ V	24 $\mu$ A	112 dB	$\pm 2.4 - \pm 5.5$ V	0.2 V/ $\mu$ s	\$6.633

**Tabla 4:** Tabla comparativa de los diferentes amplificadores de instrumentación.



En este caso el amplificador seleccionado para implementar en el proyecto es el INA333, dado que es un amplificador de bajo offset y consumo de corriente; además presenta un buen rechazo en modo común lo cual es indispensable para el montaje del medidor de corriente. Aunque existen otros opams de mejores características son más costosos y difíciles de conseguir.

### 5. 8. Selección de la compuerta y multiplexor.



**Figura 4.** Sistema de control de activación de los transistores de acuerdo con el modo de trabajo.

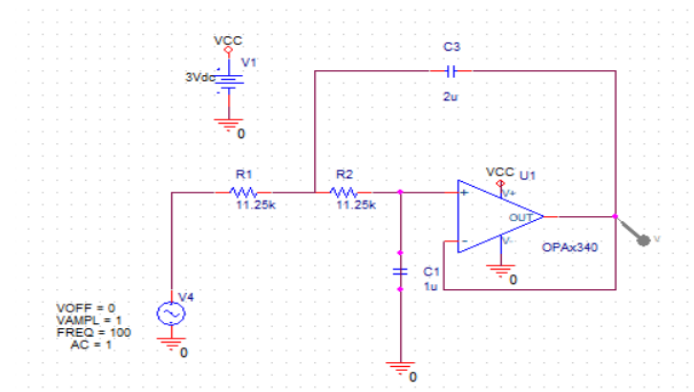
Para lograr una medición precisa de los diferentes rangos de corriente utilizando las dos resistencias shunt, se planteó inicialmente emplear un multiplexor 2 a 1, controlado por una sola señal. El multiplexor selecciona la señal que ingresará a la compuerta XOR, permitiendo activar o desactivar selectivamente las resistencias shunt según el rango de corriente necesario.

En Figura 4 la señal de control s1 (Correspondiente al modo auto) determina cuál de las dos señales de entrada del multiplexor se selecciona ya sea la dada por el modo manual (mili o micro) o la de comparador cuando está en modo automático, lo que a su vez afecta la entrada de la compuerta XOR. La salida Y de la compuerta XOR está definida por la combinación de las señales de control vista en la tabla de verdad, que determina el modo de operación (Micro, Mili, AutoMicro o AutoMili). De esta manera, el multiplexor y la compuerta XOR trabajan en conjunto para asegurar que el sistema seleccione el rango adecuado y realice las mediciones con precisión.

Por lo anterior se seleccionó el multiplexor 2 a 1 SN74LVC1G3157 debido a que es solo de un canal, su tensión de operación está en el rango de 1.5 [V] a 5.5 [V], además de su alta rapidez y bajo costo de \$514 pesos colombianos. Referente a la compuerta XOR se seleccionó SN74LVC1G86-Q1 de un solo canal debido a su bajo costo de \$3.700 pesos con un rango de tensión de operación de 1.65 [V] a 5.5[V], pero se indica que se puede considerar también los integrados SNx4HC86 por ser bastante comerciales, pero con el inconveniente que vienen cuatro compuertas por integrado lo que aumenta su tamaño y costo.

### 5. 9. Selección del OPAM para el filtro pasa bajos.

Los ADC suelen ser sensibles al ruido de alta frecuencia, lo que puede distorsionar las mediciones, especialmente cuando se están midiendo señales de baja amplitud o de baja frecuencia. Un filtro pasabajos permite reducir este ruido, garantizando que solo las frecuencias dentro del rango deseado sean procesadas, lo que mejora la precisión y estabilidad de la lectura. Por lo anterior, se decidió aplicar un filtro Butterworth con una frecuencia de corte de alrededor 10 Hz, tal como se observa en la Figura 5.



**Figura 5.** Diseño del filtro Butterworth para adecuar las señales de entrada del ADC.

Entre las opciones vistas en Tabla 5. se seleccionó el OPA340 como buffer debido a su bajo offset (150  $\mu$ V), lo que minimiza la distorsión en la señal de entrada, y su alto CMRR (92 dB), que ayuda a rechazar cualquier interferencia común o ruido, mejorando la calidad de la señal que se entrega al ADC. Aunque referente al costo hay mejores opciones se decidió mantener esa elección debido a que adicionalmente en las características anteriores y en el datasheet se observan que muchas de sus





aplicaciones son enfocadas a el control y filtrado de señales para ADC.

Referencia	Offset	CMRR	Rango de alimentación	Slew rate	Precio
<b>OPA340</b>	150 $\mu$ V	92db	$\pm 2.7 - \pm 5.5$ V	6 V/ $\mu$ s	\$12.277
<b>TLV9001</b>	0.4 mV	95 dB	$\pm 1.8 - \pm 5.5$ V	2 V/ $\mu$ s	\$1.500
<b>LMV321</b>	1 mV	63 dB	$\pm 2.7 - \pm 5.5$ V	1 V/ $\mu$ s	\$1.553
<b>MCP6002</b>	4.5 mV	76 dB	$\pm 1.8 - \pm 6$ V	0.6 V/ $\mu$ s	\$2.200

**Tabla 5:** Tabla comparativa de los diferentes amplificadores de operacionales.

### 5. 10. Selección del ADC.

El ADC interno del ESP32, aunque es adecuado para aplicaciones básicas, presenta limitaciones significativas cuando se utiliza en conjunto con otras funcionalidades del microcontrolador, como el WiFi o el Bluetooth. Estos módulos de comunicación requieren un alto rendimiento del procesador, lo que puede generar interferencias y afectar la estabilidad y precisión del ADC. La carga de trabajo adicional de estos módulos puede inducir errores de cuantificación o fluctuaciones en las lecturas del ADC, lo que puede resultar en mediciones imprecisas. Para superar estas limitaciones y garantizar la fiabilidad de las mediciones, se optó por utilizar un ADC externo.

Modelo	Consumo	Tasa de muestreo	Voltaje de operación	RESOLUTI ON (Bits)	Tipo	Precio
ADS1115	150 $\mu$ A	860 SPS	2.0V to 5.5V	16	Sigma-Delta	\$25.888
ADS1114	150 $\mu$ A	860 SPS	2.0V to 5.5V	16	Sigma-Delta	\$21.933
AD7982	1.2 $\mu$ A	1 MSPS	2.5V - 5.5V	18	SAR	\$174.177
LTC2400	1.2 mA	17 SPS	2.7V to 5.5V	24	Sigma-Delta	\$56.139
LTC2326	9.9 mA	250ksps	3.3 V to 5V	16	SAR	\$127.915

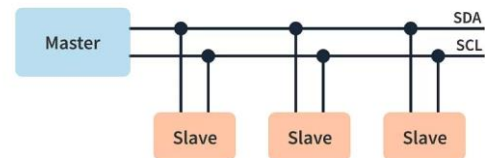
**Tabla 6:** Tabla comparativa de los diferentes ADC.

Como consecuencia de lo anterior se realizó una búsqueda para seleccionar un ADC adecuado tal como se observa en Tabla 6, donde a partir de las características descritas se seleccionó el ADS1114 el cual se presenta como una opción económica y eficiente, permitiendo superar las limitaciones del ADC interno del ESP32, ofreciendo mayor precisión y estabilidad sin comprometer el rendimiento del sistema.

Se debe resaltar que una de las claves para su selección fue que era tipo Sigma Delta, los cuales tienen la ventaja de minimizar los errores de cuantificación y reducir el impacto del ruido en las mediciones, lo que los hace especialmente adecuados para sistemas sensibles, como el que estamos utilizando con el ESP32. De igual manera se tuvo en cuenta los tamaños de los bits menos significativos (LSB) que varían desde 187.5  $\mu$ V con 6.144 V hasta 7.8125  $\mu$ V con 0.256 V.

### 5.11. Protocolo de comunicación entre ADC y ESP 32.

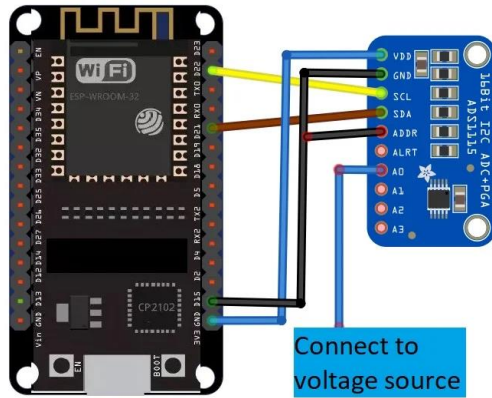
Basándose en el ADC seleccionado, se define el tipo de comunicación a implementar. En este caso, el ADS1114 utiliza un protocolo de comunicación serial conocido como I2C, diseñado para la transferencia de datos entre dispositivos electrónicos. Este protocolo de dos hilos facilita la interacción entre un dispositivo maestro, como el ESP32, y múltiples dispositivos esclavos, incluyendo el ADC ADS1114 u otros periféricos, tal como se observa en la Figura 6, donde el SDA (Serial Data Line) es la línea de datos y el SCL (Serial Clock Line) es la línea de reloj que sincroniza la transmisión.



