

UNIVERSIDAD DE SEVILLA

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR DE SEVILLA



TRABAJO DE FIN DE GRADO

en

INGENIERÍA ELÉCTRICA

**PROTOTIPO DE MEDIDOR DE POTENCIA DE BAJO
COSTE CON APLICACIÓN DE VISUALIZACIÓN EN
DISPOSITIVOS CON SISTEMA OPERATIVO ANDROID.**

Autor: Antonio José Martín Cayetano.

Tutor: Juan Carlos Bravo Rodríguez.

Fecha: 9/12/20.

AGRADECIMIENTOS.

A mi familia, por las segundas oportunidades.

A Noelia, por su apoyo incondicional.

A mi tutor, sus palabras al inicio de la carrera fueron fuente de motivación personal.

A todo aquel que comparte su conocimiento de cualquier tema desinteresadamente en internet.

TITULO: *Prototipo de medidor de potencia de bajo coste con aplicación de visualización en dispositivos con sistema operativo Android.*

AUTOR: *Antonio José Martín Cayetano.*

TUTOR: *Juan Carlos Bravo Rodríguez.*

RESUMEN.

Éste documento muestra el diseño de un prototipo de medida de potencia desarrollado en el entorno de programación Arduino IDE, junto con la creación de una aplicación para dispositivos con sistema operativo Android, desarrollada en el entorno de programación App Inventor para la visualización de los datos. Además, propone una estimación del error obtenido para la adquisición de valores de tensión e intensidad de forma no simultánea.

ABSTRACT.

This document shows the design of a power measurement prototype developed in the Arduino IDE programming environment, together with the creation of an application for devices with Android operating system, developed in the App Inventor programming environment for data visualization. In addition, it proposes an estimate of the error obtained for the acquisition of voltage and intensity values in a non-simultaneous way.

INDICE DE FIGURAS.....	10
INDICE DE TABLAS.....	12
1. INTRODUCCIÓN.....	13
1.1. Introducción.....	13
1.2. Estado del Arte.....	13
1.3. Objetivos.	14
2. MARCO TEÓRICO.....	15
2.1. Definiciones.....	15
2.1.1. Monofásica sinusoidal.....	15
2.1.1.1. Tensión e Intensidad.....	15
2.1.1.2. Potencia Instantanea (W).....	15
2.1.1.3. Potencia Activa (W).....	16
2.1.1.4. Potencia reactiva (var)	16
2.1.1.5. Potencia Aparente (VA).....	17
2.1.1.6. Factor de Potencia	17
2.1.1.7. Potencia Compleja (VA)	17
2.1.2. Monofásica no sinusoidal.....	17
2.1.2.1. Potencia Instantánea (W).....	18
2.1.2.2. Potencia Activa (W).....	18
2.1.2.3. Potencia Aparente (VA).....	19
2.1.2.4. Potencia No-Activa (var)	19
2.1.2.5. Factor de potencia	19
2.2. Adquisición de datos	19
2.2.1. Transductores de señal.....	20
2.2.1.1. Aislamiento Galvánico.....	20
2.2.1.2. Transductores de tensión.....	20
2.2.1.2.1. Transformador.....	20

2.2.1.2.2. Divisor de tensión y Optoacoplador.	21
2.2.1.3. Transductor de Intensidad.....	21
2.2.1.3.1. Transformador.....	21
2.2.1.3.2. Sensor de corriente de efecto Hall.....	22
2.2.2. Acondicionamiento de señal.	23
2.2.2.1. Amplificación y ajuste del rango de tensión.	23
2.2.2.2. Aislamiento.....	24
2.2.2.3. Multiplexado.....	24
2.2.2.4. Filtrado.....	24
2.2.2.5. Excitación.....	24
2.2.2.6. Linealización.	25
2.2.3. Convertidor analógico a digital.....	25
2.2.3.1. Muestreo.....	26
2.2.3.2. Cuantificación.....	26
2.2.3.3. Codificación.....	27
2.3. Errores.	27
2.3.1. Errores Aleatorios.	27
2.3.2. Errores Sistemáticos.....	27
2.3.3. Error absoluto.	28
2.3.4. Error relativo.	28
2.3.5. Causas de los errores de medición.....	28
2.3.5.1. Errores debidos al aparato de medida.....	28
2.3.5.2. Errores debidos a factores personales.....	28
2.3.5.3. Errores del método de medida.....	28
3. MARCO NORMATIVO LEGAL.....	29
4. ELECCION DE COMPONENTES.....	30
4.1. Solución Adoptada.....	30

4.1.1.	Transductor de tensión.	30
4.1.2.	Transductor de Intensidad.	32
4.1.3.	Convertidor Analógico a Digital.	34
4.1.3.1.	Descripción del ADC.	34
4.1.3.1.1.	Resolución.	34
4.1.3.1.2.	I ² C.	34
4.1.3.1.3.	Amplificación de Ganancia Programable (PGA).	35
4.1.3.1.4.	Entradas en modo diferencial.	35
4.1.3.1.5.	Precisión y exactitud ADC.	35
4.1.3.1.6.	Linealidad del ADC.	38
4.1.3.2.	Acondicionamiento de Señal.	39
4.1.3.2.1.	Acondicionamiento del transductor de Intensidad.	39
4.1.3.2.2.	Acondicionamiento del transductor de tensión.	41
4.1.4.	Procesado de los datos.	42
4.1.4.1.	Comunicación entre el ESP32 y el ADC ADS1015.	44
4.1.4.1.1.	Librería Wire.h.	44
4.1.4.1.2.	Librería Adafruit_ADS1015.h	45
4.1.4.2.	Comunicación Bluetooth del ESP32.	48
4.1.4.3.	Diagrama del algoritmo usado para la adquisición, procesado y envío de datos por Bluetooth.	50
4.1.5.	Desarrollo de una aplicación para visualizado de datos en dispositivos con sistema operativo Android.	51
4.1.5.1.	App Inventor.	51
4.1.5.2.	Descripción de la aplicación Android creada.	53
4.2.	Estudio previo.	55
4.2.1.	ADC interno del microcontrolador ESP32.	55
4.2.2.	ADC interno de una segunda unidad ESP32.	57
4.2.3.	ADC ADS1115.	57

5. ESTIMACION DEL ERROR.....	62
5.1. Desviación de la medida debido a la no simultaneidad en la adquisición de tensión e intensidad.	62
5.2. Cálculo de errores y tolerancias.....	73
5.2.1. Error relativo del transductor de tensión.	74
5.2.2. Error relativo del transductor de intensidad.....	74
5.2.3. Error relativo en la medida de tensión.	74
5.2.4. Error relativo en la medida de intensidad.....	75
5.2.5. Errores relativos en la medida de potencia.	75
5.3. Error total.....	76
6. PRUEBA DEL PROTOTIPO.....	77
7. CONCLUSIONES Y FUTURAS MEJORAS.....	78
7.1. Problemas encontrados.	78
7.2. Conclusiones.....	78
7.3. Futuras mejoras.	80
8. PRESUPUESTO.....	81
9. ESQUEMA DE CONEXIONES.	82
10. SOFTWARE.....	83
10.1. Código de la aplicación en arduino ide.....	83
10.2. Código de la aplicación para Android.....	92
10.2.1. Apariencia Designer App Inventor.	92
10.2.2. Apariencia Blocks App Inventor.	93
ANEXOS.....	98
A.1. Especificaciones ZMPT101B.....	99
A.2. Voltage transforme operating guide.....	100
A.3. Especificaciones SCT-013-000	104
A.4. Otros anexos	105

INDICE DE FIGURAS

Figura 1:	Esquema conversión analógico digital.	19
Figura 2:	Esquema de un transformador.	21
Figura 3:	Divisor resistivo y optoacoplador	21
Figura 4:	Transformador de medida de Intensidad	22
Figura 5:	Sensor ACS712 de efecto Hall	23
Figura 6:	Señales continuas y discretas.	25
Figura 7:	Transformador ZMPT101B	30
Figura 8:	Esquema de conexiones ZMPT101B	31
Figura 9:	Transductor de Intensidad SCT-013-000	33
Figura 10:	Esquema SCT-013-000	33
Figura 11:	Rango valores SCT-013-000	33
Figura 12:	ADC ADS1015	34
Figura 13:	Exactitud y Precisión.....	36
Figura 14:	Medida de precisión del ADC.....	37
Figura 15:	Desviaciones en % de la medida.	37
Figura 16:	Linealidad ADC ADS1015.....	38
Figura 17:	Especificaciones ESP32	42
Figura 18:	Microcontrolador ESP32 NodeMCU	43
Figura 19:	Entorno de desarrollo Arduino IDE	43
Figura 20:	Carpeta Adafruit_ADS1X15	46
Figura 21:	Figura archivos instalados por librería de ADS1015	46
Figura 22:	Modificación archivo Adafruit_ADS1015.cpp	47
Figura 23:	Diagrama del algoritmo de adquisición, procesado y envío de datos por bluetooth.....	50
Figura 24:	Ejemplo de programación por bloques de App Inventor	51

Figura 25:	Entorno de programación online App Inventor.....	52
Figura 26:	Aspecto de la aplicación MIT AI2 Companion.....	52
Figura 27:	Visualización de la aplicación.	54
Figura 28:	Linealidad ESP32.	55
Figura 29:	Desviación en porcentaje del ADC del ESP32.....	56
Figura 30:	Desviación en porcentaje segunda unidad ESP32	57
Figura 31:	Desviación de la medida ADS1115.....	58
Figura 32:	Desviación ADS1115 ampliada.....	59
Figura 33:	Linealidad ADC ADAS1115.	59
Figura 34:	Curva de calibración SCT-013 (2).....	62
Figura 35:	Gráfica de variación de Potencia respecto al ángulo de la intensidad... ..	68
Figura 36:	Gráfica variación %FDP.....	69
Figura 37:	Gráfica de tabla de desviaciones completa.....	71
Figura 38:	Grafica de todas las desviaciones respecto al fdp de la carga. ..	72
Figura 39:	Esquema de conexiones.....	82
Figura 40:	Designer App Inventor.	92
Figura 41:	Código Android (Parte 1).	93
Figura 42:	Código Android (Parte 2).	94
Figura 43:	Código Android (Parte 3).	94
Figura 44:	Código Android (Parte 4).	95

INDICE DE TABLAS

tabla 1.:	Datos para $\varphi = 0^\circ$	65
tabla 2.:	Datos para $\varphi = 10^\circ$	66
tabla 3.:	Variación de Potencia en porcentaje respecto a φ	67
tabla 4.:	Variación de potencia respecto al factor de potencia de la carga...	69
tabla 5.:	Tabla de desviaciones.....	70
tabla 6.:	Fórmulas para el cálculo de errores.....	73
tabla 7.:	Carga fdp=1.....	77
tabla 8.:	Carga fdp=0.44 capacitivo.....	77
tabla 9.:	Carga fdp= 0.84 capacitivo.....	77
tabla 10.:	Carga fdp=0.93 inductivo.....	77
tabla 11.:	tabla fdp=0.78 inductivo.....	77
tabla 12.:	Lista de precios.....	81

1. INTRODUCCIÓN.

1.1. Introducción.

La evolución tecnológica y reducción de costes desde la aparición de los primeros microcontroladores ha facilitado la adquisición de dichos componentes al público general.

Su versatilidad ha permitido gran variedad de aplicaciones, entre ellas las relacionadas con las mediciones eléctricas, que junto con la tecnología móvil actual abren un mundo de posibilidades en la transmisión, visionado y procesado de datos.

1.2. Estado del Arte.

Los medidores de potencia actuales son predominantemente digitales, usando convertidores analógico a digital para la conversión de las señales analógicas eléctricas a medir, en datos digitales. Tienden cada vez más a la comunicación con otros dispositivos electrónicos, bien sea para la simple representación de los datos obtenidos, como para el tratamiento o almacenaje de dichos datos.

Para ello ofrecen software específico para los instrumentos de medida tales como aplicaciones web o aplicaciones para sistemas operativos móviles como Android, que pueden ofrecer la visualización en tiempo real de las mediciones a través de comunicación vía Bluetooth o vía Wifi con los aparatos de medida.

Ésta comunicación inalámbrica facilita la medición a distancia en puntos sin tener que estar físicamente en ellos, por lo que puede simplificar tareas de mantenimiento o control de instalaciones.

Por otra parte, la gran cantidad de placas basadas en diferentes microcontroladores y microprocesadores, brindan la posibilidad de adaptación a casi cualquier necesidad en medidas de potencia eléctrica, desde un sofisticado y potente DSP (Digital Signal Processor), capaz de realizar un procesado a muy alta velocidad, permitiendo mediciones precisas en sistemas con armónicos, a sistemas muy simples y económicos como las habituales placas Arduino basadas en microcontroladores ATMEL.

Las placas basadas en Arduino facilitaron la creación de pequeños proyectos de electrónica, creando una gran comunidad de usuarios en dicha plataforma, algo que han aprovechado algunos fabricantes para crear componentes compatibles con el entorno Arduino, captando así a su comunidad de usuarios, ofreciendo mejores prestaciones que las placas Arduino a un precio más reducido, dotando a sus placas incluso de mayor conectividad para hacerlas más atractivas, incluyendo conectividad Bluetooth y Wifi directamente en las placas en vez de en módulos aparte como.

El dispositivo usado en éste proyecto, el ESP32, compatible con la plataforma Arduino, dotado de conectividad Bluetooth/Wifi, con un convertidor analógico a digital incorporado, que si bien puede ser suficiente para muchas aplicaciones, puede resultar poco fiable si se necesitan medidas de precisión

Para mejorar la precisión de las lecturas, el ESP32 puede valerse de su compatibilidad con Arduino para usar con facilidad convertidores externos con librerías incluidas en el entorno Arduino IDE.

Su conectividad Bluetooth/Wifi, pequeño tamaño, bajo precio y compatibilidad con el entorno Arduino, lo hacen un candidato ideal para el desarrollo de un medidor de potencia de bajo coste.

1.3. Objetivos.

El objetivo del proyecto es la creación de un sistema de medida de potencia de bajo coste y tamaño reducido, junto con una aplicación para sistemas operativos Android capaz de ofrecer una visualización de los datos de las mediciones.

Para ello se dará prioridad a usar el menor número de componentes posibles y tamaño reducido de los mismos, así como la búsqueda de componentes especialmente económicos.

También se marca como objetivo el uso de un sensor de corriente no invasivo, para poder realizar mediciones sin tener que modificar los circuitos al realizar las lecturas.

2. MARCO TEÓRICO.

2.1. Definiciones.

Todas las definiciones de los parámetros eléctricos a medir estarán basados en la Norma IEEE Std 1459-2010 para una sola fase.

2.1.1. Monofásica sinusoidal.

2.1.1.1. Tensión e Intensidad.

Una fuente de tensión sinusoidal v alimentando una carga lineal producirá una corriente sinusoidal i

$$v = \sqrt{2}V\sin(\omega t) \quad (2.1)$$

$$i = \sqrt{2}I\sin(\omega t - \theta) \quad (2.2)$$

donde

V	es el valor rms del voltaje (V)
I	es el valor rms de la intensidad (A)
ω	es la frecuencia angular $2\pi f$ (rad/s)
f	es la frecuencia (Hz)
t	es el tiempo (s)

2.1.1.2. Potencia Instantanea (W)

La potencia instantánea viene dada como

$$p = vi \quad (2.3)$$

$$p = p_a + p_q \quad (2.4)$$

donde

$$p_a = VI\cos\theta[1 - \cos(2\omega t)] = P[1 - \cos(2\omega t)] \quad (2.5)$$

$$p_q = -VI\sin\theta\sin(2\omega t) = -Q\sin(2\omega t) \quad (2.6)$$

$$P = VI\cos(\theta) \quad (2.7)$$

$$Q = VI\sin(\theta) \quad (2.8)$$

Siendo

p_a	Potencia activa instantánea
p_q	Potencia reactiva instantánea
P	Potencia activa
Q	Potencia reactiva

2.1.1.3. Potencia Activa (W)

La potencia activa, también conocida como potencia real, es el valor medio de la potencia instantánea durante el intervalo del tiempo de medición desde τ hasta $\tau + kT$

$$P = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} p dt = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} p_a dt \quad (2.9)$$

donde

$T = 1/f$	es el periodo (s)
k	es un numero entero positivo
τ	es el momento donde empieza la medición

2.1.1.4. Potencia reactiva (var)

La magnitud de la potencia reactiva Q es igual a la amplitud de la potencia reactiva instantánea oscilante p_q .

$$Q = VI \sin \theta \quad (2.10)$$

$$Q = \frac{\omega}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} i \left[\int v dt \right] dt \quad (2.11)$$

2.1.1.5. Potencia Aparente (VA)

La potencia aparente es el producto de la raíz cuadrática media (rms) de la tensión y la corriente rms.

$$S = VI \quad (2.12)$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (2.13)$$

2.1.1.6. Factor de Potencia

$$PF = \frac{P}{S} \quad (2.14)$$

2.1.1.7. Potencia Compleja (VA)

La potencia compleja es una cantidad compleja en la que la potencia activa es la parte real y la potencia reactiva es la parte imaginaria.

$$\bar{S} = P + jQ = \bar{V}\bar{I}^* \quad (2.14)$$

donde de acuerdo con el apartado 2.1.1.

$$\bar{V} = V/\underline{0^0}$$

es el fasor de tensión

$$\bar{I} = I/\underline{-\theta^0}$$

es el fasor de intensidad

$$\bar{I}^* = I/\underline{\theta^0}$$

es el conjugado del fasor de intensidad

2.1.2. Monofásica no sinusoidal.

Para condiciones de estado estacionario, una tensión o corriente instantánea periódica no sinusoidal tiene dos componentes: los componentes de frecuencia del sistema eléctrico v_1 e i_1 y el término restante v_H e i_H , respectivamente.

$$v = v_1 + v_H \quad (2.15)$$

$$i = i_1 + i_H \quad (2.16)$$

donde

$$v_1 = \sqrt{2V_1} \sin(\omega t - \alpha_1) \quad (2.17)$$

$$i_1 = \sqrt{2I_1} \sin(\omega t - \beta_1) \quad (2.18)$$

$$v_H = V_0 + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} V_h \sin(h\omega t - \alpha_H) \quad (2.19)$$

$$i_H = I_0 + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} I_h \sin(h\omega t - \beta_H) \quad (2.20)$$

$$V^2 = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} v^2 \quad (2.21)$$

$$I^2 = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} i^2 \quad (2.22)$$

Los componentes con subíndice 1 pertenecen a las funciones fundamentales, mientras que los que tienen subíndice H contienen las funciones desde el segundo armónico en adelante junto con los componentes de continua V_0 e I_0 .