**Figura 6.** Visualización de la conexión aplicando protocolo I2C con un maestro y múltiples esclavos.

A partir de lo anterior para establecer las conexiones físicas en un módulo de la ESP32 se realiza el siguiente paso a paso de ejemplo:

1. Conectar el pin VDD del ADS1114 a la fuente de voltaje.
2. Conectar el pin GND del ADS1114 al GND del ESP32.
3. Conectar el pin SDA del ADS1114 al GPIO21 del ESP32.
4. Conectar el pin SCL del ADS1114 al GPIO22 del ESP32.
5. Conectar resistores pull-up.
6. Verificación de las conexiones.



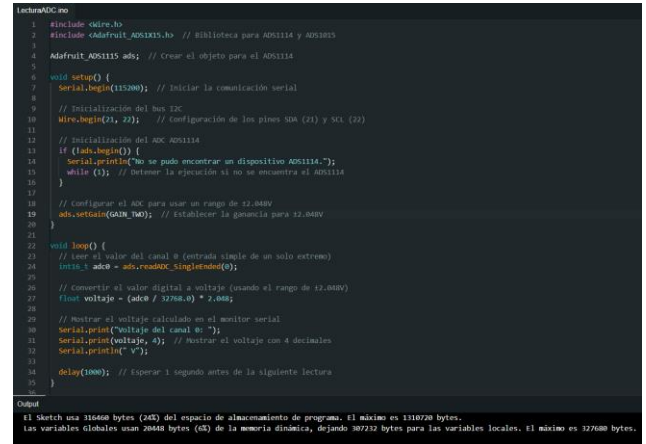
**Figura 7.** Visualización de la conexión físicas descritas en el paso a paso.

Para poder implementar correctamente la equivalencia de los valores medidos es importante establecer en el ADC el Full-Scale Range (FSR) y el tamaño del LSB de acuerdo con las necesidades del usuario eso se hace a través del código, para ello usamos la librería Adafruit\_ADS1X15.h que sirve tanto para el ADS1114 como el ADS1115, utilizando funciones y clases propias, entre ellas, la encargada de asignar la ganancia ads.setGain, en la Figura 8 se observa la definición de esa propiedad y sus rangos equivalentes.



**Figura 8.** Valores correspondientes a la ganancia y su equivalente, definidos en ads.setGain()

Con base a todo lo anterior se desarrolló un código para realizar la conexión entre el ADC y la ESP32 como se observa en la Figura 9, seleccionado la FSR de 2.048 [V], a partir de ello en la línea 27 se realizó la conversión para visualizar el valor de voltaje y no el nivel.



**Figura 9.** Código de conexión entre la ESP32 y el ADC

## 5. 12. Selección de la batería.

Debido a la necesidad de que el dispositivo sea portátil, se decidió alimentar el sistema mediante una batería recargable. Para elegir la batería más adecuada, se evaluaron aspectos fundamentales como tensión nominal, capacidad energética, precio y dimensiones físicas.

Referencia	Tensión Nominal (V)	Capacidad típica (mAh)	Dimensiones típicas (mm)	Precio aproximado
Li-ion 18650	3.7	2000 - 3500	Ø18 x 65	\$20,000 - \$35,000
LiPo (celda estándar)	3.7	500 - 6000	Variable	\$25,000 - \$90,000+
Plomo-ácido (Gel 6V)	6	4000 - 12000	70x47x101	\$35,000 - \$80,000
LiFePO4 26650	3.2	2500 - 3500	Ø26 x 65	\$30,000 - \$55,000

**Tabla 7:** Tabla comparativa de los diferentes tipos de baterías.

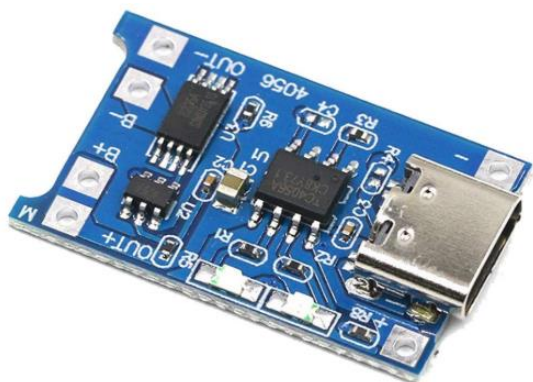
Con base a la información anterior y con las características del diseño se seleccionó una batería tipo Lipo modelo 104050 con una capacidad 2400 mAh y un tamaño de 50x40x10mm que sea adapta al diseño, la cual tiene un precio de \$40000.

## 5. 13. Módulo de carga para la batería.

Para garantizar la carga de la batería de manera eficiente, Se selecciono el módulo TP4056 por sus protecciones integradas,



su carga de corriente ajustable y su fácil acceso en el mercado, además de que cuenta con la entrada estándar para carga tipo C.



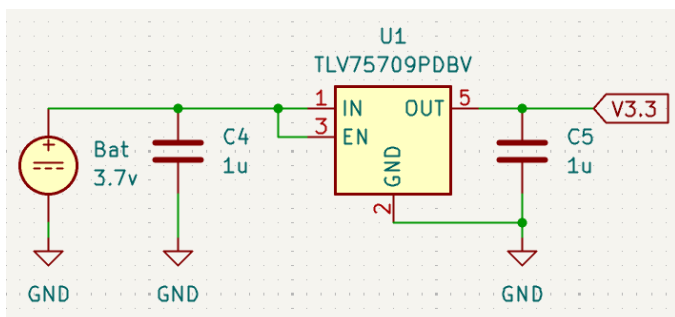
**Figura 10.** Módulo de carga TP4056.

Referencia	Tensión de entrada	Tensión de salida	Corriente de carga	Protecciones	Precio
TP4056	4.5 - 5.5 V	4.2 V	Hasta 1A (configurable)	Sobrecarga, sobre descarga, cortos	\$ 5.000
BQ24075	4.35 - 6.5 V	4.2 V	Hasta 1.5A (configurable)	Sobrecarga, cortos	\$ 53.900
TP5100	5 - 18 V	4.2 - 8.4 V	Hasta 2A	Cortos, temperatura	\$ 7.500

**Tabla 8:** Tabla comparativa para módulos de carga de batería.

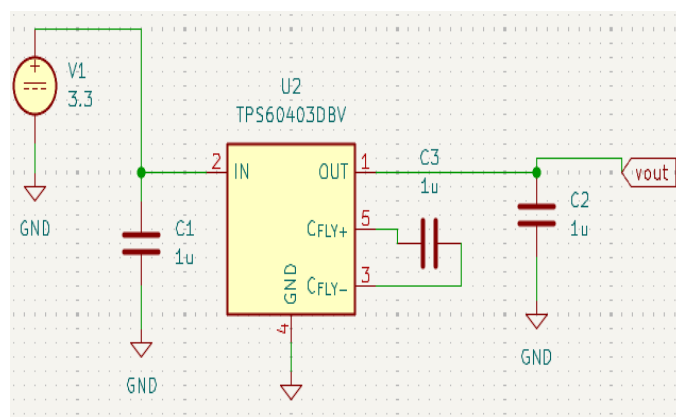
#### 5. 14. Regulador de tensión.

Para garantizar una tensión estable de 3.3 V a partir de una batería Lipo modelo 104050 de 3.7 V, se seleccionó el regulador lineal TLV75709PDBV con un costo de \$1300 pesos. Este regulador es capaz de mantener la tensión de salida constante con una caída de tensión mínima, lo que lo hace idóneo para aplicaciones sensibles que requieren una alimentación precisa.



**Figura 11.** Configuración básica recomendada por el fabricante para el regulador TLV75709PDBV.

El diseño del circuito de la Figura 11 sigue la topología mínima recomendada por el fabricante. El pin de entrada (IN) se conecta directamente a la batería de 3.7 V, mientras que el pin de salida (OUT) proporciona el voltaje regulado de 3.3 V. El pin de habilitación (EN) se conecta a VIN, permitiendo una activación automática del regulador al aplicar la tensión de entrada. Para garantizar la estabilidad del lazo de regulación y mejorar la respuesta ante transitorios de carga, se implementan condensadores cerámicos de 1  $\mu$ F tanto en la entrada como en la salida (C4 y C5, respectivamente), asegurando además un bajo nivel de ripple y buena respuesta en frecuencia.



**Figura 12.** Configuración básica recomendada por el fabricante para el inversor de voltaje TPS60403.

Debido a la necesidad de la alimentación dual simétrica en el INA333 se utilizó el generador de tensión negativa TPS60403, el cual es un inversor de voltaje tipo charge pump que permite obtener una salida aproximada de -3.3 V a partir de la línea positiva generada por el TLV75709. Este convertidor sin inductores opera mediante transferencia de carga a través de un condensador volador (CFly) tal como se observa en la Figura 12. La solución anterior está dimensionada para una corriente de salida máxima de 10 mA, suficiente para alimentar al INA333.