A partir de éste punto solo se definirán las ecuaciones que se implementarán en el microcontrolador pues todo el desarrollo de dichas ecuaciones quedan fuera del propósito de éste documento, pudiéndose consultar en la norma IEEE std 1459-2010 dicho desarrollo.

2.1.2.1. Potencia Instantánea (W)

$$p = vi \quad (2.23)$$

2.1.2.2. Potencia Activa (W)

$$P = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} p dt \quad (2.24)$$

2.1.2.3. Potencia Aparente (VA)

$$S = VI \quad (2.25)$$

2.1.2.4. Potencia No-Activa (var)

La Potencia No-Activa agrupa las componentes no activas fundamentales y las no fundamentales.

$$N = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (2.26)$$

$N = Q$ Solo es válido cuando la onda es perfectamente sinusoidal, sin embargo en éste proyecto se usará como potencia reactiva dicha definición, debido a que el estudio de la reactiva con armónicos se escapa al propósito del proyecto, por lo que se considerará $Q \cong N$.

2.1.2.5. Factor de potencia

$$PF = \frac{P}{S} \quad (2.27)$$

2.2. Adquisición de datos

El mundo real es analógico, para convertir esas magnitudes físicas en magnitudes digitales (magnitudes discretas) se sigue el siguiente esquema:

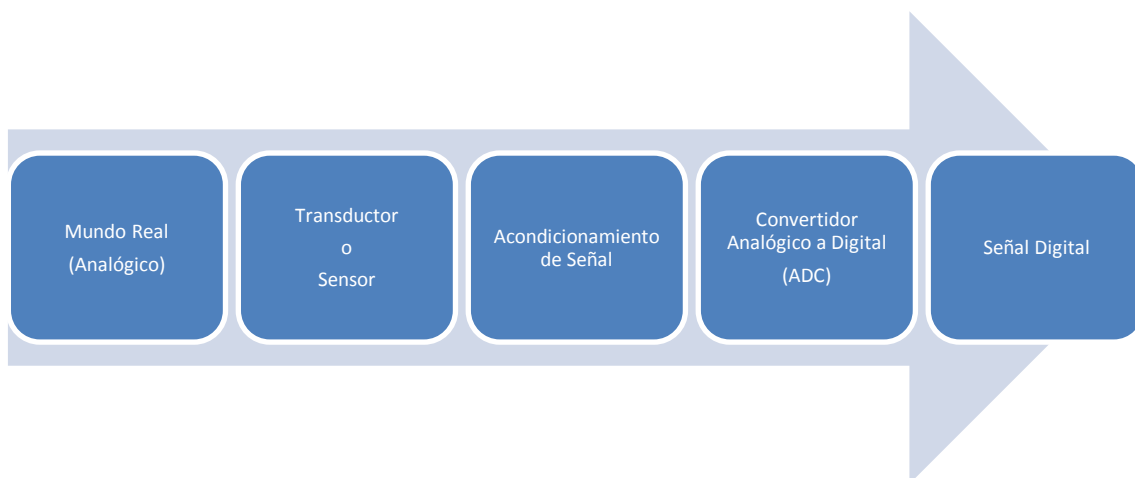


Figura 1: Esquema conversión analógico digital.

2.2.1. Transductores de señal.

Un transductor transforma una magnitud física de entrada de cualquier tipo en otra de salida, generalmente de tipo eléctrico.

En las medidas de potencia eléctrica, se da la particularidad que el fenómeno a medir también es eléctrico (como la salida del transductor), pero son necesarios para proporcionar un aislamiento de la señal a medir, reducir valores de las magnitudes eléctricas y para no alterar la señal a medir.

2.2.1.1. Aislamiento Galvánico.

Por motivos de seguridad, se busca que la señal eléctrica a medir y la señal que realmente se medirá no compartan conexiones eléctricas, obteniendo así dos circuitos que comparten información entre ellos pero no tienen conexiones eléctricas en común, siendo habitual el uso de transformadores y optoacopladores para dicho propósito.

2.2.1.2. Transductores de tensión.

2.2.1.2.1. Transformador.

Por su funcionamiento proporciona directamente un aislamiento galvánico, y debido a su sencillez es un sistema muy utilizado para la medida de potencia eléctrica.

Con la relación de espiras adecuada, puede obtenerse una tensión en la salida mucho más pequeña que la entrada, cercana a los valores necesarios para los convertidores de analógico a digital, en adelante ADC (Analog to Digital Converter).

La tensión en el secundario del transformador tendrá un desfase añadido respecto a la señal del primario el cual se podría corregir en el procesado.

Su principal inconveniente es que no permite la medida de tensión continua, por lo que queda restringido al uso para medidores de tensión alterna.

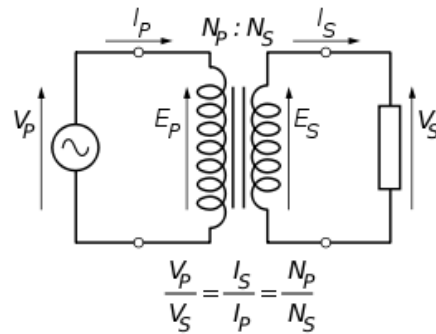


Figura 2: Esquema de un transformador.¹

2.2.1.2.2. Divisor de tensión y Optoacoplador.

Otra forma de disminuir la tensión es mediante un divisor de tensión resistivo y la unión con el circuito de medición de la señal sería mediante un optoacoplador, también conocido como aislador acoplado ópticamente, siendo éste el encargado de transmitir información entre ambos circuitos sin que existan conexiones eléctricas en común.

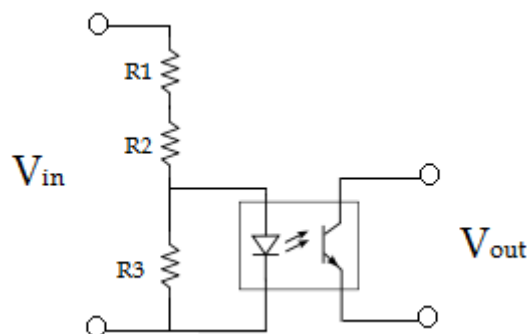


Figura 3: Divisor resistivo y optoacoplador

2.2.1.3. Transductor de Intensidad.

2.2.1.3.1. Transformador.

Al igual que se utiliza para medir tensión, un transformador puede usarse para medir intensidad, con la diferencia de que en vez de alimentar el primario con la tensión que se quiere medir, hay que hacer circular la intensidad a medir por dicho arrollamiento.

¹ (2)

En aparatos de medida de intensidad móviles, es habitual que el transformador sea de núcleo de aire y además partido, permitiendo así medir sin tener que desmontar parte del circuito para intercalar el transformador.

El primario en ese caso, sería el propio cable por donde circula la intensidad a medir.

Su principal inconveniente es que no permite medidas de corriente continua, quedando restringido su uso a medidas de corriente alterna.

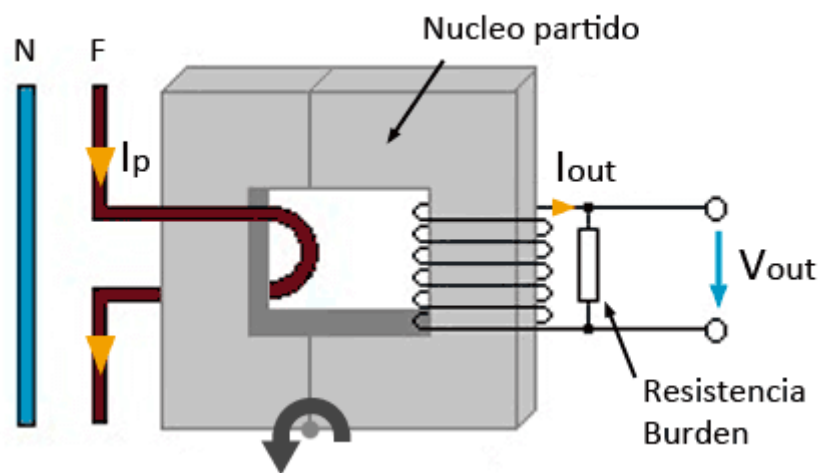


Figura 4: Transformador de medida de Intensidad ²

2.2.1.3.2. Sensor de corriente de efecto Hall.

“Se conoce como efecto Hall a la aparición de un campo eléctrico por separación de cargas en el interior de un conductor por el que circula una corriente en presencia de un campo magnético” ³.

Los sensores de efecto Hall usan esa propiedad ofreciendo una tensión proporcional a dicho campo eléctrico, permitiendo además la medición de corriente continua.

² (3)

³ (4)



Figura 5: Sensor ACS712 de efecto Hall

2.2.2. Acondicionamiento de señal.

El siguiente gran bloque en la adquisición de datos es el acondicionamiento de la señal que se obtiene de los transductores, hay que adaptarla, acondicionarla al siguiente elemento de la etapa, que sería en éste caso el ADC.

Para ello se tendrá que escoger previamente un ADC, estudiar qué tipo de entrada analógica necesita y compararla con la que ofrecen los transductores usados.

El acondicionamiento de señal se puede dividir en seis posibles etapas, no teniendo siempre que estar presente todas⁴:

- Amplificación y ajuste del rango de tensión.
- Aislamiento.
- Multiplexado.
- Filtrado.
- Excitación.
- Linealización.

2.2.2.1. Amplificación y ajuste del rango de tensión.

Con el fin de aprovechar el ADC, es habitual que la señal a medir sea cercano a los máximos valores que sea capaz de leer el ADC, sin sobrepasarlos, dejando un margen de seguridad.

Algunos ADC tienen incorporado amplificación propia para poder adaptarse ellos a la señal que se va a usar en vez de tener que amplificarla externamente.

⁴ (5)

Por otra parte, un ADC no siempre acepta valores negativos de tensión, luego si el ADC elegido sólo acepta valores positivos de tensión y el transductor elegido proporciona una señal alterna, compuesta de valores positivos y negativos, habrá que acondicionar la señal de salida del transductor añadiendo un offset de al menos la mitad de la amplitud de la señal ofrecida por el transductor.

2.2.2.2. Aislamiento.

Tanto para la protección de los componentes electrónicos como para la protección de la persona que manipule dicho aparato, es buena práctica proporcionar un aislamiento galvánico a nuestro medidor.

2.2.2.3. Multiplexado.

Una opción para usar un solo ADC con varias entradas diferentes sería añadir un sistema de multiplexado.

Es habitual que los microcontroladores con ADC incorporado, incluyan ésta cualidad, ofreciendo así una gran cantidad de canales con un solo ADC.

2.2.2.4. Filtrado

La función del filtrado de la señal es eliminar interferencias y señales no deseadas a la hora de medir, que aumentarían el error en la medición.

El filtrado puede ser por software o por hardware, siendo recomendable éste último, previo al ADC.

2.2.2.5. Excitación.

El acondicionamiento de señal puede generar la excitación necesaria para algunos transductores.

Esta etapa no suele ser habitual en la medida de variables eléctricas, sino que suele utilizarse para algunos transductores de temperatura.

2.2.2.6. Linealización.

Puede ser mediante software o mediante hardware, siendo habitual las correcciones por software cuando un transductor no presenta una respuesta lineal.

2.2.3. Convertidor analógico a digital.

Una señal analógica es una señal continua, puede representar cualquier valor en cualquier instante de tiempo, por el contrario, una señal digital es una señal de discreta, solo puede tomar un número de valores finitos determinados y durante un numero de muestras determinadas. Es discreta en valores y en tiempo.

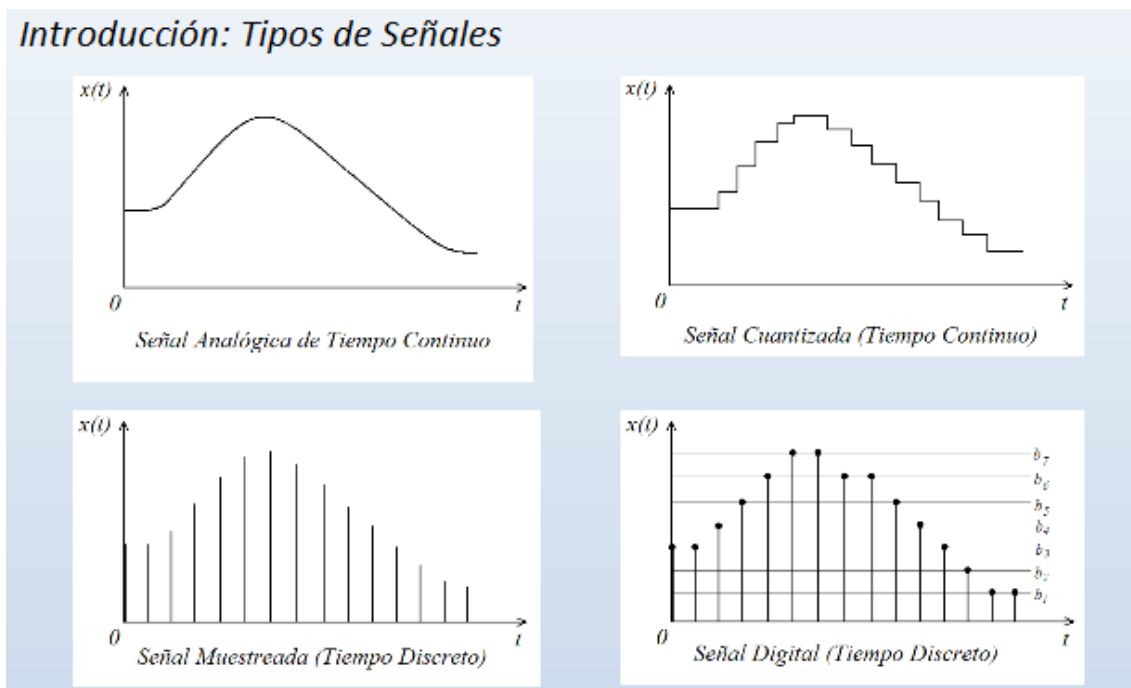


Figura 6: Señales continuas y discretas.⁵

Comunicar un mundo discreto con un mundo continuo hace ineludible la figura de un intérprete para que ambos mundos se entiendan, en éste caso es el ADC.

⁵ (6)

Para digitalizar la señal son necesarias tres operaciones: Muestreo, Cuantificación y Codificación.

2.2.3.1. Muestreo

El muestreo discretiza el tiempo, toma sucesivas medidas a una frecuencia de concreta, predeterminada por el ADC elegido, dicha frecuencia se conoce como frecuencia de muestreo, y puede disminuirse mediante el software, pero no aumentarse, pues es un límite impuesto por su fabricación.

El teorema de Nyquist indica que para muestrear una señal correctamente, sin pérdida de información, es necesario muestrear al menos al doble de frecuencia que la frecuencia a muestrear, dicha frecuencia se conoce como Frecuencia de Nyquist.

En España, la frecuencia de la red eléctrica es 50Hz, luego se tendría que muestrear al menos a 100Hz.

La frecuencia de muestreo por lo tanto es una característica importante a la hora de elegir el ADC, ya que si no supera la Frecuencia de Nyquist necesaria, no se obtendrá una buena conversión.

2.2.3.2. Cuantificación.

La cuantificación discretiza la amplitud de los valores aportados por el proceso de muestreo.

En dicho proceso establece una serie de valores posibles según la resolución del ADC, y cualquier valor continuo en amplitud se le asigna un valor discreto de entre esos valores.

El ADC tendrá 2^n escalones, siendo n el número de bits.

2.2.3.3. Codificación.

El proceso de codificación asigna a cada escalón del proceso de cuantificación un código en binario, obteniendo finalmente una señal digital lista para el procesado.

2.3. Errores.

Los errores de medición pueden dividirse en dos grupos, los errores aleatorios y los errores sistemáticos.⁶

Estimar o cuantificar un error es un paso importante para conocer la fiabilidad de las medidas para ello se estudia el error absoluto y el error relativo en de las medidas.

2.3.1. Errores Aleatorios.

El error aleatorio es un error imposible de controlar pues por su complejidad o pequeña influencia en el resultado final, no se conocen las leyes que lo rigen.

Se puede hacer un análisis estadístico para intentar modelar su media y su desviación típica muestral.

2.3.2. Errores Sistemáticos.

El error sistemático es un error que se puede definir, pues se conocen los mecanismos que lo causan, y es constante en valor y signo al medir la misma magnitud en las mismas condiciones, por lo que puede llegar a ser corregido en el procesado de datos.

⁶ (9)

2.3.3. Error absoluto.

Es la diferencia entre el valor real y el valor medido.

$$x \pm \Delta x \quad (2.28)$$

donde x es la medida y Δx es el error absoluto, con una sola cifra significativa.

2.3.4. Error relativo.

Es más útil conocer el porcentaje de desviación de la medida que el error absoluto, dando un dato útil para saber el tamaño del error respecto al de la muestra.

$$\varepsilon_x = \frac{\Delta x}{x} \quad (2.29)$$

donde ε_x es el error relativo en la medida.

2.3.5. Causas de los errores de medición.

2.3.5.1. Errores debidos al aparato de medida

Aquí se incluyen errores de diseño, de fabricación, precisión, tolerancias, junto con los errores por desgaste.

2.3.5.2. Errores debidos a factores personales.

Pueden deberse a diversos factores tales como errores de lectura, cansancio, habilidades del operador, etc... Son difíciles de modelar.

2.3.5.3. Errores del método de medida.

“Surge por el no perfeccionamiento de los métodos de medición, o por el empleo de fórmulas aproximadas para calcular el valor de las magnitudes”⁷

⁷ (10)

3. MARCO NORMATIVO LEGAL

- **IEEE Std 1459-2010:** IEEE Standards Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions.

4. ELECCIÓN DE LOS COMPONENTES.

En primer lugar se presenta la solución adoptada, la elección de los componentes que forman el medidor que finalmente se ha usado.

En segundo lugar, se presenta un estudio previo el cual hace un recorrido por las diversas pruebas que finalmente han llevado a la solución adoptada.

4.1. Solución Adoptada

4.1.1. Transductor de tensión.

Por su simplicidad, se ha elegido un transformador como transductor de tensión.

El transformador elegido es el ZMPT101B, un transformador de precisión con un error de fase $\leq 20'$ según el fabricante. ($\leq 0.33^\circ$)



Figura 7: Transformador ZMPT101B

Es un transformador con una relación de transformación 1000:1000, su función es la de proporcionar un aislamiento galvánico.

El esquema de conexiones es el siguiente:

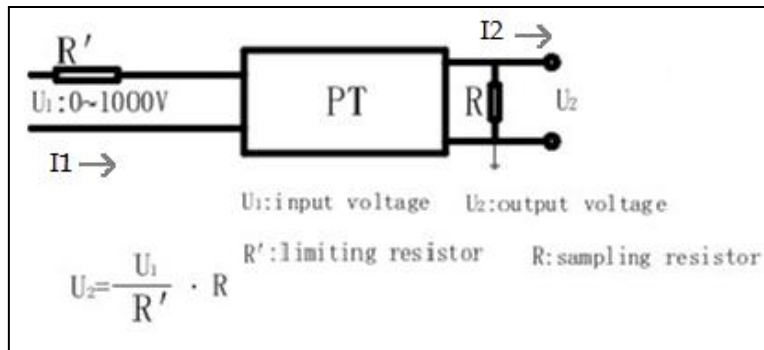


Figura 8: Esquema de conexiones ZMPT101B

Siendo R' una resistencia limitadora en serie con el transformador para que la intensidad de entrada en el transformador no supere la exigida por el fabricante.

En éste caso, el fabricante especifica un rango de intensidades, siendo

$1mA \geq I_1 \geq 2mA$, donde I_1 es la Intensidad rms de entrada.

El cálculo de dicha resistencia se hace mediante la Ley de Ohm.

$$R' = \frac{U_1}{I_1} \quad (4.1)$$

Donde U_1 es la tensión rms en la entrada del transformador.

El valor elegido para la intensidad ha sido $I_1 = 1.1mA$ y para la tensión, se supondrá un valor rms máximo $U_1 = 245V$, teniendo un margen de seguridad aceptable.

Si se eligiese $U_1 = 240V$, existe el riesgo de superar ese valor y causar posibles daños en el transformador o en el ADC posteriormente al no estar acondicionada la señal para valores superiores a una tensión de alimentación mayores a 240V.

A continuación se calcula dicha resistencia

$$R' = \frac{U_1}{I_1} = \frac{245V}{1.1mA} \cong 222.72k\Omega \quad (4.2)$$

El valor R' obtenido no es un valor normalizado, el valor más cercano normalizado es $R' = 220k\Omega$ luego se calcula si la I_1 obtenida con dicho entra dentro del rango aceptable.

$$I_1 = \frac{U_1}{R'} = \frac{245V}{220k\Omega} \cong 1.114mA \quad (4.3)$$

Como $1mA \geq I_1 \geq 2mA$, entonces sería válido usar dicha R' .

En el caso particular de éste proyecto, al no disponer de dicho valor, se obtendrá mediante cuatro resistencias en serie, dos de $100k\Omega$ y dos de $10K\Omega$, sumando en total una resistencia de $220K\Omega$.

El transductor de tensión queda terminado a la espera de acondicionar la señal para el ADC elegido.

4.1.2. Transductor de Intensidad.

El transductor de intensidad escogido es por transformador, el SCT-013-000, transductor de intensidad mediante transformador, por la facilidad para conseguirlo, por el precio y por su sencillez de uso.

Otra de las características deseadas del transductor de intensidad a elegir, era ser un componente no invasivo, es decir, tiene que poder unirse al circuito a medir sin la necesidad de abrir el circuito e intercalarlo dentro, esto permite la facilidad y rapidez de conexión a diversos puntos a medir y el SCT-013-000 es un buen candidato para ello.



Figura 9: Transductor de Intensidad SCT-013-000
su esquema eléctrico es el siguiente:

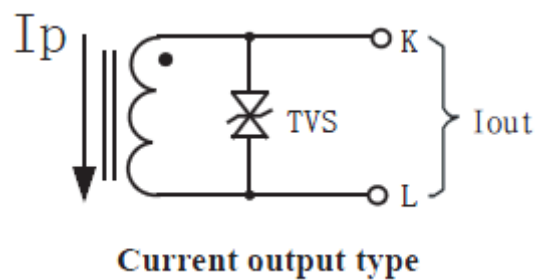


Figura 10: Esquema SCT-013-000

I_p es la intensidad del primario, la intensidad a medir, e I_{out} la intensidad en el secundario, la que suministra el transformador, ambas en alterna.

Los datos que proporcionados por el fabricante indican el siguiente rango:

Model	SCT-013-000
Input current	0-100A
Output type	0-50mA

Figura 11: Rango valores SCT-013-000

Una vez elegido el ADC, habrá que acondicionar la salida a éste.

4.1.3. Convertidor Analógico a Digital.

El ADC elegido es el ADS1015

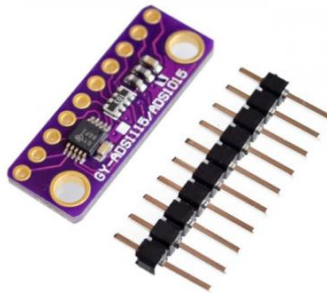


Figura 12: ADC ADS1015

4.1.3.1. Descripción del ADC.

El ADS1015 es un pequeño ADC con las siguientes características:

- 12 bits.
- Comunicación I²C.
- Frecuencia de muestreo programable hasta 3300sps (samples per second).
- Amplificación de ganancia incorporado (PGA).
- Tensión de alimentación de 2 a 5V.
- 4 entradas en modo común/ 2 entradas en modo diferencial.
-

4.1.3.1.1. Resolución.

Con 12 bits puede realizar una cuantificación en $2^{12} = 4096$ escalones.

4.1.3.1.2. I²C.

Es un bus de comunicación serie el cual utiliza solo dos cables, uno para datos (SDA) y otro para reloj (SCL).

Maestro y esclavo utilizan el mismo cable para el traspaso de datos, mientras que el reloj es controlado por el maestro.

4.1.3.1.3. Amplificación de Ganancia Programable (PGA).

Esta característica del ADS1015 es útil a la hora de acondicionar la señal para el ADC, pues para una mejor precisión en la lectura, es aconsejable que la señal a medir sea del orden de los valores máximos que permita el ADC.

Una vez la señal del transductor sea del tipo necesario para el ADC, se usan amplificadores operacionales para llevarla al rango mencionado.

El Amplificador de Ganancia Programable evita añadir una amplificación externa para ello, usando una propia integrada, pudiendo seleccionar mediante software en qué rango de valores será la señal a medir, adaptándose el ADC automáticamente sin tener que añadir ningún elemento físico más.

El PGA ofrece un rango de entrada desde $\pm 256mV$ a $\pm 6.144V$

4.1.3.1.4. Entradas en modo diferencial.

El ADC da la opción de usar 2 entradas en modo diferencial (en vez de 4 en modo común), por lo que permite la lectura de valores positivos y negativos.

El permitir valores negativos facilita el acondicionamiento de señal, pues evita tener que transformar una señal con valores positivos y negativos en una con solo valores positivos pero que mantenga la proporción para no perder información.

El modo diferencial permite como entrada el uso de una señal alterna.

4.1.3.1.5. Precisión y exactitud ADC.

La precisión y exactitud son parámetros a destacar a la hora de elegir un ADC.

La precisión está relacionada con la repetitividad del dato obtenido si medimos siempre el mismo valor. Si para un valor a medir, el ADC ofrece siempre un mismo resultado (o muy cercano), tendrá una buena precisión, independientemente de que el dato aportado concuerde con la realidad.

Si por el contrario, el ADC ofrece un resultado cercano al real pero aleatorio y poco predecible, es poco preciso.

Que un ADC tenga una precisión alta en sus medidas es importante, porque no es un parámetro que se pueda corregir por software, su aleatoriedad lo impide.

La exactitud de la medida, se refiere a cuánto se parece el resultado del ADC al esperado para esa medida real.

Un ADC muy preciso y poco exacto puede utilizarse haciendo correcciones mediante software, pues se conocen con exactitud cuánto se desvía para cada valor.

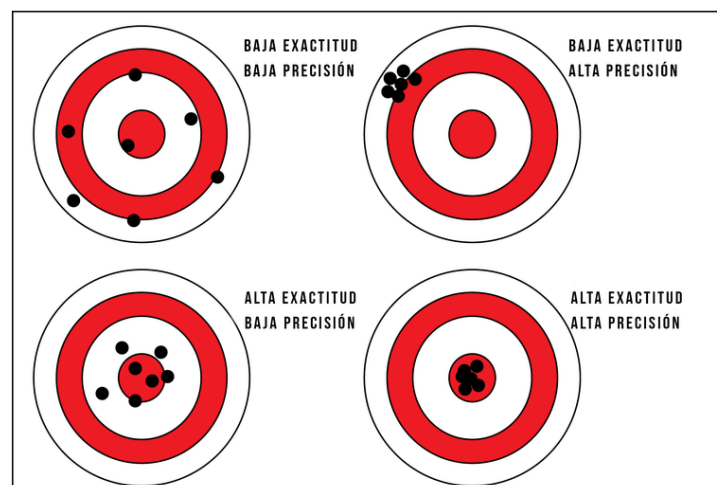


Figura 13: Exactitud y Precisión.⁸

Para comprobar la precisión del ADC, se han tomado veinte muestras de la misma medida anotando los resultados que ofrecía el ADC para una señal de 1.001V, obteniendo máximos medidos de 1.002V y mínimos de 0.999V, siendo una variación <math><0.2\%</math> en ambas medidas.

⁸ (7)

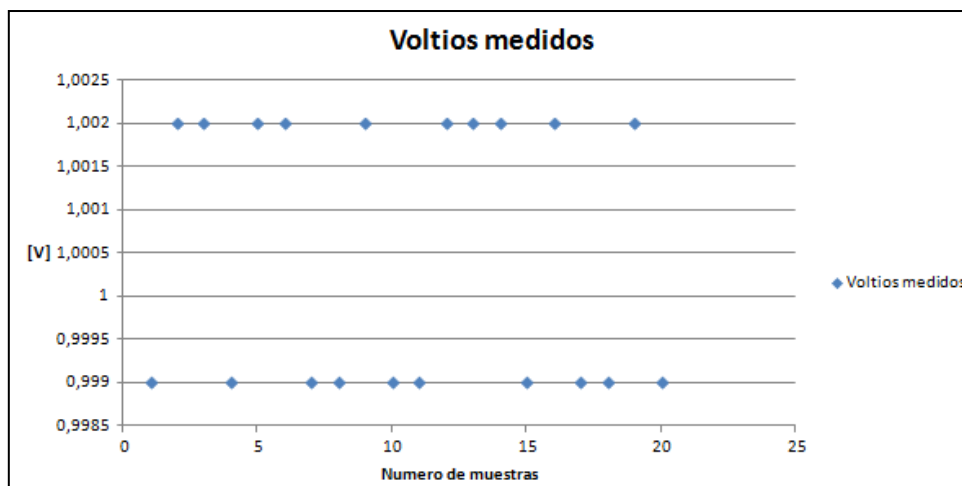


Figura 14: Medida de precisión del ADC.

Repitiendo el ensayo varias veces y en distintos valores a muestrear, se obtiene la siguiente gráfica con el porcentaje de desviación en la medida.

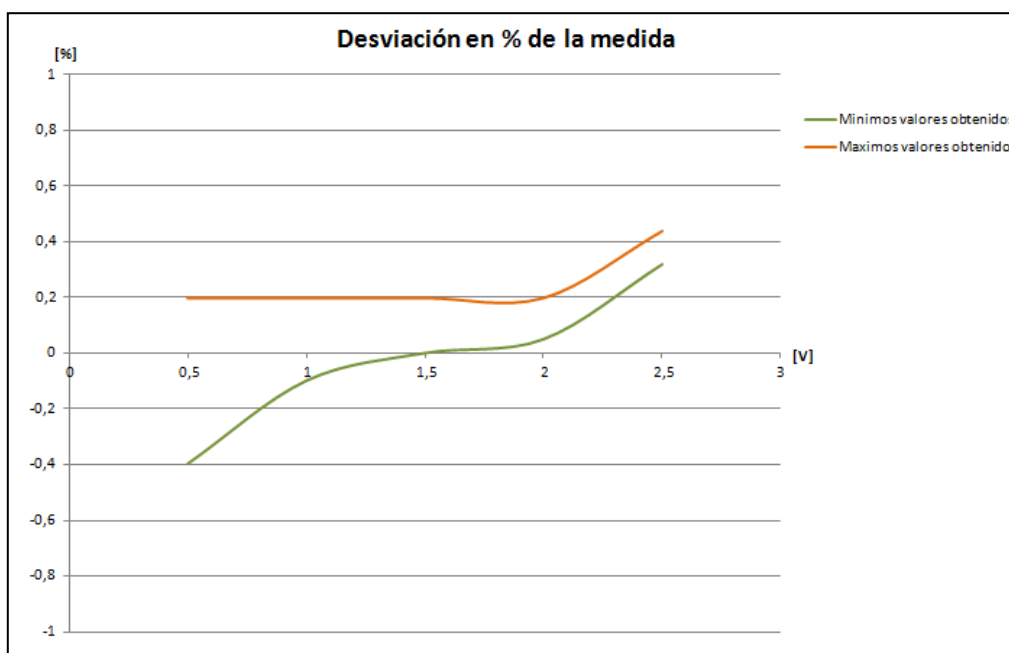


Figura 15: Desviaciones en % de la medida.

Obteniendo variaciones muy pequeñas en el ADC, por lo que independientemente de lo exacto que sea, consigue una precisión muy buena, apenas varía su valor para la misma medida.

En éste caso además, la no solo es bastante preciso, sino también es muy exacto, ya que las medias distan poco con los valores reales a medir.

4.1.3.1.6. Linealidad del ADC.

La linealidad es una propiedad que da información de cómo se comporta el valor ofrecido por el ADC respecto al valor real leído en todo el rango de lecturas posibles.

Es un dato relacionado con la exactitud (propiedad vista en el apartado anterior) y de lo proporcional que es el valor del ADC respecto a la entrada para todo el rango.

Un ADC preciso pero poco lineal, puede corregirse mediante software.

Para comprobar la linealidad del ADS1015, se han tomado muestras entre 0 y 3.3V en escalones de 0.1V, se han graficado y añadido una línea de tendencia.