Se debe mencionar que el circuito incluye condensadores cerámicos de 1  $\mu$ F en entrada, salida y entre los terminales CFly+, CFly-, según las recomendaciones del fabricante, garantizando una operación eficiente y estable. Referente al costo su precio ronda los \$3.500 pesos





## 5. 15. Transmisión y visualización de las mediciones.

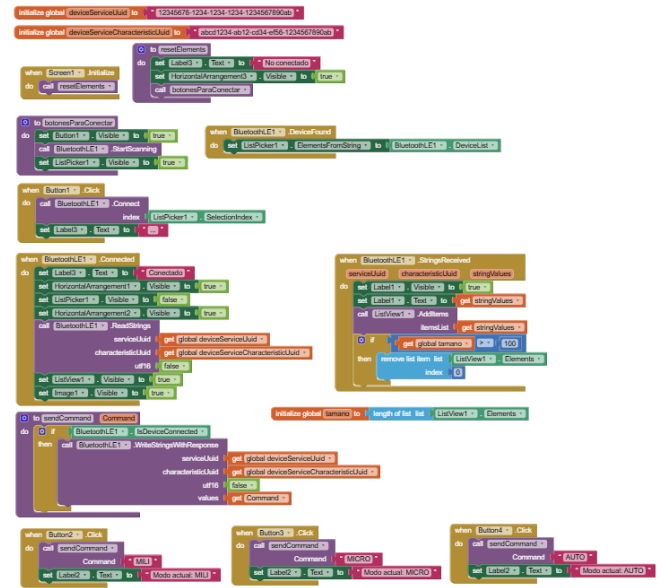
Para cumplir con el objetivo de desarrollar una interfaz inalámbrica para recepción, visualización y registro de datos se diseñó y desarrolló una aplicación móvil utilizando MIT Aplicación Inventor, con el objetivo de controlar y monitorear un sistema basado en Bluetooth Low Energy (BLE), en el que un ESP32 actúa como dispositivo central. La aplicación permite al usuario seleccionar uno de tres modos de operación (Mili, Micro, Auto) a través de botones, lo que influye en la lectura de datos proporcionada por el ESP32.



**Figura 13:** Visualización de la interfaz desarrollada a través de MIT APLICACIÓN Inventor.

### 5.15.1 Desarrollo de la aplicación móvil:

La interfaz de la aplicación se diseñó de manera intuitiva, con tres botones: uno para activar el modo Mili, otro para Micro y uno más para el modo Auto. Estos botones envían comandos al ESP32 a través de BLE, utilizando los UUIDs específicos para cada modo. La aplicación también incluye un Label que muestra el modo actual de operación y otro Label para mostrar el valor recibido desde el ESP32. Además, se implementó un ListView para almacenar y visualizar las lecturas.

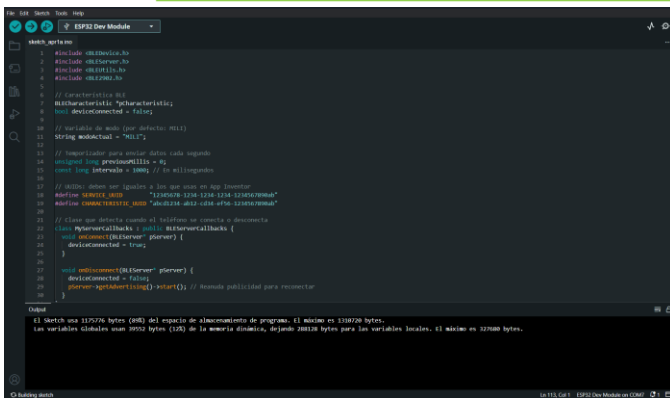


**Figura 14:** Bloques de código para la programación de la APLICACIÓN a través de MIT APLICACIÓN Inventor.

### 5.15.2 Desarrollo del código en ESP32.

El código para el ESP32 se desarrolló utilizando las librerías BLEDevice.h, BLEServer.h, y BLEUtils.h para configurar el dispositivo como un servidor BLE capaz de comunicarse con la aplicación móvil. Se definieron dos UUIDs: uno para el servicio BLE y otro para la característica de lectura/escritura, lo que permitió establecer una comunicación bidireccional con la aplicación. Al recibir un comando de modo (MILI, MICRO, o AUTO) desde la aplicación, el ESP32 ajusta el comportamiento de sus lecturas, generando valores específicos según el modo seleccionado. Estos valores son luego enviados a la aplicación cada cierto tiempo mediante notificaciones BLE. Además, el ESP32 mantiene un historial circular de las últimas lecturas. Esta estructura de comunicación y almacenamiento asegura que los datos sean enviados en tiempo real a la aplicación, proporcionando una experiencia fluida y sincronizada.

**Observación:** Cómo solo se desarrolló el diseño del medidor de corriente para poder simular la transmisión de datos al seleccionar el tipo de medición se modificó el código para en vez de leer los datos, generarlos aleatoriamente según el rango asignado.



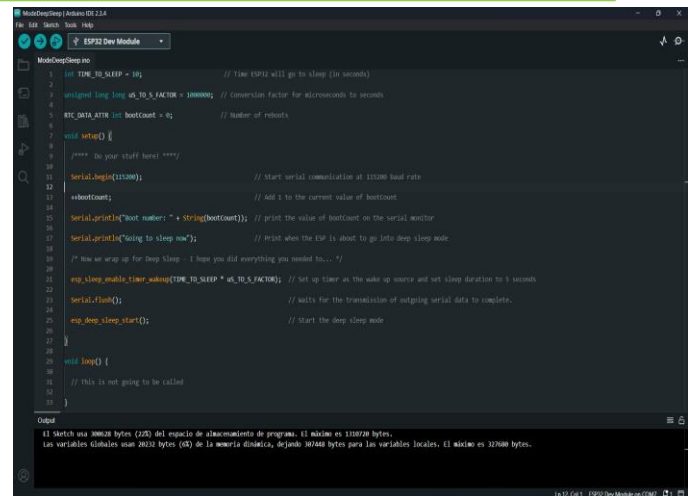
**Figura 15:** Bloques de código para la programación de la APLICACIÓN a través de MIT APLICACIÓN Inventor.

### 5.16 Inducción a modo de sueño profundo en la ESP32.



**Figura 16:** Medición de la corriente en modo de sueño profundo mediante la implementación de un código de inducción al sueño profundo.

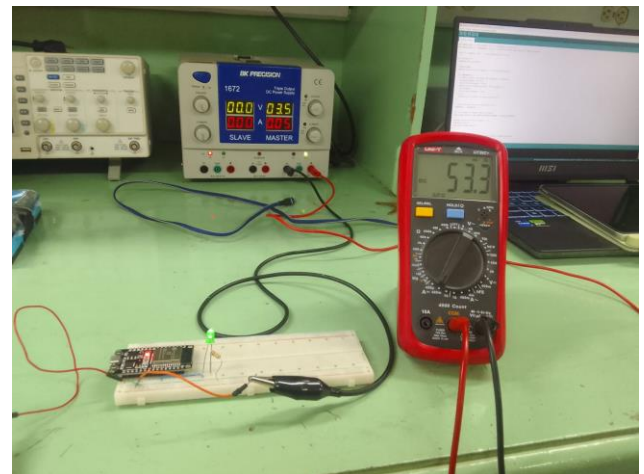
El código que se visualiza en la Figura 17 permite poner al ESP32 en modo de sueño profundo, lo que es útil para medir las corrientes de operación tanto en su estado activo como en modo de bajo consumo. En el ejemplo, el microcontrolador se configura para iniciar la comunicación serial, incrementar un contador de reinicios y luego entrar en modo de sueño profundo. El código establece un temporizador para que el ESP32 se despierte después de un período de 10 segundos (definido por la variable `TIME_TO_SLEEP`), lo que permite medir el consumo durante la operación y en reposo como se observa en la Figura 16. La llamada a `esp_sleep_timer_wakeup()` configura el temporizador de despertar, y `esp_deep_sleep_start()` inicia el modo de sueño profundo.



**Figura 17:** Código de cambio de modo de operación a través de Arduino IDE.

### 5.17 Consumo de la ESP32 en estado activo.

Las mediciones asociadas al funcionamiento de la ESP 32 en modo activo se realizaron a partir de programar el módulo con el código expuesto en la figura 17.



**Figura18:** Medición de la corriente en modo activo.

En el caso de la corriente de modo activo se obtuvo un valor de 53.3 [mA] como se observa en la figura 18 siendo este alrededor 4.45 veces más la corriente en modo de sueño profundo.

**Observación:** Acorde a las pruebas realizadas en laboratorio, no es adecuado el uso del módulo de desarrollo ESP 32 para el proyecto debido a su alto consumo de energía como se ha expuesto anteriormente.



### 5.18. Selección de ESP 32.

Debido a la necesidad de transmitir los datos inalámbricamente y de poder controlar el modo de operación del medidor, se propone usar el Módulo SMD de la ESP 32 (Ver figura 19), este módulo al no tener los componentes extras que la placa de desarrollo incluye, se reduce significativamente el consumo energético, llegando a ser muy similar al disponible en la ficha técnica suministrada por los fabricantes.