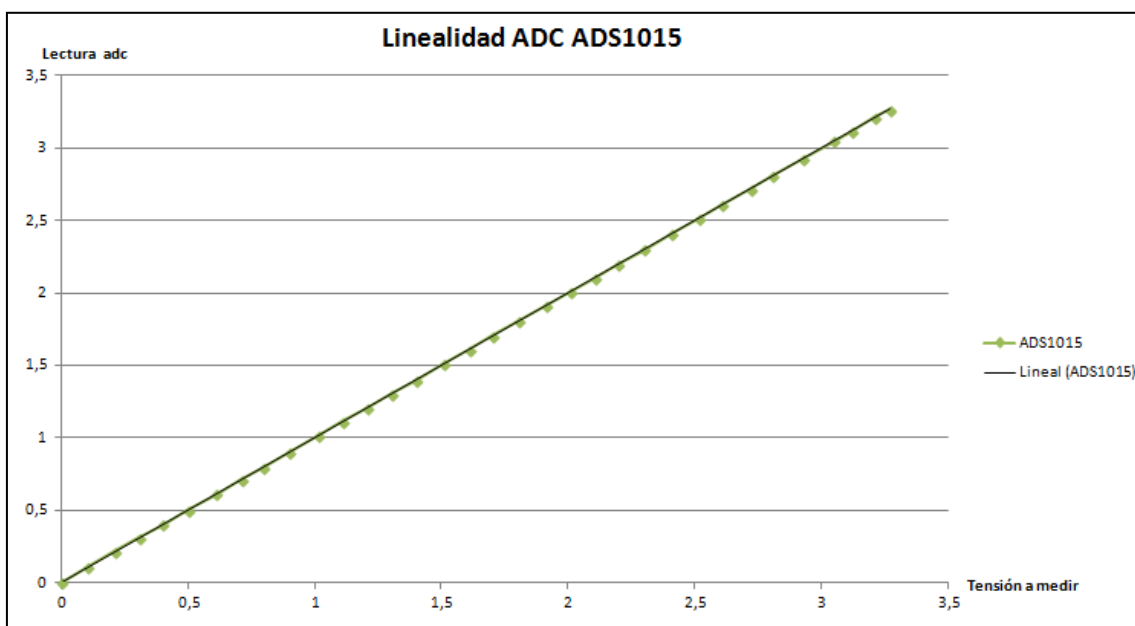


Figura 16: Linealidad ADC ADS1015

En la figura anterior puede observarse los valores a medir y la lectura del ESP32 siguen una proporción lineal.

4.1.3.2. Acondicionamiento de Señal.

Una vez elegido el ADC llega la etapa de acondicionamiento de Señal.

Como se ha optado por un ADC con entradas en modo diferencial, las entradas pueden ser en alterna directamente. El acondicionamiento en éste caso será en amplitud, en adaptar la señal de salida de los transductores de tensión e intensidad al rango máximo que acepta el ADC.

4.1.3.2.1. Acondicionamiento del transductor de Intensidad

En el caso del transductor de intensidad, el fabricante aconseja muestrear tensión después del transductor en una resistencia de muestreo y un rango de tensiones de 0 a 1v para ello habrá que hacer los cálculos necesarios para que se cumpla ese rango de 0 a 1V en dicha resistencia.

La entrada máxima de corriente para el transductor de intensidad es de 100A y su salida máxima son 50mA.

En el apartado 2.2.1.2.1. se puede ver la siguiente ecuación:

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{I_s}{I_p} = \frac{N_p}{N_s} \quad (4.4)$$

La I_p (Intensidad del primario) es la intensidad a medir y $N_p = 1$ (Numero de vueltas del primario solo es uno, el propio cable en que se mide).

Despejando N_s de la ecuación (4.4) se obtiene:

$$N_s = N_p \frac{I_p}{I_s} = 1 \text{ espira} \cdot \frac{100A}{50mA} = 2000 \text{ espiras} \quad (4.5)$$

De la ecuación (4.4) limitando $I_p = 10A$, dado que el vatímetro de laboratorio que se usará en las comprobaciones no soporta intensidades mayores se obtiene:

$$I_s = I_p \frac{N_p}{N_s} = 10A \frac{1}{2000} = 5mA \quad (4.6)$$

La condición que da el fabricante en valores rms es:

$$0V \leq V_s \leq 1V \quad (4.7)$$

El valor de pico se define como

$$V_{pico} = \sqrt{2}V_{rms} \quad (4.8)$$

Aplicando la ecuación (4.8) a la ecuación (4.7) se obtienen los valores de pico en la salida que indica el fabricante.

$$0V \leq V_{Spico} \leq 1.4142V \quad (4.9)$$

Si la ecuación (4.9) se compara con los posibles ganancias programables en el ADC, se observa que hay una muy cercana, de $\pm 1.024V$, aunque inferior, por lo que se selecciona esa ganancia en el amplificador y se hace un acondicionamiento de la señal para que no se superen dichos valores.

Si se escoge $V_s = 0.6V$ (*rms*), aplicando la formula (4.8) se obtiene

$$V_{Spico} = 0.6\sqrt{2} = 0.8485V \quad (4.10)$$

Estando por debajo de $1.024V$, dejando la diferencia como margen de seguridad.

Para el cálculo de la resistencia de muestreo en bornes R del transformador de intensidad se utiliza la expresión

$$R = \frac{V_s}{I_s} \quad (4.11)$$

Sustituyendo la condición $V_s = 0.6V$ (*rms*) y el resultado de la ecuación (4.6) en la ecuación (4.11), se obtiene

$$R = \frac{0.6V}{5mA} = 120\Omega \quad (4.12)$$

Un valor de R normalizado.

4.1.3.2.2. Acondicionamiento del transductor de tensión.

Una vez seleccionada la ganancia del ADC en $\pm 1.024V$ se tiene esa limitación en el rango, junto con la que exige el fabricante del transductor de tensión.

Debido a que la relación de transformación es 1000:1000, coincide el módulo de la intensidad en la entrada y la salida.

$$I_1 = I_2 \quad (4.13)$$

Se busca determinar la R , la Resistencia de muestreo. La caída de tensión en dicha resistencia será la tensión a muestrear por el ADC.

$$U_2 = RI_2 \quad (4.14)$$

De las ecuaciones (4.1), (4.13) y (4.14) despejando la R se obtiene la siguiente expresión:

$$R = R' \cdot \frac{U_2}{U_1} \quad (4.15)$$

Si se aplica la limitación $U_{2pico} = 0.8 < 1.024V$, dejando un margen razonable por si existiesen picos de tensión en la red, se calcula U_2 aplicando la fórmula (4.8), donde

$$U_2 = \frac{U_{2pico}}{\sqrt{2}} = \frac{0.8}{\sqrt{2}} = 0.5657V \text{ (rms)} \quad (4.16)$$

Y usando ese dato para la ecuación (4.14) junto a $U_1 = 245V$ y $R' = 220k\Omega$ calculada en el apartado 4.1.1.

$$R = R' \cdot \frac{U_2}{U_1} = 220k\Omega \cdot \frac{0.5657V}{245V} = 507.98\Omega \quad (4.17)$$

Pero dicho valor no es un valor normalizado, el valor normalizado más cercano es $R = 510\Omega$. Si se usa ese valor en la ecuación (4.15) y se despeja U_2 para comprobar si su valor de pico es inferior al límite marcado, se obtiene:

$$U_2 = U_1 \cdot \frac{R}{R'} = 245 \cdot \frac{510}{220k\Omega} = 0.568V \text{ (rms)} \quad (4.18)$$

Y transformándolo a su valor de pico con la ecuación (4.8)

$$U_{2\text{pico}} = U_2\sqrt{2} = 0.568\sqrt{2} = 0.803V < 1.024V \quad (4.19)$$

Luego $R = 510\Omega$ es un valor correcto a utilizar.

4.1.4. Procesado de los datos

Para el procesado de datos se ha optado por microcontrolador ESP32 NodeMCU, con las siguientes especificaciones:

Wireless Standard	FCC/CE/IC/TELEC/KCC/SRRC/NCC
Wireless Protocol	802.11 b/g/n/d/e/l/k/r
Frequency Range	2.4 - 2.5 GHz
Bluetooth Protocol	Bluetooth v4.2 BR/EDR and BLE specification
Bluetooth Specifications	NZIF Receiver with -98dBm sensitivity Class-1, Class-2 and Class-3 transmitter AFH, CVSD and SBC
Memory	16MB Flash, 520KB SRAM
Wireless Form	On-board PCB Antenna
IO Capability	UART, I2C, SPI, I2S, PWM, SDIO, GPIO, ADC, DAC
Electrical Characteristic	3.3 V Operated 15 mA output current per GPIO pin 80 mA average working current
Operating Temperature	-40 to +125 °C
Wireless Network Type	Station / SoftAP / SoftAP + Station / P2P
Security Type	WPA / WPA2 / WPA2-Enterprise / WPS
Encryption Type	AES / RSA / ECC / SHA
Firmware Upgrade	UART Download / OTA / Host
Network Protocol	IPv4, IPv6, SSL, TCP / UDP / FTP / HTTP / MQTT
User Configuration	AT + Order Set, Web Android / iOS, Cloud Server

Figura 17: Especificaciones ESP32

La elección de dicho microcontrolador se hecho en base a su pequeño tamaño, bajo coste, conectividad Bluetooth sin necesidad de módulos externos y compatibilidad con el entorno de desarrollo Arduino IDE.



Figura 18: Microcontrolador ESP32 NodeMCU

Arduino es una plataforma de código abierto tanto de software como de hardware. Los diferentes microcontroladores Arduino son de hardware libre, por lo que cualquiera puede crear, copiar o modificar dichas placas, sus esquemas están disponibles.

Arduino IDE (Integrated Development Environment) es un entorno de programación para placas Arduino.

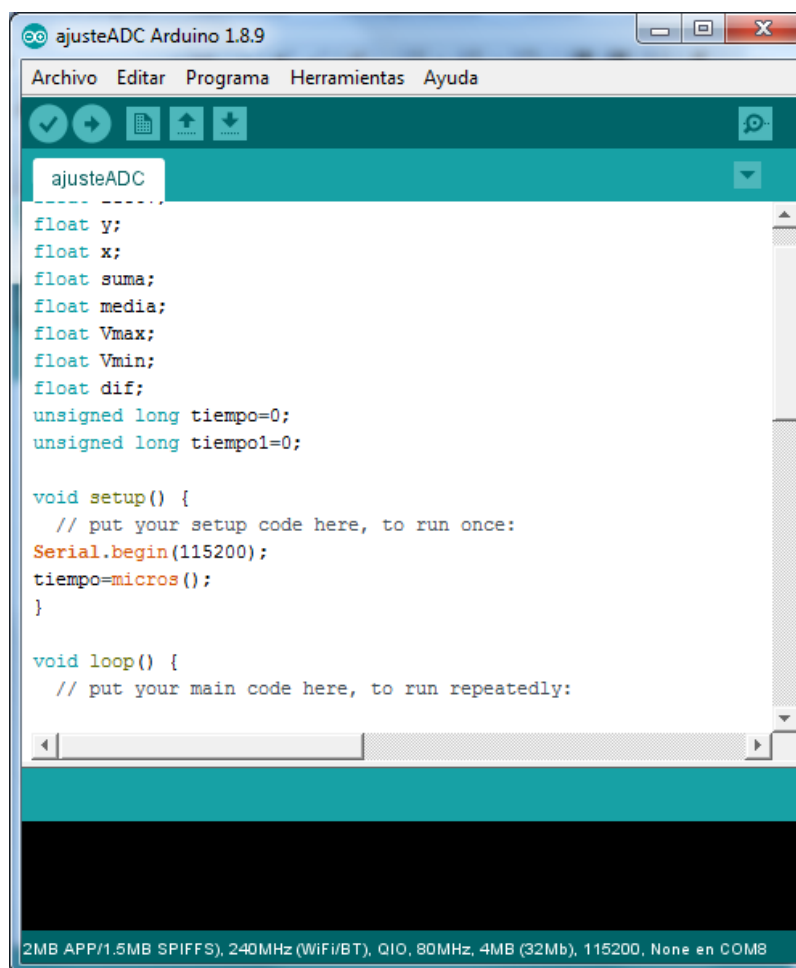


Figura 19: Entorno de desarrollo Arduino IDE

Poder programar en el entorno Arduino IDE es una característica especialmente llamativa, pues siendo un entorno habitual en pequeños proyectos de electrónica, existe mucha información disponible al respecto, facilitando la introducción al mundo de la programación de microcontroladores.

Arduino IDE, en línea con su idea de un hardware y software libre ofrece una serie de librerías que facilitan el trabajo de programación, incluyendo en ella funciones que puedes utilizar directamente en vez de tener que crearlas tú.

Para usar el entorno Arduino IDE con el ESP32 hay que instalar una serie de programas, pues no funciona directamente en tal entorno, necesita seguir una serie de pasos que quedan fuera del propósito de éste documento, por lo que se facilita un enlace online a un manual para dicha instalación desde la página web de prometec.⁹

<https://www.prometec.net/instalando-esp32/>

4.1.4.1. Comunicación entre el ESP32 y el ADC ADS1015.

Para la comunicación entre ambos componentes se usa el bus I²C.

4.1.4.1.1. Librería Wire.h

Arduino IDE usa una librería para la comunicación I²C llamada Wire.h que viene preinstalada en el entorno de programación, siendo obligatorio incluirla en caso de utilizar dicho bus.

Por defecto, la librería Wire.h utiliza una velocidad de reloj de 100Kbits/s, para aumentar la velocidad de muestreo del ADC ADS1015 es necesario aumentar dicha velocidad, a 3.4Mbits/s.

Para ello, dentro del bucle void setup() es necesario incluir lo siguiente:

```
Wire.setClock(3400000);
```

⁹ (12)

También es posible elegir el los pines de dato (SDA) y de reloj (SCL) que va a usar el ESP32, con la siguiente expresión también dentro del bucle void setup():

Wire.begin(SDA,SCL);

Sustituyendo SDA y SCL por los pines a utilizar.

4.1.4.1.2. Librería Adafruit_ADS1015.h

Existen varias librerías para usar el ADC ADS1015 en el entorno Arduino IDE, aunque en éste caso no está desarrollada por Arduino, por lo que hay que instalarla previamente antes de usarla.

El proceso es sencillo, únicamente hay que buscarla en el gestor de librerías e instalarla.

La más usada es Adafruit_ADS1015.h y es la que se ha escogido.

Hay que entender que la librería lo que hace es que el ADS1015 sea capaz de comunicarse correctamente con Arduino, pero también es la encargada de decirle al ADS1015 cuantas muestras tomar, tiempo de conversión y un montón más de variables.

El código de dicha librería ha de modificarse si se pretende una lectura rápida de los valores por parte del ADC, pues añade un tiempo entre lectura y lectura de mínimo 1ms, bajando la velocidad de muestreo y además no permitiendo muestrear a la vez tensión e intensidad.

Al instalar la librería Adafruit_ADS1015.h, se crea una carpeta en el ordenador llamada Adafruit_ADS1X15 que contiene un archivo llamado Adafruit_ADS1015.cpp.

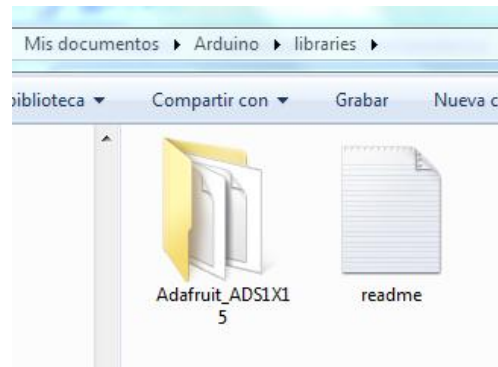


Figura 20: Carpeta Adafruit_ADS1X15

El archivo Adafruit_ADS1015.cpp, que incluye el código fuente de la librería, es el que debe modificarse para aumentar la velocidad de muestreo

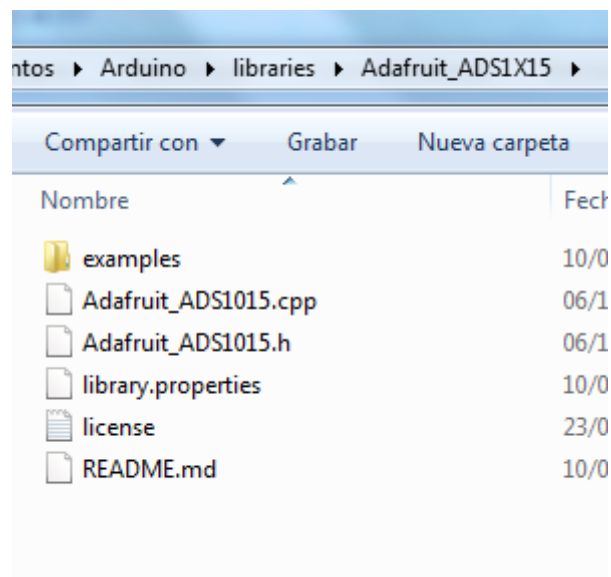


Figura 21: Figura archivos instalados por librería de ADS1015

La modificación consiste en reducir los tiempos de conversión para el ADC, que usa la librería de 1ms originalmente, hasta un valor el cual los resultados obtenidos por las mediciones del ADC no se vean comprometidos.