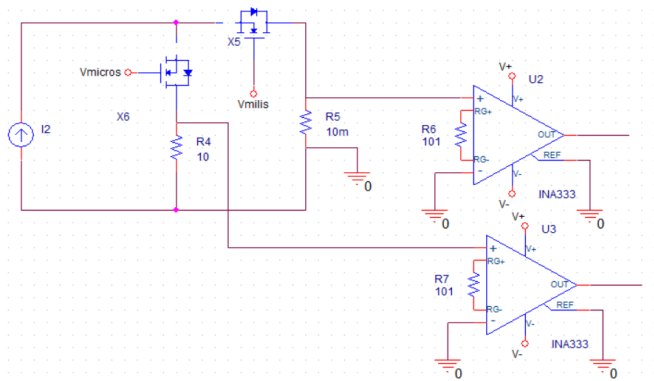


**Figura 19:** Módulo SMD del ESP 32 propuesto para el proyecto.

## 6. PARTES DEL CIRCUITO

### 6.1. Configuración para medir corriente y Etapa de amplificación de señal.

Esta etapa juega un rol muy importante ya que es el paso inicial para realizar la cadena de medición para determinar el valor de corriente que consume un microcontrolador, como el caso del ESP32; la Figura 20 muestra el esquema planteado correspondiente a esta etapa.



**Figura 20:** Diagrama para medición de corriente de forma implícita.

Esta parte del circuito en si no medirá directamente el valor de corriente, lo que se busca es estimar este valor de forma implícita, ya que al fluir una corriente por las resistencias de medición esto ocasionara una caída de tensión de igual proporción a la corriente que circula por esta, para medir de forma precisa esta tensión en los terminales de la resistencia (para no introducir errores asociados ocasionados por resistencia del cableado y el transistor) se emplea el método Kelvin; el uso de esta técnica para medir la caída de tensión en la resistencia de 10 mili ohm es indispensable ya que de no tenerse en cuenta las resistencias asociadas a cableado ocasionarían un gran error en la medición dado el valor del resistor.

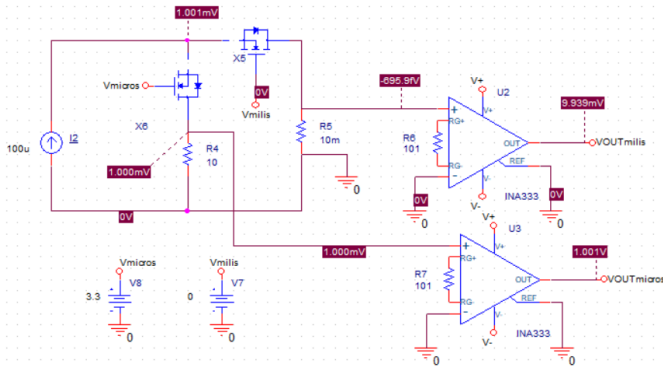
En el caso de la resistencia de 10 ohm estos efectos no se notan considerablemente por ende para realizar la medición de voltaje en esta resistencia se tiene un margen de error más pequeño.

En la parte encargada de amplificar la tensión generada en las resistencias se tienen dos amplificadores de instrumentación, se optó por usar dos de estos Opams para medir la tensión de cada resistor, dado que si solo se consideraba uno había que conmutar entre las dos señales de voltaje y al introducir otro elemento como un multiplexor o más transistores entre la caída de tensión y el amplificado se estarían introduciendo errores, principalmente por la resistencia interna de los componentes que se colocarían, lo cual sería un factor indeseable.

Como el Burden voltaje es de 1 milivoltio se ajustó una ganancia de 1000 en el amplificador de instrumentación para adaptar la señal a un valor de salida de 1 voltio en el caso de cada Opam.

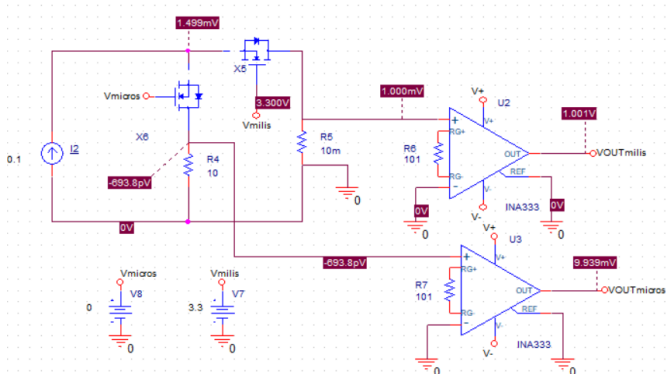


### 7.1.1. Resultados obtenidos al medir en simulación.



**Figura 21.** Respuesta del circuito ante una corriente de 100  $\mu$ A.

En la Figura 21 se puede encontrar el comportamiento del circuito ante una corriente de 100 microamperios, en este caso la activación de los transistores se emulo mediante fuentes de tensión para efectos de validación, como se mencionó anteriormente ante un corriente de 100  $\mu$ A se esperaba que esta fluya por la resistencia de 10 ohm, es decir que para que la medición sea efectiva en la puerta del transistor X5 debe de haber una tensión de 0V y en la puerta del transistor X6 debe de haber una tensión de 3.3V; por tanto la salida a considera como valida seria VOUTmicro en este caso.



**Figura 22.** Respuesta del circuito ante una corriente de 100 mA

En la Figura 22 se puede encontrar el comportamiento del circuito ante una corriente de 100 miliamperios se esperaba que fuese similar al caso anterior con la salvedad de que la corriente fluiría por la resistencia de 10 mili ohm, es decir que los transistores se polarizan de manera opuesta al caso anterior y por tanto la salida a considera como valida seria VOUTmicro.

I Input	Burden voltage	Rshunt Voltage	Vout
100 $\mu$ A	1.001 mV	1.000 mV	1.001 V
0.1 A	1.490mV	1.000 mV	1.001 V

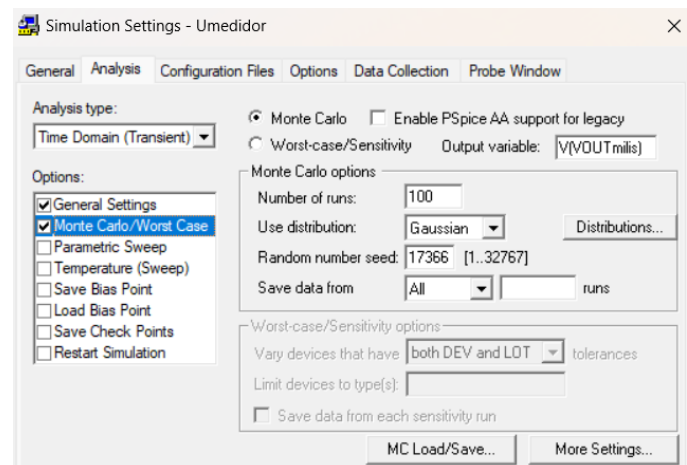
**Tabla 9:** Resultados de simulación del circuito.

En la anterior tabla se encuentra resumida la información correspondiente a la respuesta del circuito ante una corriente en el orden de miliamperios y otra en el orden de microamperios. En la Tabla 9 se puede evidenciar que el voltaje Burden es muy cercano al esperado en la resistencia de 10 ohm para una corriente de 100  $\mu$ A, y al implementar la etapa de amplificación se genera un voltaje de salida de 1V, el cual cumple las condiciones de diseño requeridas.

Respecto a una corriente de entrada de 0.1 A el Burden voltaje generado esta 490mV más alto de los esperado, esto se genera por el valor de resistencia de encendido del transistor, pero como en el diseño se implementó el método kelvin podemos observar que la caída de tensión de la resistencia es de 1 mV el cual corresponde al valor requerido para condición de diseño por tanto para una entrada de corriente de 0.1 A la salida total amplificada es de 1 V, garantizando una lectura correcta.

### 6.1.2. Simulación Monte Carlo.

Para validar que las señales de voltaje se encuentren dentro del rango esperado se realizó una simulación de Monte Carlo considerando una temperatura ambiente y tolerancias del 1% en las resistencias, este valor de tolerancia es el mismo de los dispositivos para el montaje en el circuito.



**Figura 23:** Parámetros para simulación Monte Carlo.

Se configuran un total de 100 simulaciones para mirar el comportamiento del circuito.





### 6.1.2.1. Simulación Monte Carlo para corriente de 100mA.

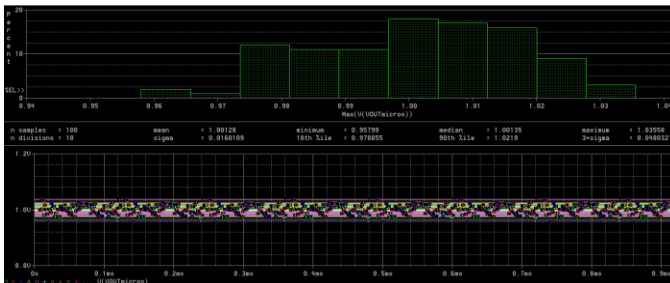


**Figura 24:** Resultados simulación Monte Carlo para I de 100mA.

Según los resultados de la simulación el voltaje amplificado se encontrará en un valor medio de 0.9995 V y un rango mínimo y máximo de salida entre (0.97705V y 1.03157V), con referencia a un voltaje ideal de 1V.

Acorde a los resultados la señal se encuentra dentro del rango de error permitido, por tanto, se puede considerar un buen funcionamiento del circuito.

### 6.1.2.1. Simulación Monte Carlo para corriente de 100uA.

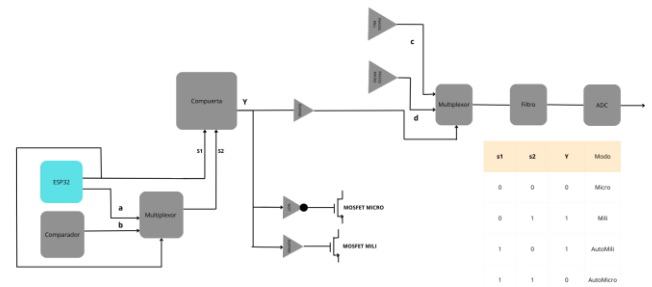


**Figura 25:** Resultados simulación Monte Carlo para I de 100uA.

Según los resultados de la simulación el voltaje amplificado se encontrará en un valor medio de 1.00135 V y un rango mínimo y máximo de salida entre (0.958V y 1.03558V), con referencia a un voltaje ideal de 1V.

En este caso se puede observar que los resultados de corriente varían en un rango mayor al caso anterior, con un error aproximado de 4.2% que corresponde al error al considerar el valor mínimo obtenido, aunque este porcentaje de error no es muy bueno, se puede admitir y aplicar una corrección por medio de código para reducirlo.

### 6.2. Modo de selección de rango manual y automático.



**Figura 26.** Sistema de control del modo de selección de rango manual y automático.

Referente al modo de selección de rango se trabajó a través del sistema de control visto en la Figura 26 a continuación se hace una descripción y explicación de ese sistema:

Señal	Descripción
S1	Salida de la ESP32 correspondiente al modo auto. Es también una señal de control para el multiplexor 1 y la compuerta.  S1=1--->Auto S1=0--->Manual
a	Salida de la ESP32 correspondiente al rango manual. a=1 --->Mili a=0 --->Micro
b	Salida del comparador ventana para establecer el rango en modo automático. b=1--->Mili b=0--->Micro
S2	Salida del multiplexor 1 que transmite el tipo de medición según la señal de control.
Y	Salida de la compuerta XOR que establece el modo de medición según la tabla de la Figura 26 y controla los MOSFET para el cambio del rango dentro del circuito.





	Si $Y=0$ se activa el MOSFET Micro y se desactiva el MOSFET mili, si $Y=1$ ocurre el caso contrario.  De igual manera en el multiplexor 2 si $Y=0 \rightarrow d$ $Y=1 \rightarrow c$
d	Salida VOUTmicros del circuito
c	Salida VOUTmili del circuito

**Tabla 10.** Señales del circuito de control de cambio de rango.

De la tabla 10, se debe aclarar que los valores 1 y 0 corresponden a alto o bajo respectivamente.

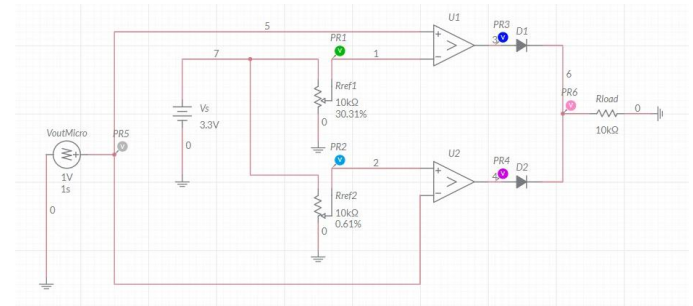
A través de la aplicación de medición de corriente desarrollada en Aplicación Inventor (ver Figura 13), una vez establecida la conexión inalámbrica mediante Bluetooth Low Energy (BLE), se envía al ESP32 el tipo de medición seleccionada por el usuario: Auto, Mili o Micro. Con base en esta selección, el ESP32 establece el valor de dos señales de control:

- La señal S1 se configura en alto (1) si se ha seleccionado el modo Auto, y en bajo (0) en cualquier otro caso.
- La señal a se configura en alto (1) si se selecciona el modo Mili, y en bajo (0) si se selecciona el modo Micro.

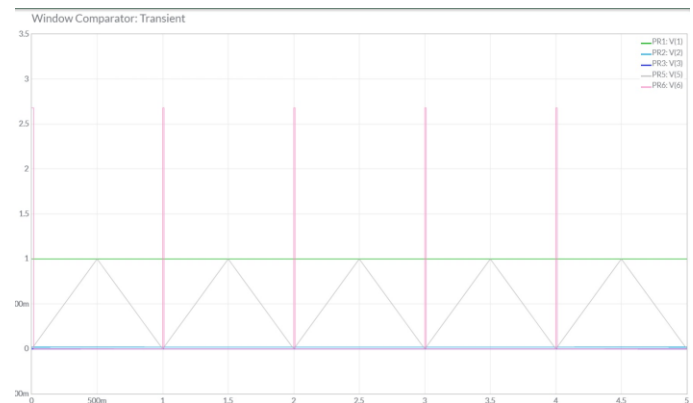
Adicionalmente, la señal b corresponde a la salida de un comparador de ventana, cuyo comportamiento depende de los valores definidos por los potenciómetros Rref1 y Rref2 (ver Figura 27). En la configuración empleada, Rref1 está ajustado a un porcentaje mayor que Rref2, lo que hace que el circuito funcione como un comparador de ventana alta. Bajo esta configuración:

- Si la señal de entrada es mayor que el voltaje de referencia superior o menor que el voltaje de referencia inferior, la salida del comparador será alta (1).
- Si la señal de entrada se encuentra dentro del rango definido por los dos voltajes de referencia, la salida será baja (0).

Cabe destacar que la señal de entrada al comparador es VoutMicro, ya que se considera como condición inicial que la medición comienza en el rango Micro, con el propósito de proteger el circuito y evitar la saturación de este canal en caso de que la corriente supere el límite de dicho rango.



**Figura 27.** Simulación del comparador ventana a través de Multisim.



**Figura 28.** Resultado de simulación del circuito comparador de ventana de la Figura 27.

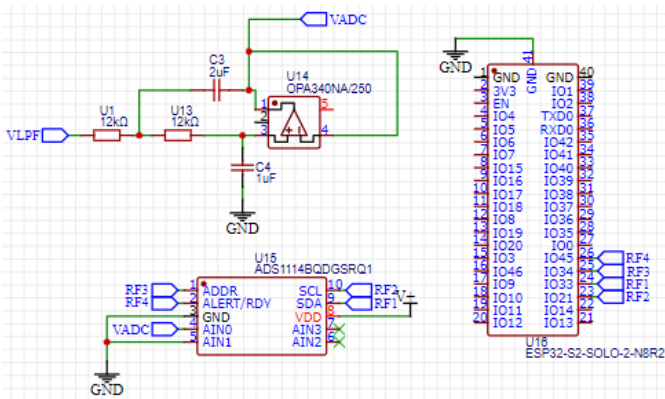
Mientras que a través del multiplexor 1 controlado por S1 se establece la salida S2 que define junto con S1 en la compuerta XOR si el rango de medición es manual (Mili, Micro) o Auto (AutoMili, AutoMicro) de acuerdo con la tabla de verdad de la Figura 26, a partir de ello la salida Y es la encargada de controlar el circuito activando y desactivando los MOSFETs según el rango de medición y seleccionando el valor de medición que se transmitirá al ADC.

### 6.3. Etapa de filtrado, muestreo y transmisión de datos.

Como se va a realizar la transmisión de los datos al aplicativo móvil se colocó un filtro pasa bajas, la señal VLPF es una de las salidas de los amplificadores de instrumentación, el filtro cumple la función de ser anti aliasing, seguidamente la señal



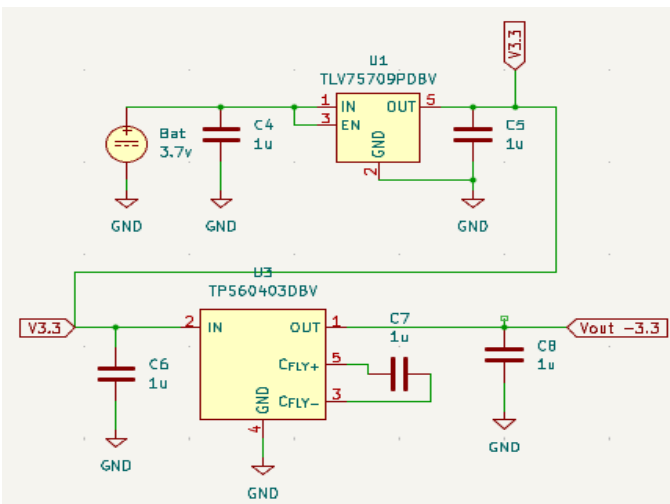
pasa al ADC y en ella se realiza el proceso de muestreo para ser transmitida al esp32 por medio del protocolo I2C.