Usando el método de ensayo, prueba y error, se determina que un tiempo aceptable es de $50\mu s$.

```

    config |= ADS1015_REG_CONFIG_MUX_SINGLE_0;
    break;
case (1):
    config |= ADS1015_REG_CONFIG_MUX_SINGLE_1;
    break;
case (2):
    config |= ADS1015_REG_CONFIG_MUX_SINGLE_2;
    break;
case (3):
    config |= ADS1015_REG_CONFIG_MUX_SINGLE_3;
    break;
}

// Set 'start single-conversion' bit
config |= ADS1015_REG_CONFIG_OS_SINGLE;

// Write config register to the ADC
writeRegister(m_readAddress, ADS1015_REG_POINTER_CONFIG, config);

// Wait for the conversion to complete
//delay(m_conversionDelay);
delayMicroseconds(50);

```



Figura 22: Modificación archivo Adafruit_ADS1015.cpp

Dentro del archivo Adafruit_ADS1015.cpp, hay que eliminar las siguientes sentencias:

delay(m_conversionDelay);

Y sustituirlas por otras tal que:

delayMicroseconds(50);

Una vez hechas éstas modificaciones y las indicadas en el punto 4.1.4.1.1., las limitaciones de velocidad quedan impuestas por las comunicación I²C.

Como el programa tiene que muestrear dos veces, una muestra del transductor de tensión y otra del transductor de intensidad, dicho código añadía 1ms por cada muestra, por lo que entre dos muestras de tensión por ejemplo, habría como mínimo un tiempo de 2ms.

Con éstas modificaciones, el tiempo entre una muestra de tensión y una de intensidad, se reduce a $365\mu s$. El tiempo entre dos muestras de tensión pasa a ser de $730\mu s$.

La frecuencia se define como:

$$f = \frac{1}{T} \text{ [Hz]} \quad (4.20)$$

Aplicando dicha definición a los dos periodos de muestreo anteriores se obtiene.

$$f_{sin\ corregir} = \frac{1}{2ms} = 500Hz \quad (4.21)$$

$$f_{corregida} = \frac{1}{730\mu s} \cong 1370Hz \quad (4.22)$$

La relación entre ambas frecuencias es

$$\frac{f_{corregida}}{f_{sin\ corregir}} = \frac{1370}{500} \cong 2.74 \quad (4.23)$$

Se ha aumentado la frecuencia de muestreo 2.74 veces, pero lo importante es que debido al ADC elegido, existe una limitación por su funcionamiento, el cual no dos muestras cuasi instantáneas de tensión e intensidad, sino que hay un desfase notable entre ellas.

La mejora va enfocada más a poder tomar una muestra de tensión y otra de intensidad más cercanas entre sí que a aumentar la frecuencia de muestreo, pues el hecho de no tomar los valores de tensión e intensidad a la vez, induce errores en el cálculo de potencia, pues para su cálculo se supone que las muestras se realizan a la vez.

Reducir el tiempo entre muestras de tensión e intensidad se reflejará positivamente en la precisión del cálculo de la potencia.

El equivalente a tomar muestras de la intensidad un tiempo después de las de tensión para el cálculo de la potencia activa, sería modificar la fase de la onda de intensidad adelantándola de forma proporcional a ese tiempo.

Ese concepto de modificar la fase de la onda se desarrollará en el capítulo de estimación del error.

4.1.4.2. Comunicación Bluetooth del ESP32.

Una vez procesados los datos por el ESP32 serán enviados mediante bluetooth usando una librería de Arduino IDE llamada BluetoothSerial.h.

Dicha librería permite el envío de datos por bluetooth de forma similar a cómo envía los datos Arduino mediante un puerto serie.

Para ello habrá que incluir la librería

```
#include "BluetoothSerial.h"
```

El nombre que mostrará el ESP32 a los otros dispositivos bluetooth se puede elegir escribiendo el nombre deseado

```
SerialBT.begin("Escribe aquí el nombre ");
```

Una vez incluida la librería, se pueden usar los mismos comandos que los habituales Serial, sustituyendo éstos por SerialBT.

4.1.4.3. Diagrama del algoritmo usado para la adquisición, procesado y envío de datos por Bluetooth.

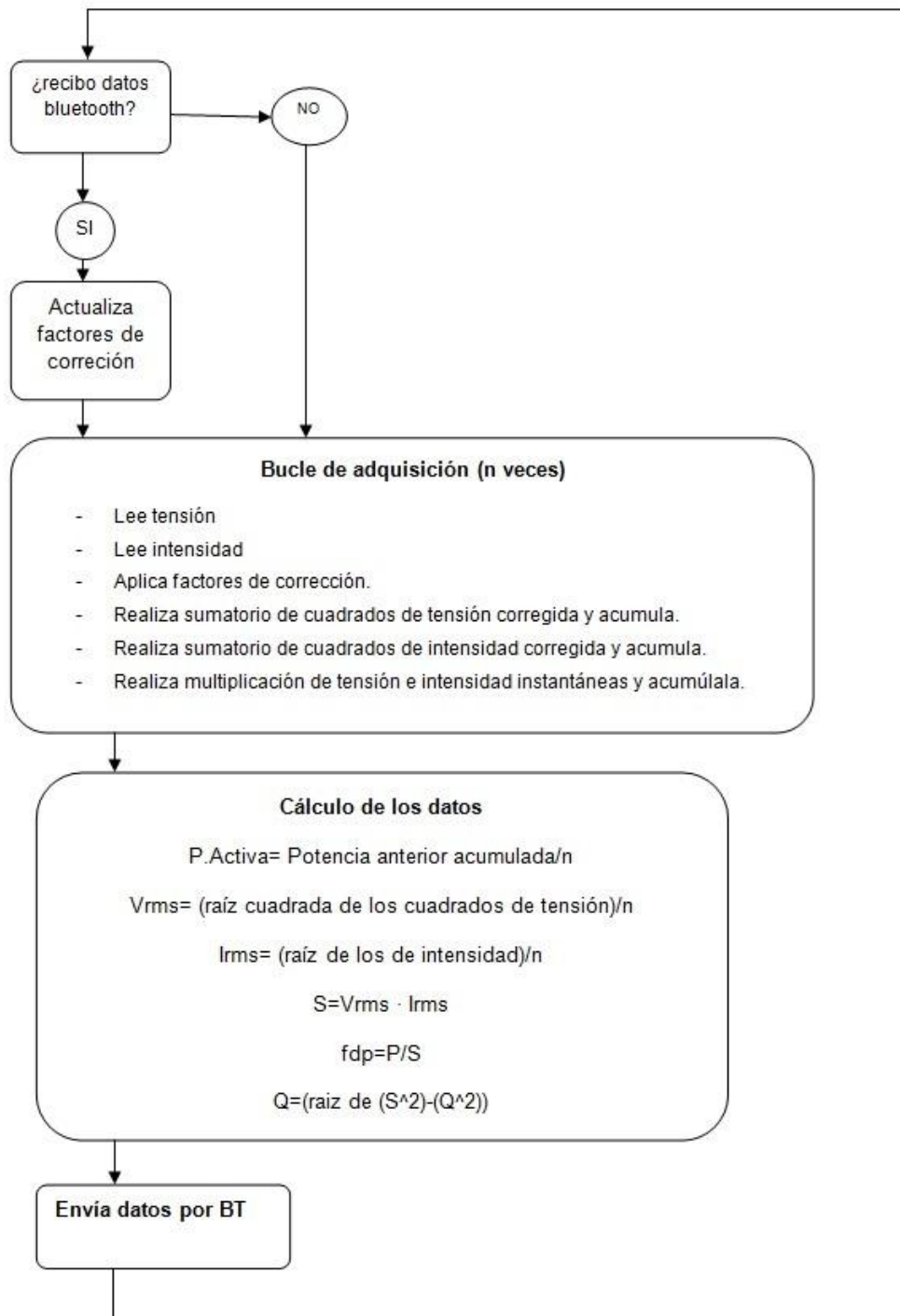


Figura 23: Diagrama del algoritmo de adquisición, procesado y envío de datos por bluetooth.

4.1.5. Desarrollo de una aplicación para visualizado de datos en dispositivos con sistema operativo Android.

Android es un sistema operativo de código abierto para dispositivos móviles ampliamente establecido, siendo habitual en los últimos años una cuota de mercado en torno al 90%, por lo que es habitual disponer de algún dispositivo con sistema operativo Android.

Es posible aprovechar esos dispositivos para un sinnúmero de tareas utilizando diversas aplicaciones y accesorios, no sólo para la idea principal para la cual fueron concebidos.

Se propone la creación de una aplicación para dispositivos Android usando el entorno de programación App Inventor para el visualizado de los datos obtenidos tras el procesamiento por el microcontrolador ESP32.

4.1.5.1. App Inventor.

App Inventor es un entorno gráfico de programación de aplicaciones para Android desarrollado por Google para el MIT (Massachusetts Institute of Technology), basado en la programación por bloques.

La programación por bloques está pensada para facilitar el desarrollo de aplicaciones a personas no familiarizadas con un lenguaje de programación concreto, usando para ello bloques gráficos para la realización de algoritmos en vez de dicho lenguaje de programación.

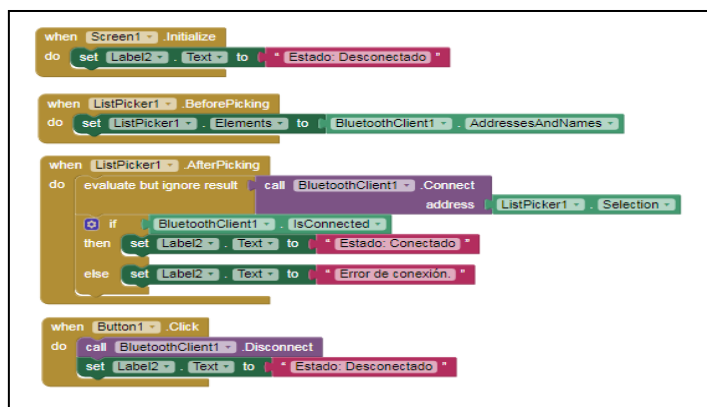


Figura 24: Ejemplo de programación por bloques de App Inventor

El entorno de programación en éste caso puede usarse online, sin la necesidad de instalar ningún programa en el PC, desde la web: <http://appinventor.mit.edu/>

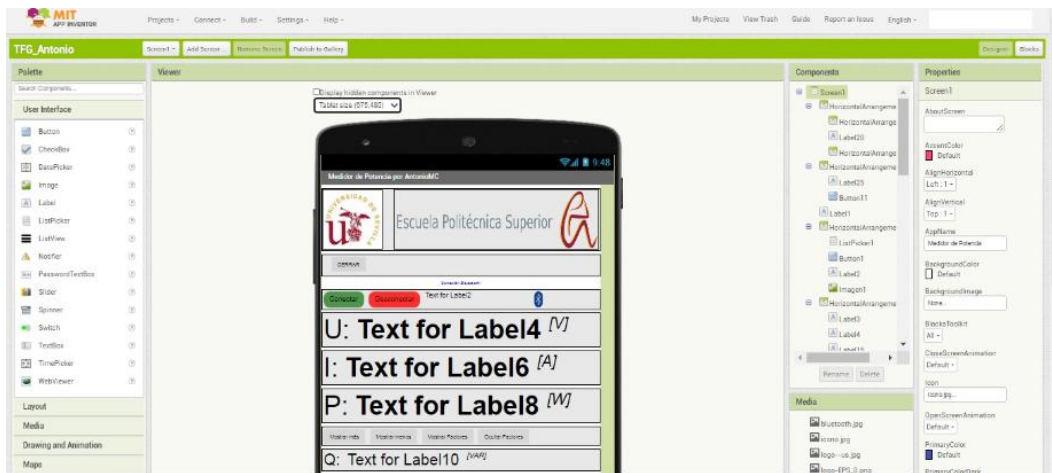


Figura 25: Entorno de programación online App Inventor.

Además, pone a nuestra disposición una aplicación dentro de la Play Store de Google llamada MIT AI2 Companion, la cual permite conectar con el entorno de programación online App Inventor y observar aspecto real en un dispositivo Android, como también usar algunas de las utilidades creadas en la aplicación que se está desarrollando.

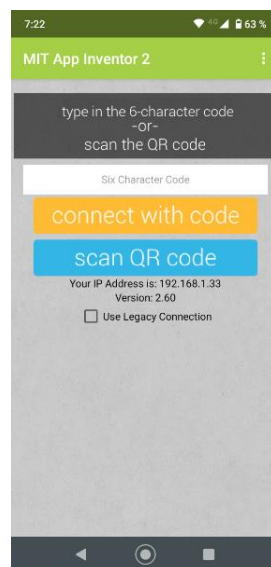


Figura 26: Aspecto de la aplicación MIT AI2 Companion.

4.1.5.2. Descripción de la aplicación Android creada.

La aplicación creada en la plataforma App Inventor está basada los códigos utilizados en el canal de Youtube: Arduino para todos¹⁰.

Uno de los principales inconvenientes encontrados a la hora de la realización de la programación en Arduino es la constante necesidad de cargar continuamente el nuevo código en el ESP32 cada vez que se hace una modificación a dicho código.

En el caso del ajuste manual de algunas variables, es un continuo cambio hasta encontrar el valor óptimo, para ello se ha dotado a la aplicación Android de un factor corrector el cual se introduce el valor deseado, se enviará hasta el ESP32 y éste modificará ciertos valores según se haga la programación, consiguiendo así una búsqueda de un factor corrector en tiempo real, sin necesidad de cargar en cada modificación el nuevo código Arduino.

(Se ha dejado éste factor asociado al valor de la tensión, pudiéndose reprogramar en la plataforma de Arduino IDE a otras variables).

La estructura de la aplicación es simple, consta de un par de botones para conectar y desconectar al dispositivo ESP32 mediante bluetooth, que previamente se deberá haber emparejado al menos una vez haciendo una búsqueda bluetooth normal desde el dispositivo Android desde el apartado correspondiente (no desde la aplicación).

Por otro lado tiene una serie de visualizadores siempre activos para tensión, intensidad y potencia activa; y una visualización opcional de potencia reactiva, potencia aparente y factor de potencia.

La apariencia de la aplicación es la siguiente.

¹⁰ (8)

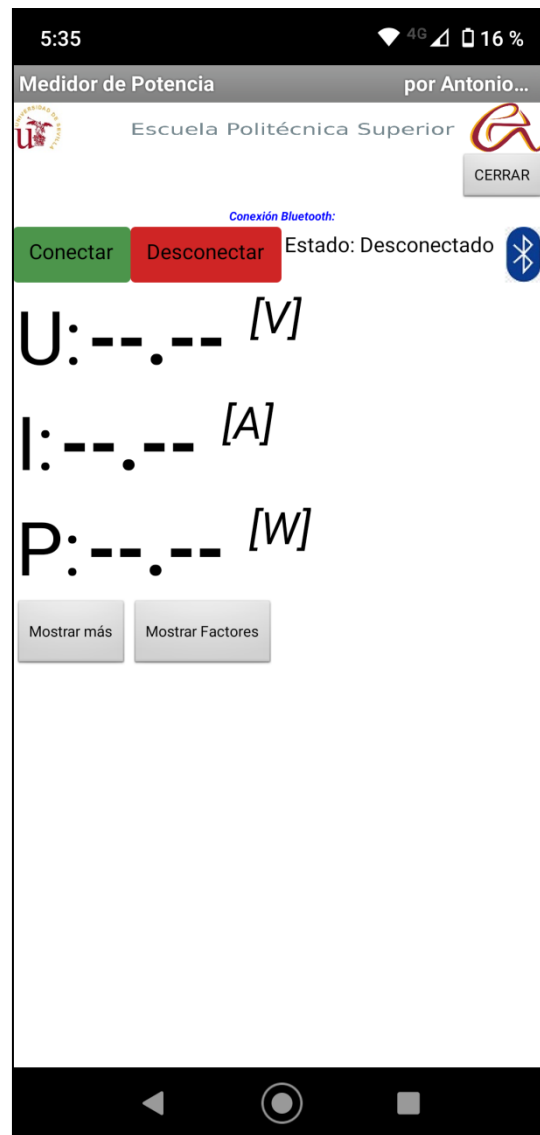


Figura 27: Visualización de la aplicación.

El botón “Mostrar más” despliega los visualizadores de reactiva, aparente y factor de potencia.

El botón “Mostrar factores” despliega el factor descrito anteriormente, constando además con un botón de reset para dejar el valor original del factor en el programa.

Para instalar la aplicación para Android será necesario habilitar la instalación de aplicaciones desconocidas, pues al no estar contenida en la Play Store de Google, el dispositivo Android te alertará antes de su instalación.

4.2. Estudio previo.

La selección del ADC ADS1015 se ha hecho previo descarte de otras opciones, las cuales se han testeado y comprobado que no eran aptas para el propósito del proyecto que se plantea, y que finalmente han desembocado en la elección de dicho ADC.

4.2.1. ADC interno del microcontrolador ESP32.

La primera opción para éste proyecto fue el ADC interno del ESP32, con una resolución de 12 bits era un buen candidato para el proyecto, además de no tener que añadir más componentes, ahorrando espacio y dinero.

Lo primero que se hizo fue comprobar la linealidad del ADC, para ello se toman muestras en un rango de 0 a 3.3V en escalones de 0.1V, graficando los datos y añadiendo una línea de tendencia para comparar la linealidad.