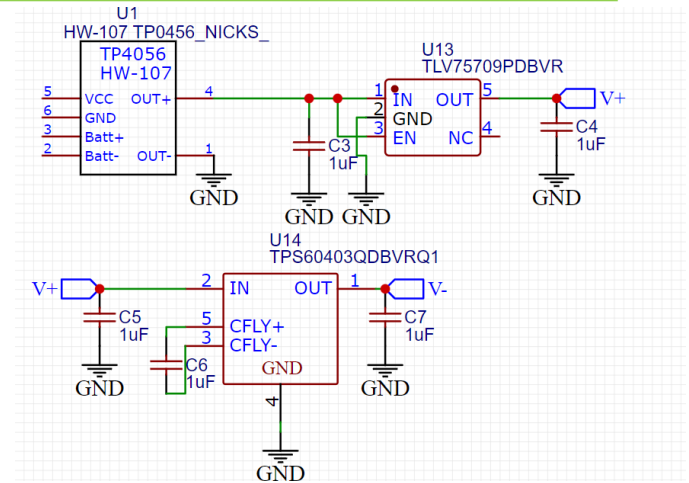
**Figura 29.** Diagrama de conexiones para filtrar, muestrear y transmitir la señal al ESP 32

#### 6.4. Circuito de potencia.

Para garantizar el correcto funcionamiento de los diferentes componentes electrónicos del circuito se manejó una tensión de 3.3 VDC regulada por el integrado TLV75709, pero dado que los amplificadores de instrumentación requerían una fuente dual hubo que considerar otros aspectos e información, donde se llegó a que el integrado TPS60403 que cumple la función de inversor de tensión para generar la fuente de  $-3.3$  VDC, se optó por esta configuración dado que si generamos una fuente dual considerando resistencias o capacitores se estaría generando una tensión inestable lo cual afectaría mucho a los amplificadores INA333 ya que requieren de una tensión estable para su óptimo funcionamiento.



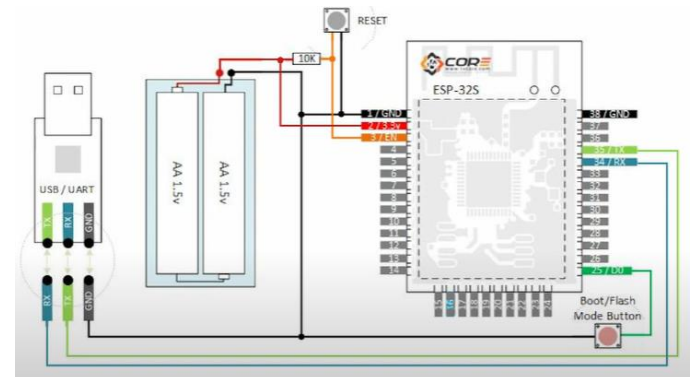
**Figura 30.** Diagrama de funcionamiento del circuito de potencia



**Figura 31.** Diagrama completo del circuito de potencia.

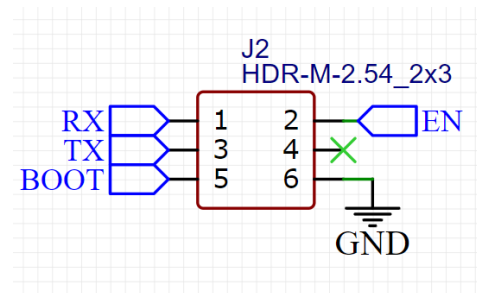
#### 6.5. Esquema de programación ESP 32.

Como la ESP 32 es un módulo y no cuenta con la forma habitual para programar por cable de datos, se debe programar mediante los pines.



**Figura 32:** Diagrama de programación ESP 32 SMD.

Para garantizar que la programación sea sencilla se propuso la siguiente estructura.



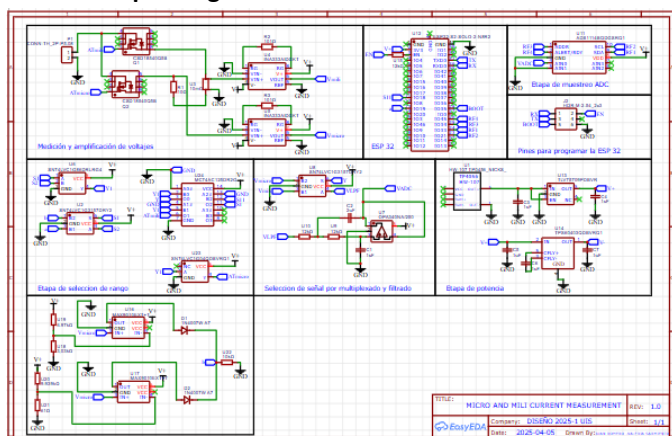
**Figura 33:** Diagrama para programar ESP 32.



**Figura 34.** Pines para programar la ESP 32.

Con el diagrama de la figura 33 se busca lograr las conexiones de la figura 32, en este caso se coloca la resistencia de 10k que se ve en la figura 33, pero no los pulsadores, donde estos quedan para incorporar mediante los pines que se ven en la figura 34, esto con la finalidad de proteger la ESP de un reinicio por presionar algún botón y también para proteger el código de configuración.

## 6.6. Esquema global



**Figura 35.** Esquema completo del medidor de corriente.

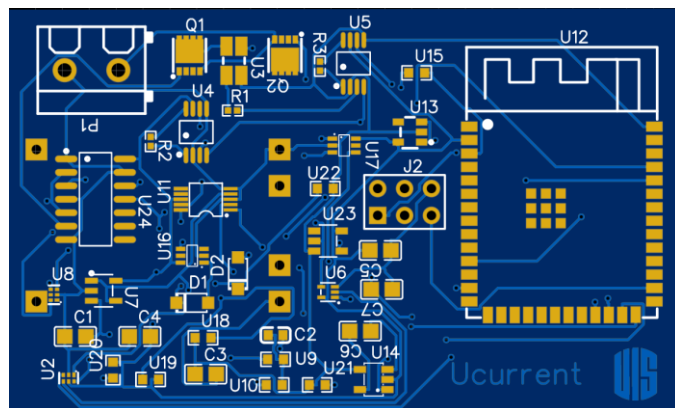
## 7. DISEÑO DE PCB

Para el diseño de la PCB se buscaron características como crear la placa del menor tamaño posible y que la ubicación de sus componentes permitan una fácil conexión en físico.

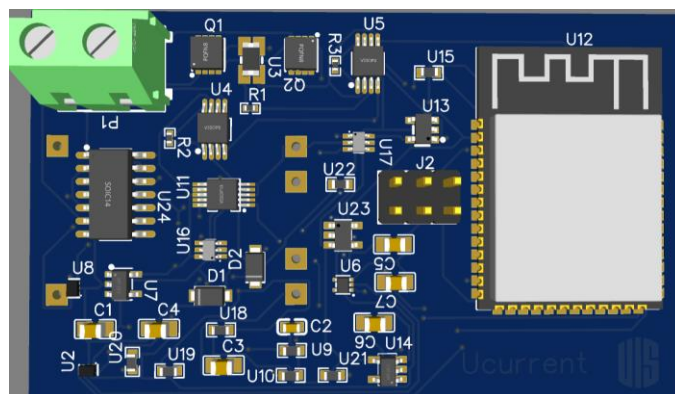
La PCB desarrollada cuenta con un tamaño de 63.67mm de ancho por 37.85mm de largo lo cual que sería equivalente a (6.35 cm x 3.78 cm), esto especialmente debido a que se dejó una sección al rededor del módulo ESP32 con la finalidad de

evitar que se le introduzca ruido a la ESP32 a causa del funcionamiento del mismo circuito.