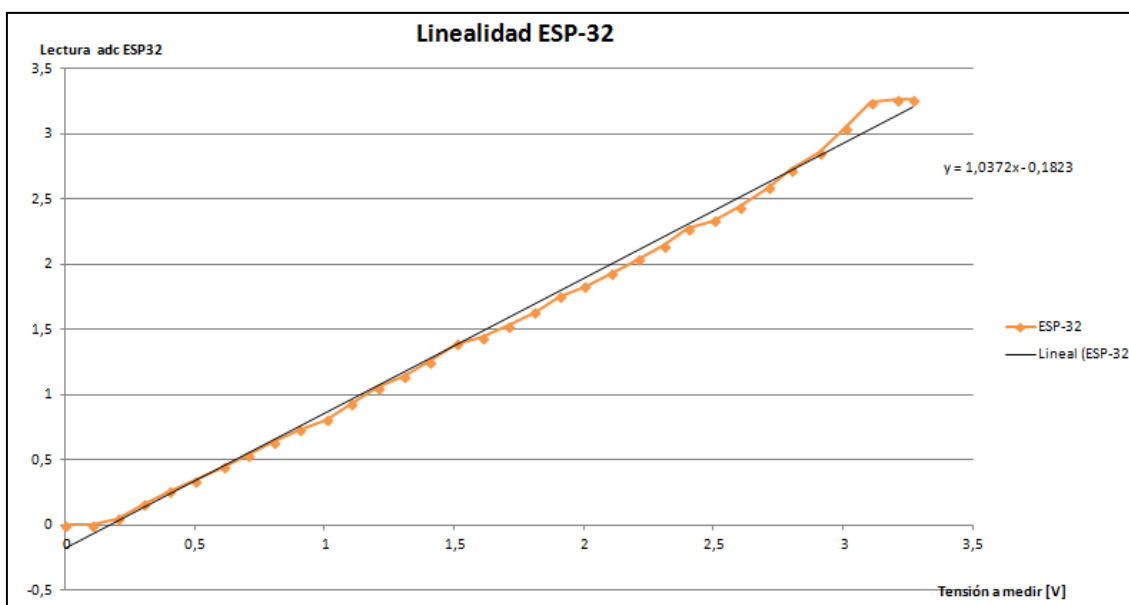


Figura 28: Linealidad ESP32.

En la gráfica anterior se observa que el ADC del ESP32 tiene buena linealidad excepto en sus extremos, por lo que es habitual intentar hacer un acondicionamiento de señal para obtener una medición sólo en la parte lineal del ADC eliminando por tanto la no linealidad de los extremos.

Una vez se comprobó que la linealidad del ADC interno del ESP32 era aceptable, se utilizó en el proyecto.

Al usarse en el proyecto, encontrar medidas erróneas y no esperadas por el ADC se vuelve a testear para encontrar la fuente de errores.

Ésta vez se le hace un test para comprobar la precisión, tal y como se describe en el apartado 4.1.3.1.5. y se encuentra la fuente del problema, el ADC del ESP32 no tiene precisión.

La salida de datos ofrecida por éste ADC para una misma señal a medir varía en una proporción enorme, y si nos acercamos a la zona entre 0 y 1V, las variaciones pueden llegar a -70% respecto a lo que debería medir.

Además, las medidas varían entre la línea de máximos y línea de mínimos de forma totalmente caótica e impredecible.

Tomando como ejemplo la medición de 0.5V en la siguiente imagen, si mides varias veces 0.5V, el ADC mostrará valores que van desde -8% de dicha medida hasta -70% de forma absolutamente aleatoria.

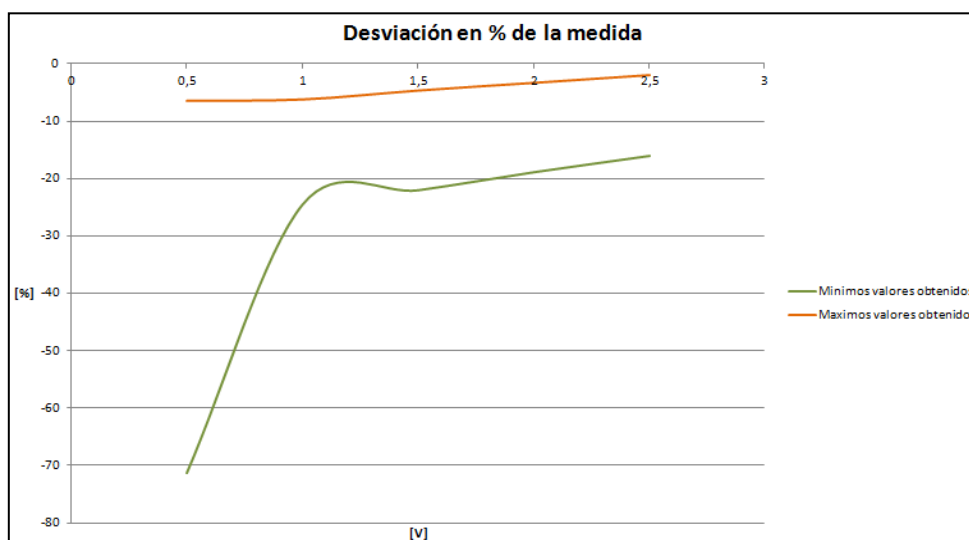


Figura 29: Desviación en porcentaje del ADC del ESP32

Debido a la poca precisión del ADC, tener una salida lineal o no del ADC es pura casualidad, si se repite la prueba de linealidad varias veces, todas ellas mostrará resultados distintos.

Una vez comprobado la poca precisión, se opta por testear otra unidad del mismo modelo de microprocesador, para descartar un posible defecto en el producto.

4.2.2. ADC interno de una segunda unidad ESP32.

Los resultados en ésta segunda unidad mejoran los de la anterior, pero aun así la precisión es escasa.

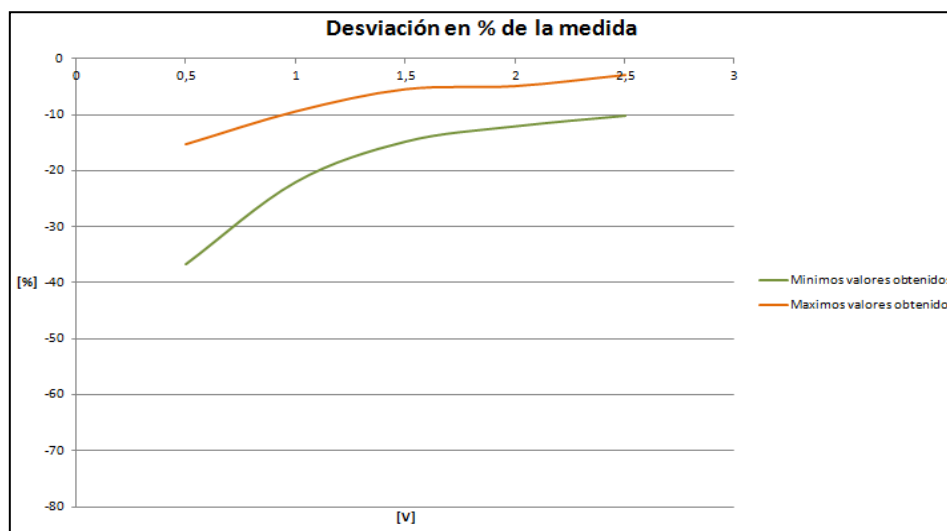


Figura 30: Desviación en porcentaje segunda unidad ESP32

Una vez obtenido los malos resultados de precisión de la segunda unidad de ESP32, se descarta utilizar el ADC interno pues los errores de precisión no son corregibles mediante software.

4.2.3. ADC ADS1115

El ADS1115 es un pequeño ADC con las siguientes características:

- 16 bits.
- Comunicación I²C.
- Frecuencia de muestreo programable hasta 860sps (samples per second).
- Amplificación de ganancia incorporado (PGA).

- Tensión de alimentación de 2 a 5V.
- 4 entradas en modo común/ 2 entradas en modo diferencial.

Se mejora la resolución del ADC interno del ESP32, tiene una frecuencia de muestreo suficiente para el proyecto y entradas en modo diferencial que facilitarán el acondicionamiento de la señal.

Viniendo del ADC interno del ESP32 con sus problemas de precisión, el primer paso a comprobar es la precisión del ADC.

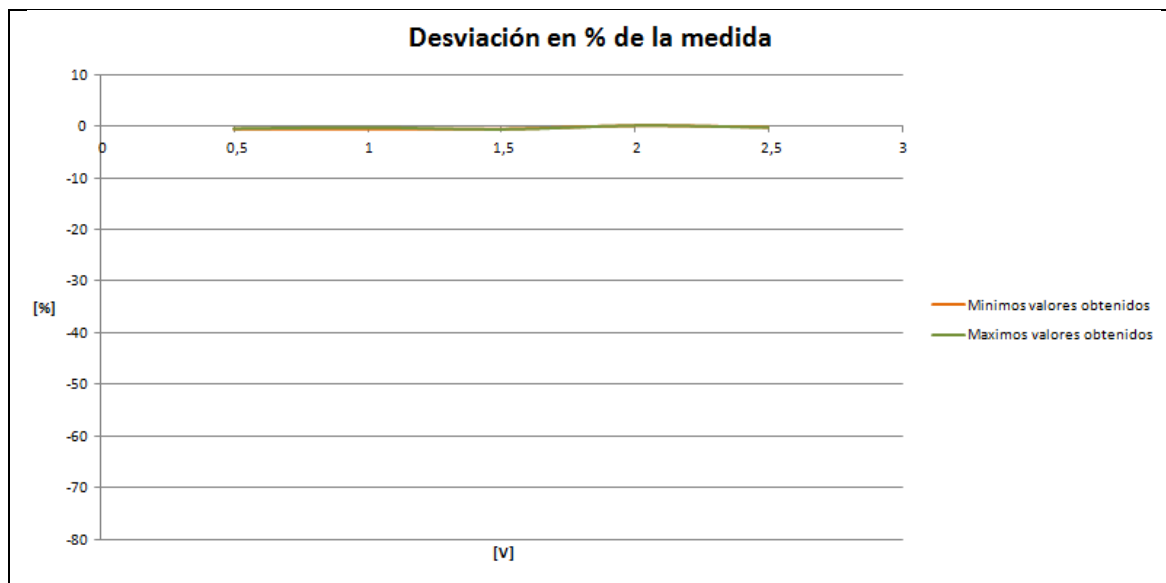


Figura 31: Desviación de la medida ADS1115.

La precisión es muy buena, la repetitividad de la medida es muy alta.

La gráfica anterior se ha mostrado con las mismas proporciones que las de los ESP32 para facilitar una comparación rápida visual, haciendo evidente que la precisión es alta, casi sin desviación.

Si se amplía la gráfica anterior para ver mejor el porcentaje de desviación, se observa que en el peor de los casos sería un -0.7% de desviación en la medida.

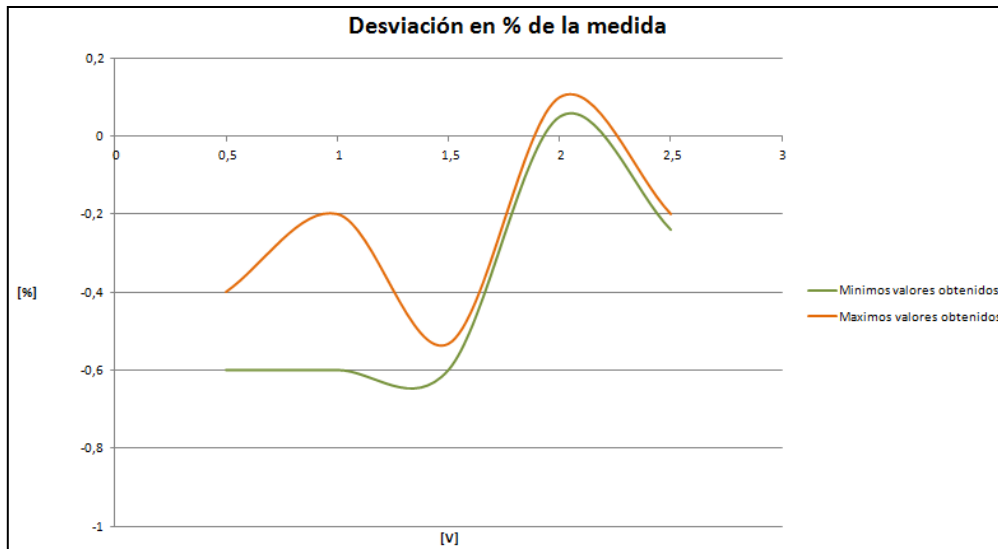


Figura 32: Desviación ADS1115 ampliada.

Una vez comprobada la excelente precisión del ADS1115, se obtiene su gráfica de linealidad midiendo un rango de 0 a 3.3V en escalones de 0.1V.

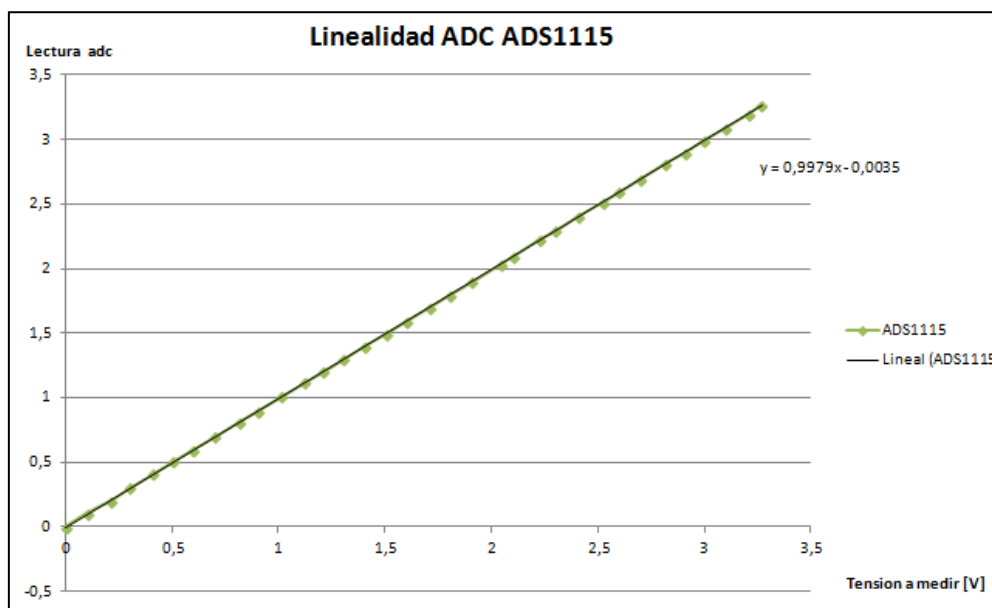


Figura 33: Linealidad ADC ADAS1115.

También la linealidad de éste ADC es muy superior a la del ADC interno del ESP32, además en todo su rango, no se desvía en los extremos como ocurría con aquel, luego se incorpora dicho ADC al proyecto del medidor de potencia.

Una vez incorporado, las lecturas de potencia activa se desvían mucho de lo que deberían dar.

Ésta vez no puede ser la precisión del ADC pues después de varias comprobaciones, sigue siendo excelente.

Finalmente el fallo está cómo muestrea y a qué velocidad muestrea el conjunto del microcontrolador y el ADC externo ADS1115.

Entre dos muestras de tensión el tiempo transcurrido son 17ms, muestreando por lo tanto a $58.8Hz$ siendo la frecuencia de la onda a muestrear de $50 Hz$ incumpliendo el teorema de Nyquist como se especifica en el apartado 2.2.3.1.

Pese a anunciar el ADC ADS1115 un muestreo 860Hz, no lo consigue al menos con el ESP32 y la librería Adafruit_ADS1015.h en el entorno de programación Arduino IDE.

En la página web luisllamas.es¹¹, se ofrece una posible solución; modificar el archivo Adafruit_ADS1015.h, cambiando la siguiente línea de código

```
#define ADS1115_CONVERSIONDELAY (8)
```

por ésta otra

```
#define ADS1115_CONVERSIONDELAY (1)
```

Midiendo de nuevo el tiempo entre muestra y muestra, ahora de 4ms, es decir una frecuencia de muestreo de 250Hz por lo que ya sería viable poder muestrear una señal de 50Hz.

Las mediciones obtenidas después de éstas modificaciones siguen sin dar un resultado cercano a la potencia real.

Al medir el tiempo entre muestra de tensión y muestra de intensidad, el resultado son 2ms, pese a que en el código anterior se ha hecho una modificación para que mida cada 1ms.

Finalmente, se encuentra la solución, para reducir no solo el tiempo entre muestras de tensión o muestras de intensidad, sino el problemático tiempo transcurrido entre una muestra de tensión y una de intensidad.

¹¹ (3)

Los pasos para solucionar dicho problema son los mismos que se desarrollan en el apartado 4.1.4.1.

El resultado ahora entre muestra y muestra de tensión es de $730\mu s$ y entre muestra de tensión e intensidad de $365\mu s$, obteniendo una frecuencia de muestreo de $\cong 1370Hz$ frente a los $250Hz$ obtenidos con las modificaciones propuestas por Luis ILLAMAS¹².

Una vez se prueba el dispositivo con dichas modificaciones, se observa que el ADC ADS1115 no es capaz de soportar tal velocidad de muestreo, pues los datos obtenidos por el ESP32 que llegan a través del bus I²C se repiten por pares.

No es capaz de discernir entre las dos medidas y devuelve siempre la misma repetida dos veces, eso sí, a $1370Hz$.

La librería Adafruit_ADS1015.h es válida para dos modelos:

- ADS 1115 (Con mayor resolución).
- ADS 1015 (Más rápido)

Como última opción antes de buscar otro ADC, se compra un ADC ADS1015 y se prueba dicha solución directamente en él, pues anuncia una velocidad de muestreo de $3300Hz$ (velocidad a la cual tampoco llega al menos en el entorno Arduino IDE con la librería Adafruit_ADS1015.h y un ESP32), obteniendo resultados satisfactorios.

El ADS1015 con dichas modificaciones, es capaz de muestrear a $1370Hz$ y dar los dos valores de tensión e intensidad por separado sin pisar un dato con otro por lo que finalmente es el ADC utilizado en el proyecto.

¹² (3)

5. ESTIMACIÓN DEL ERROR.

5.1. Desviación de la medida debido a la no simultaneidad en la adquisición de tensión e intensidad.

Debido al tiempo que transcurre entre el muestreo de una señal de tensión y una de intensidad, junto con el método de muestreo usado existe una gran dependencia entre el error final en las medidas y el desfase de la intensidad propio del tipo de carga a conectar.

El siguiente método estima el error final en función de dicha carga y lo representa de forma gráfica para una rápida visualización de resultados.

Éste análisis no tiene en cuenta los errores sistemáticos en las medidas que se tratarán en un capítulo aparte, solo expone la problemática asociada a la toma no simultánea de medidas de tensión e intensidad.

El transductor de tensión ZMPT101B usado indica en su hoja de características un desfase $\leq 0.33^\circ$.

Para tener en cuenta el desfase añadido que produce el transductor de intensidad SCT-013-000, se usarán los resultados obtenidos por Ángel Barbáchano¹³

Curva de calibración STC-013 (I-φ)		
Nº muestra	I (A)	φ (°)
1	2,5	4
2	5,1	4,7
3	7,7	5,6
4	10,1	6,3
5	12,6	7,2
6	15,2	8,1
7	17,5	9

Figura 34: Curva de calibración SCT-013 (1)

En la figura anterior se observa cómo el desfase añadido por el transductor de intensidad aumenta en función de la amplitud de la intensidad a medir.

¹³ (1)

Dado que se ha marcado una limitación de 10A a medir para poder comprobar datos con el vatímetro metrix PX-120, dicho desfase no será mayor de 6°.

Podemos definir las dos señales temporales que realmente estamos midiendo mediante las expresiones del capítulo 2 con algunas modificaciones obteniendo:

$$u(t) = \sqrt{2}U\sin(\omega t + \alpha) \quad (5.1)$$

$$i(t) = \sqrt{2}I\sin(\omega t + \varphi + \beta - \delta) \quad (5.2)$$

donde

- α es el desfase añadido por el transductor de tensión.
- φ es el desfase añadido a la intensidad por el tipo de carga.
- β es el desfase añadido por el transductor de intensidad
- δ es el adelanto virtual de la fase añadido por el tiempo transcurrido entre una muestra de tensión y una de intensidad que deberían haber sido de forma simultánea.

$\alpha = 0.33^\circ$ es el peor dato proporcionado por el fabricante, por lo que se usará ese.

El parámetro β , aún variando con la intensidad a medir, se elegirá como constante y con un valor de $\beta = 4^\circ$.

El cálculo del parámetro δ se hace en función del tiempo entre muestra de tensión y muestra de intensidad, definido en $365\mu s$.

Un ciclo de la onda a medir con una frecuencia de 50hz, dura 20ms.

Se calcula qué proporción del ciclo son los $365\mu s$.

$$proporción = \frac{0.365ms}{20ms} = 0.01825 \quad (5.3)$$

Si un ciclo son 360° , entonces:

$$360^\circ \cdot 0.01825 = 6.57^\circ \quad (5.4)$$

Como la ecuación (2.9) para el cálculo de la potencia activa usa datos que tienen que ser simultáneos, es válido pensar que los datos son realmente simultáneos, pero la intensidad tiene un adelanto virtual añadido de $\delta = 6.57^\circ$.

El único parámetro que queda por definir es φ , esa será la variable.

Si se tienen que medir dos señales, una la atrasa el transformador de tensión en $\alpha = 0.33^\circ$, y la otra el transformador de intensidad en $\beta = 4^\circ$, los dos en el mismo sentido, sabiendo que para los cálculos no es importante el instante real en el que las ondas a medir pasan por cero, sino que las ondas a medir después de los transductores tengan el mismo desfase entre sí que las ondas reales se plantea hacer lo siguiente.

Suponer que $\alpha = 0^\circ$ y $\beta = 4 - 0.33^\circ = 3.67^\circ$, para que los efectos del desfase añadido solo estén en una de las ondas.

La fase de la intensidad se modificará en $\beta + \delta = 3.67 - 6.57 = -2.9^\circ$

obteniendo las siguientes expresiones:

$$u(t) = \sqrt{2}U\sin(\omega t) \quad (5.5)$$

$$i(t) = \sqrt{2}I\sin(\omega t + \varphi - 2.9^\circ) \quad (5.6)$$

Aunque se pretende medir la potencia en dos ondas sin desfase alguno más que el propio de la carga, tales como

$$u(t) = \sqrt{2}U\sin(\omega t) \quad (5.7)$$

$$i(t) = \sqrt{2}I\sin(\omega t + \varphi^\circ) \quad (5.8)$$

El resultado debido al desfase aportado por transductores y el aportado por la forma de medir el ADC, al final son mediciones de potencia a unas ondas de tensión e intensidad como las de las ecuaciones (5.5) y (5.6).

La forma de estimar el error se hace con la comparación de los datos que saldrían de potencia activa, factor de potencia, potencia aparente y potencia reactiva usando la ecuación (5.6) para intensidad frente a los mismos datos usando la ecuación (5.8) para la intensidad.

Al hacerlo de forma discreta, para formar los datos de las ecuaciones (5.5), (5.6) y (5.8), se usa un número de valores discretos que van desde 0 a 360 con saltos de 10 en 10.

Para crear las señales, se elige $U = 245V$ e $I = 2A$, dos datos habituales en la realidad a la hora de medir que pueden facilitar la comprobación de si la estimación del error es correcta o no.

Los datos obtenidos para de $u(n)$ creada con la ecuación (5.5), $i(n)$ real creada con la ecuación (5.8) e $i(n)$ con desfase creada con la ecuación (5.6) todas ellas de forma discreta y siendo una tabla de ejemplo en la que $\varphi = 0^\circ$, es decir para una carga resistiva pura son los siguientes:

Saltos	$u(t)$	$i(n)$ real	$i(n)$ con desfase	Saltos	$u(n)$	$i(n)$ real	$i(n)$ con desfase
[°]	[V]	[A]	[A]	[°]	[V]	[A]	[A]
0	0	0	-0,143098444	190	-60,1660239	-0,49115122	-0,349597769
10	60,1660239	0,491151216	0,349597769	200	-118,503934	-0,96737905	-0,831671632
20	118,503934	0,967379051	0,831671632	210	-173,241161	-1,41421356	-1,288475572
30	173,241161	1,414213562	1,288475572	220	-222,714544	-1,81807791	-1,706129834
40	222,714544	1,818077911	1,706129834	230	-265,420858	-2,16670088	-2,071944205
50	265,420858	2,166700882	2,071944205	240	-300,062493	-2,44948974	-2,374803599
60	300,062493	2,449489743	2,374803599	250	-325,586882	-2,6578521	-2,605505788
70	325,586882	2,657852098	2,605505788	260	-341,218478	-2,78545696	-2,757041002
80	341,218478	2,785456961	2,757041002	270	-346,482323	-2,82842712	-2,82480492
90	346,482323	2,828427125	2,82480492	280	-341,218478	-2,78545696	-2,80673857
100	341,218478	2,785456961	2,80673857	290	-325,586882	-2,6578521	-2,703390889
110	325,586882	2,657852098	2,703390889	300	-300,062493	-2,44948974	-2,517902043
120	300,062493	2,449489743	2,517902043	310	-265,420858	-2,16670088	-2,255908019
130	265,420858	2,166700882	2,255908019	320	-222,714544	-1,81807791	-1,92536937
140	222,714544	1,818077911	1,92536937	330	-173,241161	-1,41421356	-1,536329348
150	173,241161	1,414213562	1,536329348	340	-118,503934	-0,96737905	-1,100608735
160	118,503934	0,967379051	1,100608735	350	-60,1660239	-0,49115122	-0,631446684
170	60,1660239	0,491151216	0,631446684	360	-8,4898E-14	-6,9305E-16	-0,143098444
180	4,2449E-14	3,46524E-16	0,143098444				

tabla 1.: Datos para $\varphi = 0^\circ$

Si creamos una nueva tabla ésta vez para una carga inductiva con $\varphi = 10^\circ$, los datos serían los siguientes:

Saltos	u(n)	i(n) real	i (n) con desfase	Saltos	u(n)	i(n) real	i (n) con desfase
[°]	[V]	[A]	[A]	[°]	[V]	[A]	[A]
0	0	0,491151216	0,349597769	190	-60,1660239	-0,96737905	-0,831671632
10	60,1660239	0,967379051	0,831671632	200	-118,503934	-1,41421356	-1,288475572
20	118,503934	1,414213562	1,288475572	210	-173,241161	-1,81807791	-1,706129834
30	173,241161	1,818077911	1,706129834	220	-222,714544	-2,16670088	-2,071944205
40	222,714544	2,166700882	2,071944205	230	-265,420858	-2,44948974	-2,374803599
50	265,420858	2,449489743	2,374803599	240	-300,062493	-2,6578521	-2,605505788
60	300,062493	2,657852098	2,605505788	250	-325,586882	-2,78545696	-2,757041002
70	325,586882	2,785456961	2,757041002	260	-341,218478	-2,82842712	-2,82480492
80	341,218478	2,828427125	2,82480492	270	-346,482323	-2,78545696	-2,80673857
90	346,482323	2,785456961	2,80673857	280	-341,218478	-2,6578521	-2,703390889
100	341,218478	2,657852098	2,703390889	290	-325,586882	-2,44948974	-2,517902043
110	325,586882	2,449489743	2,517902043	300	-300,062493	-2,16670088	-2,255908019
120	300,062493	2,166700882	2,255908019	310	-265,420858	-1,81807791	-1,92536937
130	265,420858	1,818077911	1,92536937	320	-222,714544	-1,41421356	-1,536329348
140	222,714544	1,414213562	1,536329348	330	-173,241161	-0,96737905	-1,100608735
150	173,241161	0,967379051	1,100608735	340	-118,503934	-0,49115122	-0,631446684
160	118,503934	0,491151216	0,631446684	350	-60,1660239	-6,9305E-16	-0,143098444
170	60,1660239	3,46524E-16	0,143098444	360	-8,4898E-14	0,49115122	0,349597769
180	4,2449E-14	-0,491151216	-0,349597769				

tabla 2.: Datos para $\varphi = 10^\circ$

La definición de la potencia activa en forma discreta es:

$$P = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u(n) \cdot i(n) \quad (5.9)$$

La variación entre dos parámetros con y sin desfase, se calcula de la siguiente forma, siendo X el parámetro a medir.

$$\Delta X\% = \left[\left(\frac{X_{con\ desfase}}{X_{sin\ desfase}} \right) - 1 \right] \cdot 100 \quad (5.10)$$

Aplicando las ecuaciones (5.9) y (5.10) a la tabla 1 se obtiene:

$$\Delta P\%_{(\varphi=0)} = \left[\left(\frac{P_{con\ desfase}}{P_{sin\ desfase}} \right) - 1 \right] \cdot 100 =$$

$$(5.11)$$

$$= \left[\left(\frac{489,372485}{490} \right) - 1 \right] \cdot 100 = -0,128064282\%$$

Esa cifra significa que para $U=245V_{rms}$, $I=2A_{rms}$, un desfase de la intensidad $\varphi = 0^\circ$ por ser una carga resistiva, si comparas la potencia activa que debería salir respecto a la que realmente se mide por la adición de esos -2.9° , la medición será de 0.128% menos de la que debería dar (la real).

Para $\varphi = 10^\circ$, se obtiene $\Delta P\%_{(\varphi=0)} = 0,764025755\%$

Al hacer pruebas con otros datos distintos de U_{rms} e I_{rms} , dichas proporciones no varían, se observa que solo varían con el tipo de carga y su φ .

Se propone realizar el ejercicio varias veces desde $\varphi = -70^\circ$ hasta $\varphi = +70^\circ$ en saltos de 10° en 10° , por ser valores habituales de desfase en la intensidad, obteniendo la siguiente tabla:

Desfase	Variación P
[°]	[%]
-70	-14,02836033
-60	-8,891018553
-50	-6,157496091
-40	-4,373316017
-30	-3,049049039
-20	-1,969496707
-10	-1,020154318
0	-0,128064282
10	0,764025755
20	1,713368144
30	2,792920476
40	4,117187454
50	5,901367528
60	8,63488999
70	13,77223176

tabla 3.: Variación de Potencia en porcentaje respecto a φ .

Si se representa gráficamente, se obtiene

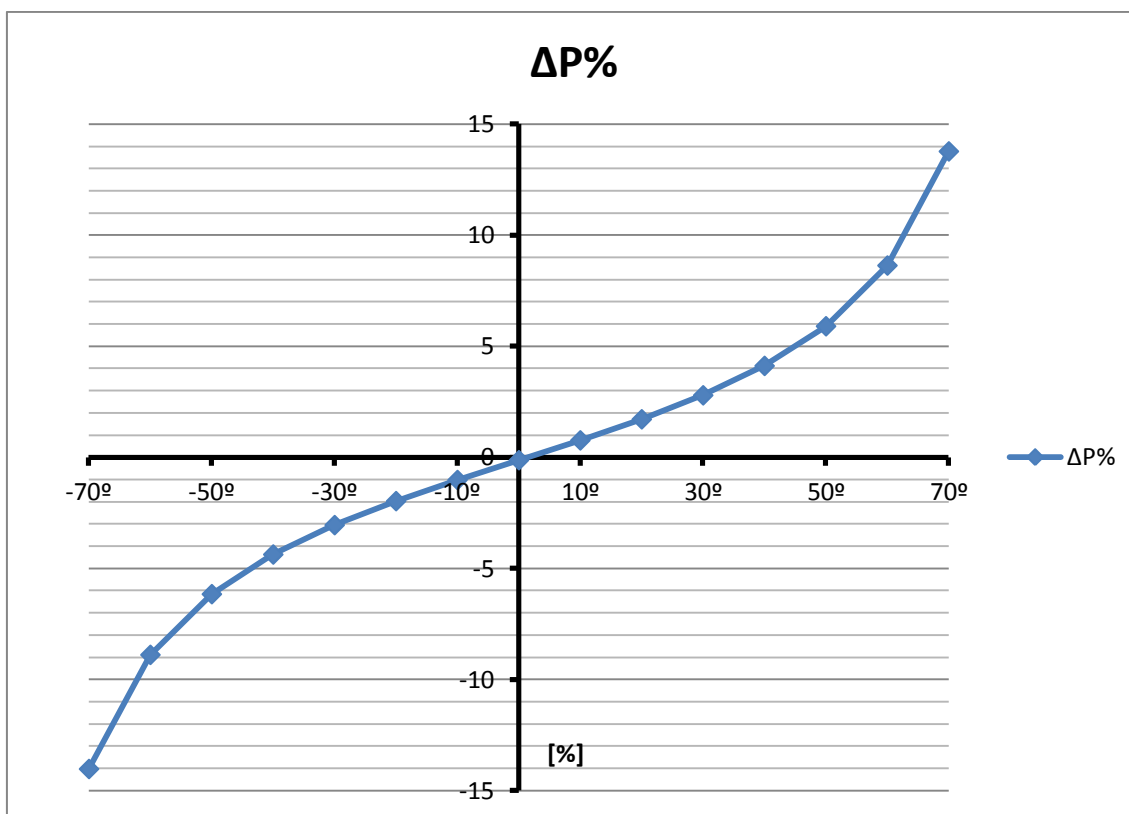


Figura 35: Gráfica de variación de Potencia respecto al ángulo de la intensidad.

En la gráfica anterior se muestra el porcentaje de desviación de la Potencia medida respecto a la potencia real para cargas con un desfase en la intensidad de entre -70° a $+70^\circ$, independientemente de los valores de tensión e intensidad rms.

Se puede observar que para cargas con un desfase menor a 60° , la desviación es siempre menor al 10%, aumentando la exactitud mientras menor desfase tenga la carga.