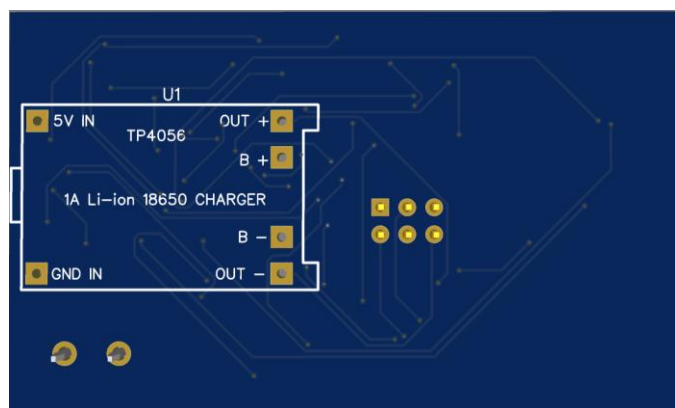
### 7.1. Placa PCB del circuito



**Figura 36.** Vista 2D de la PCB resultante de la Figura 35.



**Figura 37.** Vista 3D de la capa superior de la PCB resultante de la Figura 35.



**Figura 38.** Vista 3D de la capa inferior de la PCB resultante de la Figura 35.



## 8. ANALISIS DE PRECIOS DEL PROYECTO

### 8.1. Estima de costo total del proyecto

ID	Name	Designator	Footprint	Quantity	Manufacturer Part	Manufacturer	Supplier	Supplier Part	Price
1	1uF	C1	C3,C4,C5,C6,C7,C8	6	C121810K95FNNNE	SAMSUNG(三星)	LCSC	C28323	0.008
2	2uF	C2	C9	1	C6A00033R22K33SU HRE(宏齐)		LCSC	C6119858	0.014
3	1N4007W A7	D1,D2	SOD-123, L2.8W1.6L53.7 RD-3	2	1N4007W A7	JSMSEA(杰盛泰)	LCSC	C2857163	0.011
4	HDR-M2.54_2x3	J2	HDR-M2.54_2x3	1			LCSC	C69114	0.031
5	CONN-TH_2P-P5.08	P1	CONN-TH_2P-P5.08	1			LCSC		0.940
6	CSD18540Q5B	Q1,Q2	PGHM-48, L3.1W3.1P0.65L53.8 BL	2	IRF8402TDFPBF	Infineon(英飞凌)	LCSC	C538149	0.377
7	10K	R1	R0602	1	CPFA02B10RE1	TE Connectivity(泰科电子)	LCSC	C2073468	0.133
8	10K	R2,R3	R0602	2	CPFA02B10RE1	TE Connectivity(泰科电子)	LCSC	C2073468	0.133
9	HW-107 TP4056, NICKS U1		HW-107 TP4056, NICKS	1					1.170
10	SN74LVC1G3157DRY2 U2,U8		SON-4, L1.5W1.6P0.50R	2	SN74LVC1G3157DRY2	TI(德州仪器)	LCSC	C2879127	0.103
11	10m	U3	RES-SMD_4P-L3.2W1.6L_1206	1	LVK12R010DER	Ohmite	LCSC	C5757580	0.732
12	INA333ADGKT	U4,U5	VSSOP-8, L3.0W3.0P0.65L54.9 E	2	INA333ADGKT	TI(德州仪器)	LCSC	C2057648	0.804
13	SN74LVC1G86DRG4 U6		SOT-5X5, L1.6W1.2P0.50L51.6	1	SN74LVC1G86DRG4	TI(德州仪器)	LCSC	C4472459	0.178
14	OPA340NA/250	U7	SOT-23, L3.0W1.7P0.65L52.9 E	1	OPA340NA/250	TI(德州仪器)	LCSC	C181970	0.700
15	10K	U8,U10,U15	R0603	3	HPC0603F06K09	RES(风华高科)	LCSC	C365202	0.007
16	ADS1118B02GSRQ1 U11		VSSOP-10, L3.0W3.0P0.50L54.9	1	ADS1118B02GSRQ1	TI(德州仪器)	LCSC	C2879195	9.787
17	ESP32-S2-S0LO-2-NR-U12		WHELM-SMD, ESP32-S3-WR00A	1	ESP32-S2-S0LO-2-NR	null	LCSC	C960069548	2.003
18	TLV75709P	U13	SOT-23, L2.9W1.6P0.65L52.9 E	1	TLV75709PDRVR	TI(德州仪器)	LCSC	C2861883	0.407
19	TPS60403DVRQ1	U14	SOT-23, L3.0W1.7P0.65L52.9 E	1	TPS60403DVRQ1	TI(德州仪器)	LCSC	C153215	2.943
20	MAX9813EKT-T	U16,U17	SC-70, L2.0W1.3P0.65L52.1 BL	2	MAX9813EKT-T	ADI(亚德诺半导体)	LCSC	C143612	2.937
21	10K	U18	R0603	1	HPC0603F06K09	RES(风华高科)	LCSC	C365202	0.007
22	6.8K	U19	R0603	1	HPC0603F06K09	RES(风华高科)	LCSC	C365202	0.007
23	6.8K	U20	R0603	1	HPC0603F06K09	RES(风华高科)	LCSC	C365202	0.007
24	6.8K	U21	R0603	1	HPC0603F06K09	RES(风华高科)	LCSC	C365202	0.007
25	10K	U22	R0603	1	HPC0603F06K09	RES(风华高科)	LCSC	C365202	0.007
26	SN74LVC1G04DVRQ1 U23		SOT-23, L2.9W1.6P0.65L52.9 E	1	SN74LVC1G04DVRQ1	TI(德州仪器)	LCSC	C286327	0.326
27	MC74AC125DR2	U24	SOD-14, L3.7W3.0P1.27L56.0 BL	1	MC74AC125DR2	onsemi(安森美)	LCSC	C96675	0.311
				40					22.887

**Tabla 11.** Estimado de precio de los componentes en EasyEDA.

EasyEDA ofrece un estimado de precios para los componentes, donde tenemos un costo estimado de 22.887 dólares, pero esto no refleja en si el costo total de los componentes del proyecto dado que según la tabla 11 el precio del proyecto seria de (\$ 99.577 pesos), lo cual está por debajo del precio si se consideran factores como el envío de algunos componentes; la Tabla 11 es un buen referente ya que suministra el listado de componentes incluidos en el proyecto.

Componente	Cantidad	Valor unitario	Valor total
INA333	2	16419	32832
CSD18540Q5B	1	10809	10809
ADS1114	1	27366	27366
LVK12R010DER	1	3971	3971
CPFA02B10RE	1	818,92	818,92
ERJ-3EKF1000V	2	409,46	818,92
R 12K	3	452,6	1356,6
ESP32-S2	1	24000	24000
HDR-M-2.54	1	1923	1923
CONN-TH_2P	1	990	990
SN74LVC1G86	1	3700	3700
SN74LVC1G3157	2	514	1028
MC74AC125DR2	1	4500	4500
SN74LVC1G04Q	1	5300	5300
OPA340	1	12277	12277
CAP 2uF	1	600	600
CAP 1uF	6	800	4800
TP4056	1	5000	5000
TLV75709P	1	1300	1300
TPS60403	1	3600	3600
MAX9010	2	18425	36850
D1N4007	2	435	870
R 10K	2	452	904
R 6.9K	1	452	452
R 3.3 K	1	450	450
R 61.9 ohm	1	1300	1300
Bateria	1	32000	32000
		<b>TOTAL</b>	<b>224.995</b>

**Tabla 12.** Estimado de precio real de los componentes.

El estimado real de los componentes acorde a la tabla 12 es de 224.995 pesos, esto sin incluir el valor de fabricación de la PCB, lo cual se estima alrededor de 65.000 pesos dando un estimado total de 289.995 pesos.

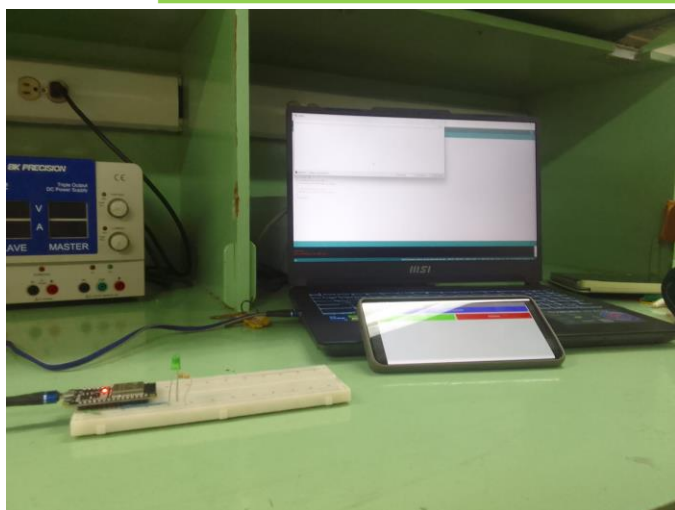
## 9. ANALISIS Y CONCLUSIONES

A partir de la información desarrollada en las secciones anteriores, se llevaron a cabo diversas pruebas físicas con el objetivo de validar el comportamiento de los principales bloques funcionales del sistema, en especial aquellos asociados a la medición de corriente en los modos activo y sueño profundo del microcontrolador ESP32.

Referente a la medición de corriente en sueño profundo obtenida a través del código se puede observar en la Figura 17 que es un valor mucho mayor al descrito en la Tabla 2 de alrededor de 150 [uA], lo anterior se justifica debido a que la corriente medida no es solo la del microprocesador sino la del módulo donde se encuentra, en específico consumen corriente el led rojo y el regulador que se mantienen activos a pesar de estar en el modo de sueño profundo.

Inicialmente, se realizó una prueba de transmisión inalámbrica utilizando Bluetooth clásico tal como se observa en la Figura 39, empleando material de referencia proporcionado por Programador Novato. En esta prueba preliminar, se buscó verificar el envío de mensajes simples desde la aplicación hacia el ESP32 mediante la selección de opciones dentro de la interfaz. Por ejemplo, al seleccionar una opción específica, se transmitía el mensaje “Hola” al microcontrolador. Esta prueba permitió validar la funcionalidad básica de comunicación entre dispositivos, se debe mencionar que uno de los inconvenientes iniciales que se tuvo fue no tener definido el mismo valor de baudios en el código desarrollado para la transmisión de la ESP32 y el monitor serial lo que no permitía una correcta visualización de los datos, se corrigió este error para su correcto funcionamiento.





**Figura 39.** Prueba de comunicación inalámbrica a través de Bluetooth realizada en el laboratorio.

Posteriormente, y ya enfocados directamente en los requerimientos específicos del proyecto, se implementó la comunicación mediante Bluetooth Low Energy (BLE). Esta versión de la prueba se centró en validar el envío de comandos desde la aplicación desarrollada en Aplicación Inventor (ver Figura 13) hacia el ESP32, con el fin de controlar el tipo de medición a realizar (modo Auto, Mili o Micro). Esta etapa fue fundamental para garantizar que el sistema fuera capaz de operar en condiciones reales, permitiendo la configuración remota del modo de medición y habilitando el envío futuro de datos recolectados desde el circuito hacia la aplicación.

Si bien la conexión inalámbrica BLE entre la aplicación y el ESP32 funcionó de manera correcta como se observa en la Figura 39, se presentaron algunos inconvenientes relacionados con el almacenamiento de las mediciones en la aplicación móvil. Específicamente, se identificaron limitaciones en la forma en que los datos eran almacenados y recuperados para su visualización o análisis posterior. Estos inconvenientes no comprometen el diseño general del sistema, pero sí evidencian la necesidad de optimizar tanto la lógica de programación del código del ESP32 como la estructura interna de la aplicación.



**Figura 40.** Prueba de comunicación entre la aplicación desarrollada y la ESP32.

Es importante destacar que esta versión representa un boceto inicial del sistema completo, y aunque se ha comprobado la viabilidad del enfoque propuesto, aún existen múltiples oportunidades de mejora. Entre ellas se encuentran el refinamiento del almacenamiento y visualización de datos en la aplicación, la implementación de un sistema de almacenamiento persistente, y una optimización del flujo de comunicación para asegurar la integridad de los datos transmitidos.

Por último, dentro del conjunto de pruebas físicas realizadas, se analizó el comportamiento de la compuerta lógica XOR implementada mediante el circuito integrado 74LS86 visto en la Figura 40. La prueba consistió en alimentar la compuerta con una fuente variable ajustada a 3.3 V, y observar la respuesta de la salida bajo diferentes combinaciones de señales de entrada, evaluando así su comportamiento en condiciones similares a las del entorno del ESP32.

Durante la prueba, se observó que cuando la salida de la compuerta estaba en estado bajo (0), el voltaje de salida se mantenía entre 0 V y 0.01 V, y en ese estado la fuente del sistema suministraba una corriente aproximada de 0.01 A. En contraste, cuando la salida se encontraba en estado alto (1), el voltaje medido era cercano a 3.3 V, pero en este caso no se suministraba corriente desde la fuente. Este comportamiento, aunque coherente desde el punto de vista lógico en cuanto a niveles de voltaje, sugiere que el flujo de corriente se encuentra condicionado por el estado de la carga conectada o por la propia configuración del circuito en prueba.



De igual manera también se presentaron dificultades durante la etapa de simulación, especialmente con ciertos componentes como el ADC, debido a la falta de librerías compatibles o modelos adecuados en el software utilizado. Esto limitó la posibilidad de validar completamente el comportamiento del sistema en partes específicas.



**Figura 41.** Salida de la compuerta XOR cuando ambas entradas están en alto.

Para concluir los resultados obtenidos a lo largo del desarrollo del presente proyecto, tanto en el diseño teórico como en la implementación práctica de las diferentes etapas del sistema de medición, han permitido validar los principios de funcionamiento y la viabilidad general del sistema propuesto. La integración de hardware, software y comunicación inalámbrica ha demostrado que es posible obtener mediciones remotas de consumo energético en el microcontrolador ESP32, tanto en estado activo como en modo de sueño profundo.

No obstante, como es común en proyectos de prototipado y validación inicial, se han identificado ciertas limitaciones y oportunidades de mejora que permitirían optimizar el desempeño del sistema y aumentar su robustez. A partir del análisis de los resultados experimentales y del comportamiento observado en las pruebas de los distintos bloques funcionales, se plantean a continuación una serie de mejoras propuestas a futuro:

- **Optimización del almacenamiento de datos en la aplicación móvil**  
Implementar un sistema más robusto y persistente de almacenamiento de mediciones, mediante el uso de

bases de datos locales como TinyDB o formatos de exportación como CSV, que faciliten el análisis histórico de los datos recolectados.

- **Fortalecimiento de la comunicación BLE**  
Incluir rutinas de manejo de errores, reconexión automática y control de flujo en la comunicación BLE, mejorando la estabilidad del enlace y asegurando la integridad de los comandos y datos transmitidos entre la aplicación y el ESP32.
- **Mejora de la protección del canal de microamperios**  
Añadir mecanismos de protección activa como limitadores de corriente o relés de desconexión automática para evitar saturación o daño en el canal de medición de baja corriente, aunque la opción trabajada con el comparador ventana sirve inicialmente para proteger el circuito.
- **Estabilización del sistema de referencia del comparador de ventana**  
Sustituir potenciómetros por fuentes de referencia de voltaje estables o resistencias de precisión, con el fin de garantizar puntos de disparo fiables y constantes en la conmutación de rangos y seleccionar rangos adecuados para la comparación teniendo en cuentas las limitaciones de medición.
- **Implementación de calibración digital en el ESP32**  
Incorporar un proceso de auto-calibración mediante software, que permita corregir offsets, linealizar la señal medida y aplicar algoritmos de filtrado para mejorar la precisión de las lecturas.
- **Rediseño de la PCB para versión final del sistema**  
Optimizar el diseño físico del circuito impreso con mejores prácticas de trazado, separación de señales sensibles, reducción de ruido y dimensiones más compactas, priorizando la fabricación y ensamblaje en una etapa posterior.

## REFERENCIAS

- IBM. “¿Qué es un microcontrolador? | IBM”. IBM - United States. Accedido el 7 de abril de 2025. [En línea]. Disponible: <https://www.ibm.com/mx-es/think/topics/microcontroller>
- “ESP32 Wi-Fi & Bluetooth SoC | Espressif Systems”. Wireless SoCs, Software, Cloud and AIoT Solutions | Espressif Systems. Accedido el 7 de abril de 2025. [En línea]. Disponible: <https://www.espressif.com/en/products/socs/esp32>



- Wireless SoCs, Software, Cloud and AIoT Solutions | Espressif Systems. Accedido el 7 de abril de 2025. [En línea]. Disponible: [https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32-wroom-32\\_datasheet\\_en.pdf](https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32-wroom-32_datasheet_en.pdf)
- “A Practical Guide to ESP32 Deep Sleep Modes”. Programming Electronics Academy. Accedido el 7 de abril de 2025. [En línea]. Disponible: <https://www.programmingelectronics.com/esp32-deep-sleep-mode/>
- Wireless SoCs, Software, Cloud and AIoT Solutions | Espressif Systems. Accedido el 7 de abril de 2025. [En línea]. Disponible: [https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32\\_datasheet\\_en.pdf](https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_datasheet_en.pdf)
- “ADS1115 I2C external ADC with ESP32 in Arduino”. Programming Electronics Academy. (s.f.). ESP32 Deep Sleep Mode – Make Your ESP Sleep Efficiently. Recuperado el 7 de abril de 2025, de <https://www.programmingelectronics.com/esp32-deep-sleep-mode/> IDE”. Microcontrollers Lab. Accedido el 7 de abril de 2025. [En línea]. Disponible: <https://microcontrollerslab.com/ads1115-external-adc-with-esp32/>
- “What is the I2C Communication Protocol?”. CircuitBread. Accedido el 7 de abril de 2025. [En línea]. Disponible: <https://www.circuitbread.com/tutorials/what-is-the-i2c-communication-protocol>
- Multisim. (s.f.). *Comparador de ventana*. Recuperado el 7 de abril de 2025, de <https://www.multisim.com/content/WDp8d8YvH8w5eurytmQCZ7/comparador-de-ventana/>
- Electrónica y Circuitos. (2022, 13 de mayo). *Enviar datos al ESP32 vía Bluetooth con App Inventor* [Video]. YouTube. Recuperado el 7 de abril de 2025, de <https://www.youtube.com/watch?v=l10NGNCGUBc&t=595s>
- Electrónica y Circuitos. (2024, 3 de diciembre). ¡Crea tu App con App Inventor + Bluetooth ESP32 desde Cero! Guía completa [Video]. YouTube. Recuperado el 7 de abril de 2025, de <https://youtu.be/xYI9gJmdAMs>
- Random Nerd Tutorials. (s.f.). ESP32 ADC – Read Analog Values with Arduino IDE. Recuperado el 7 de abril de 2025, de <https://randomnerdtutorials.com/esp32-adc-analog-read-arduino-ide/>
- Programming Electronics Academy. (s.f.). ESP32 Deep Sleep Mode – Make Your ESP Sleep Efficiently. Recuperado el 7 de abril de 2025, de <https://www.programmingelectronics.com/esp32-deep-sleep-mode/>
- IBM. (s.f.). Simulación de Monte Carlo. Recuperado el 7 de abril de 2025, de <https://www.ibm.com/es-es/topics/monte-carlo-simulation>

**[Enlace a Datasheets de componentes usados para el proyecto.](#)**