Es habitual mostrar los datos respecto al factor de potencia en lugar del ángulo de desfase de intensidad respecto a la tensión, por lo que se presentan los datos de dicha forma en la siguiente tabla, usando el signo negativo para el factor de potencia cuando la carga es capacitiva, pese a que no puede serlo por su definición, haciéndose así para diferenciar que la carga es capacitiva.

fdp de ese	Desfase	Variacion P
angulo	[°]	[%]
-0,984807753	-10	-1,020154318
-0,939692621	-20	-1,969496707
-0,866025404	-30	-3,049049039
-0,766044443	-40	-4,373316017
-0,64278761	-50	-6,157496091
-0,5	-60	-8,891018553
-0,342020143	-70	-14,02836033
0,342020143	70	13,77223176
0,5	60	8,63488999
0,64278761	50	5,901367528
0,766044443	40	4,117187454
0,866025404	30	2,792920476
0,939692621	20	1,713368144
0,984807753	10	0,764025755
1	0	-0,128064282

tabla 4.: Variación de potencia respecto al factor de potencia de la carga.

Siendo su representación gráfica

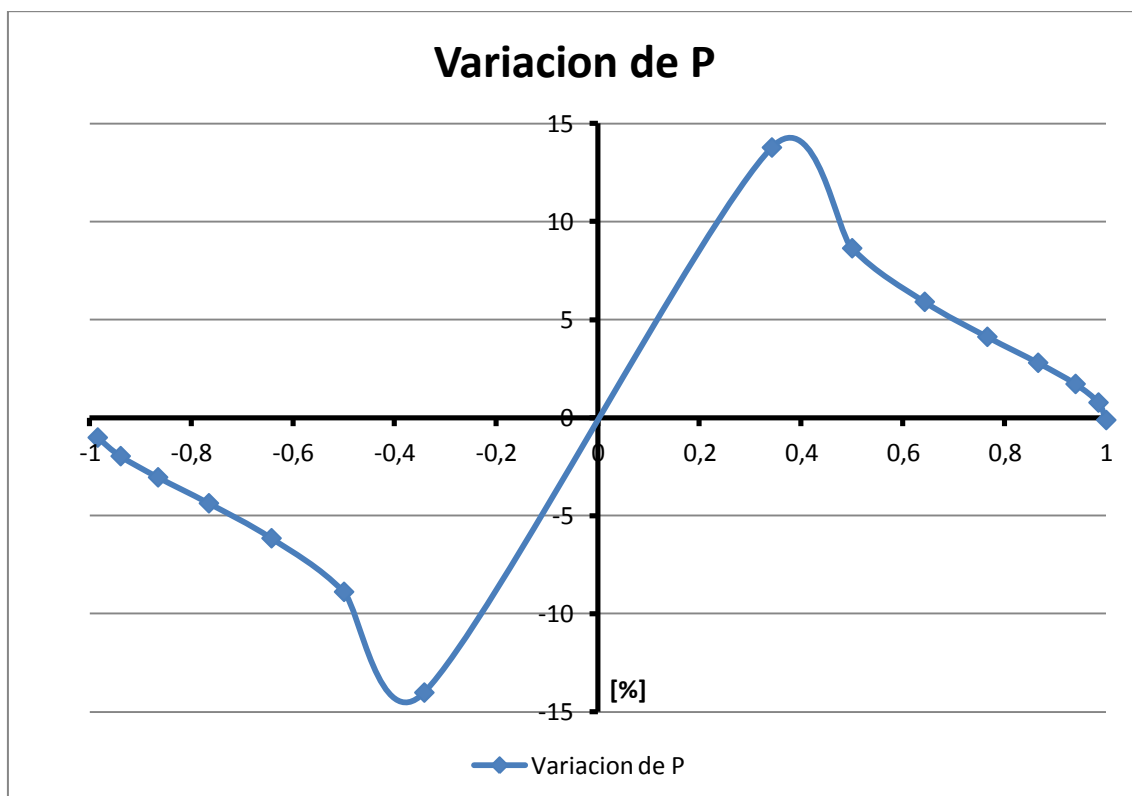


Figura 36: Gráfica variación %FDP.

En la gráfica anterior, puede observarse que para cargas con factor de potencia cercano a la unidad, la variación de la potencia obtenida respecto a la real es muy pequeña, siendo una gráfica más intuitiva, pues el dato que suelen dar los medidores de potencia es el factor de potencia y no el desfase de la intensidad.

Una vez definido el procedimiento, se siguen exactamente los mismos pasos para el cálculo de las desviaciones del factor de potencia, potencia aparente y potencia reactiva, obteniendo los siguientes valores

fdp de ese	Desfase	Variacion P	Variacion S	Variación fdp	Variación Q
angulo	[°]	[%]	[%]	[%]	[%]
-0,34202014	-70	-14,02836033	0,080775589	-14,09774838	1,713368144
-0,5	-60	-8,891018553	0,113212814	-8,994048952	2,792920476
-0,64278761	-50	-6,157496091	0,13257608	-6,281744082	4,117187454
-0,76604444	-40	-4,373316017	0,13623618	-4,503416914	5,901367528
-0,8660254	-30	-3,049049039	0,123317069	-3,168458857	8,63488999
-0,93969262	-20	-1,969496707	0,095002928	-2,062540161	13,77223176
-0,98480775	-10	-1,020154318	0,05457955	-1,074147604	28,56461784
1	0	-0,128064282	0,007109874	-0,135164545	333838439,9
0,984807753	10	0,764025755	-0,041262639	0,805620814	-28,82074641
0,939692621	20	1,713368144	-0,084260545	1,799144657	-14,02836033
0,866025404	30	2,792920476	-0,116448178	2,91276051	-8,891018553
0,766044443	40	4,117187454	-0,134004856	4,256896759	-6,157496091
0,64278761	50	5,901367528	-0,135146645	6,04468336	-4,373316017
0,5	60	8,63488999	-0,120174831	8,765598865	-3,049049039
0,342020143	70	13,77223176	-0,091233774	13,87612525	-1,969496707

tabla 5.: Tabla de desviaciones.

En la tabla anterior, se observa que la potencia aparente se desvía muy poco respecto a si se muestrease de forma simultánea.

Esto es así por el método usado para su cálculo, ya que se hace multiplicando el valor eficaz de la tensión y la intensidad; como esos cálculos pueden ser

independientes y no tienen en cuenta el desfase entre las ondas $u(t)$ e $i(t)$ la medida es realmente buena.

La representación de la anterior tabla sería:

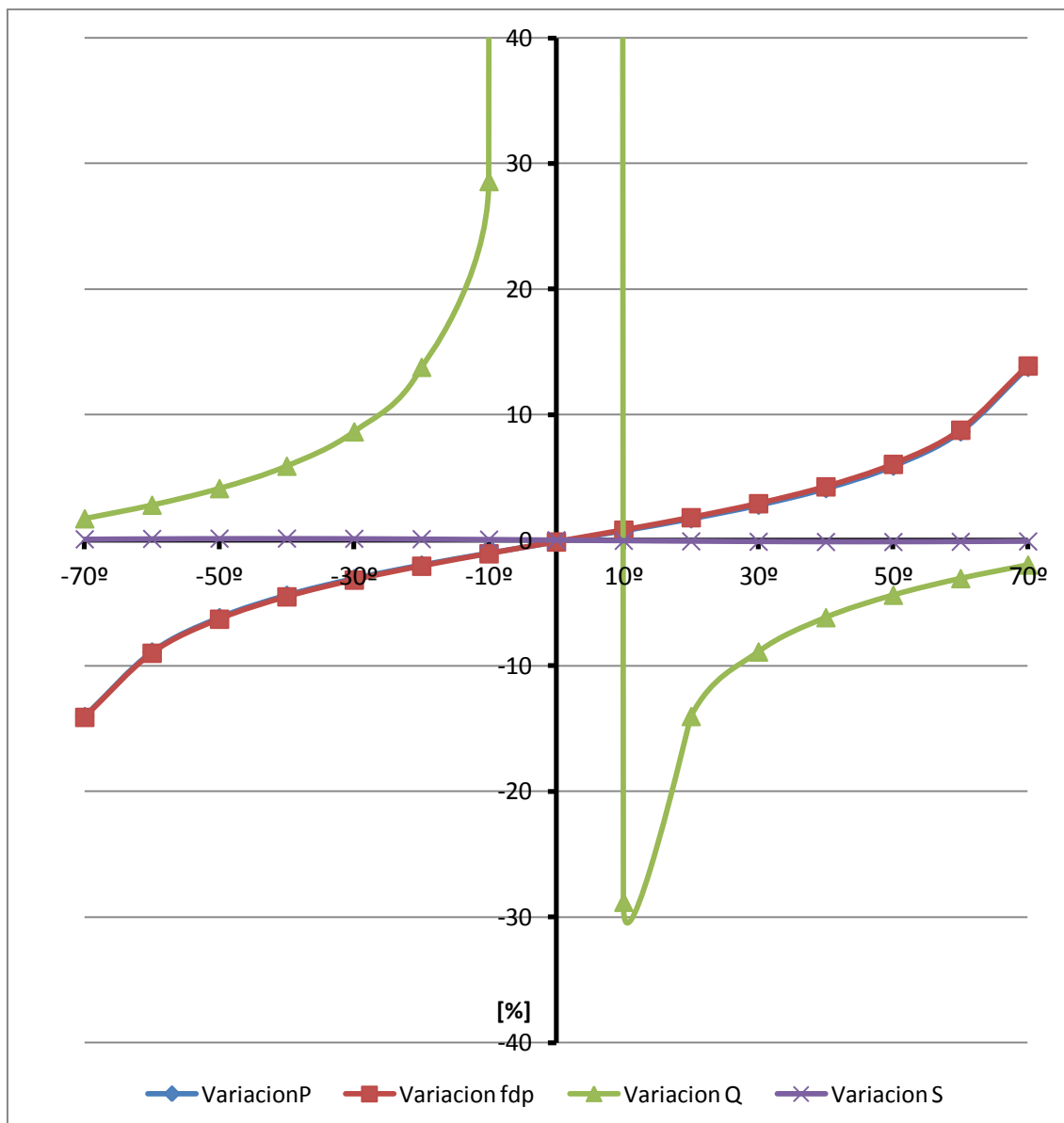


Figura 37: Gráfica de tabla de desviaciones completa.

Lo primero que se observa es que la reactiva no es nada precisa en cargas con un desfase pequeño.

Por otro lado, la gráfica de la potencia activa y la del factor de potencia son prácticamente similares.

Presentando los datos de forma más intuitiva, haciéndolo respecto a la variación del factor de potencia de la carga en vez de respecto al desfase de la intensidad se obtiene:

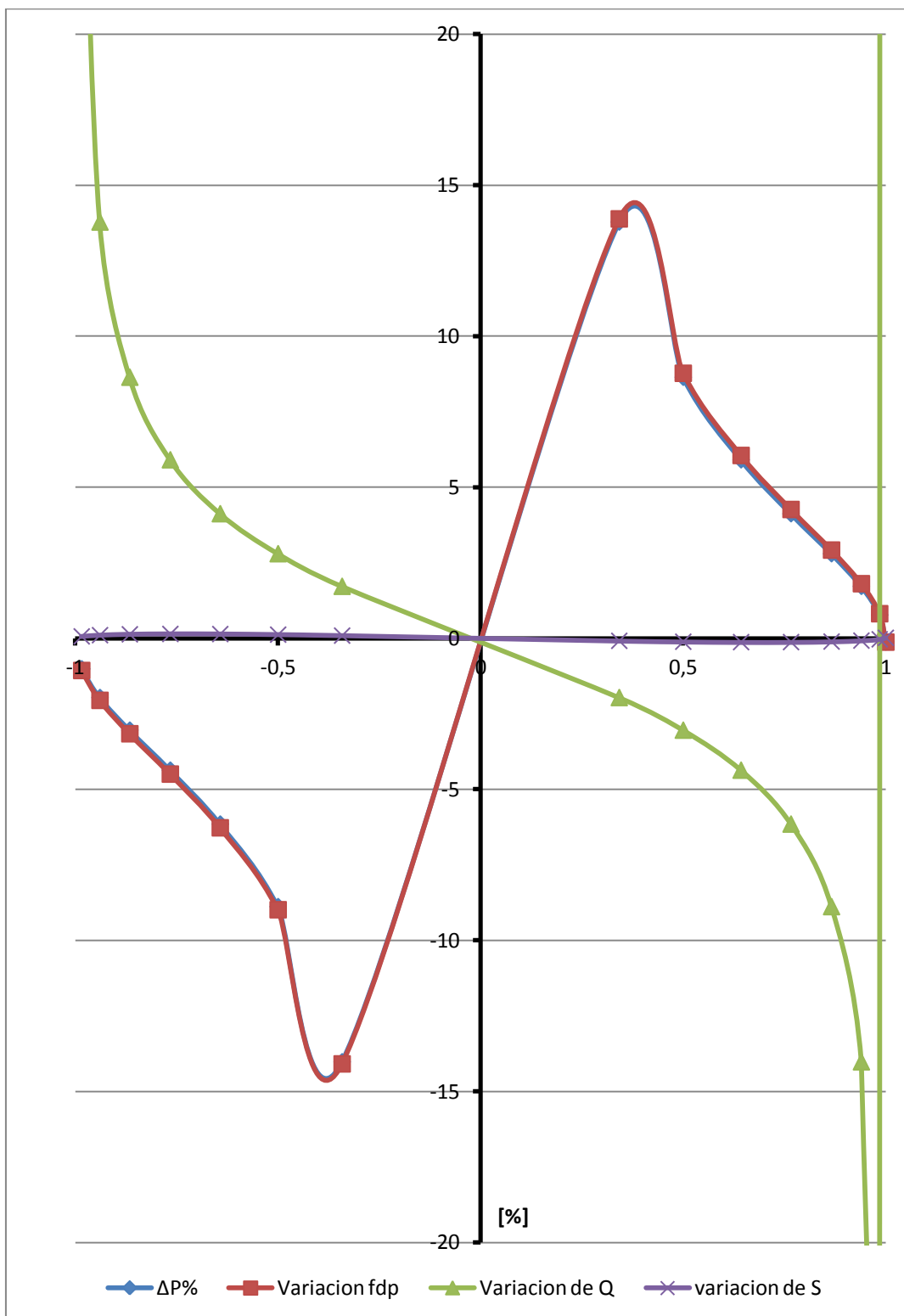


Figura 38: Gráfica de todas las desviaciones respecto al fdp de la carga.

Las dos gráficas anteriores están limitadas en el valor del eje vertical, debido a que la variación de la potencia reactiva presenta niveles muy altos en valores cercanos a factor de potencia unidad, y si se muestra a una escala que permita observar el valor en dichos puntos de la potencia reactiva, no permitiría visualizar con detalle las demás gráficas.

Una vez modelado el comportamiento del medidor, es sencillo comprobar las desviaciones con una rápida visualización de las gráficas obtenidas aunque es necesario indicar que para definir el comportamiento exacto habría que hacer un estudio exhaustivo del desfase aportado por los transductores de tensión e intensidad.

5.2. Cálculo de errores y tolerancias.

Además de los resultados obtenidos en el apartado 5.1, se hace un estudio del error relativo cometido en las mediciones, considerando las diferentes medidas indirectas independientes y usando las fórmulas ya definidas en la siguiente tabla:

Operation	Example	Method
Adding or subtracting	$z = x + y$ $p = 2(l - h)$	Add absolute errors in quadrature. $\Delta z = \sqrt{(\Delta x)^2 + (\Delta y)^2}$ $\Delta p = 2\sqrt{(\Delta l)^2 + (\Delta h)^2}$
Multiplying or dividing	$z = x \times y$ $v = l \times h \times b$	Add fractional (percentage) errors in quadrature. $\frac{\Delta z}{z} = \sqrt{\left(\frac{\Delta x}{x}\right)^2 + \left(\frac{\Delta y}{y}\right)^2}$ $\frac{\Delta v}{v} = \sqrt{\left(\frac{\Delta l}{l}\right)^2 + \left(\frac{\Delta h}{h}\right)^2 + \left(\frac{\Delta b}{b}\right)^2}$
Using formulae	$z = f(x, y)$	Add partial derivative weighted errors ¹ in quadrature. $\Delta z = \sqrt{\left(\Delta x \times \frac{\partial f}{\partial x}\right)^2 + \left(\Delta y \times \frac{\partial f}{\partial y}\right)^2}$ or $\Delta z = \sqrt{\left(\frac{f(x + \Delta x, y) - f(x - \Delta x, y)}{2}\right)^2 + \left(\frac{f(x, y + \Delta y) - f(x, y - \Delta y)}{2}\right)^2}$

tabla 6.: Fórmulas para el cálculo de errores.¹⁴

¹⁴ (11)

5.2.1. Error relativo del transductor de tensión.

La ecuación que rige el transductor de tensión es según el apartado 4.1.1.:

$$U_2 = U_1 \cdot \frac{R}{R'} = U_1 \cdot A \quad (5.12)$$

Se define $A = \frac{R}{R'}$ para calcular previamente su error relativo.

El error relativo de las Resistencias es su tolerancia.

Con esos datos y la tabla anterior, el error relativo de A es

$$\varepsilon_A = \sqrt{1^2 + 1^2} = \sqrt{2} \% \quad (5.13)$$

U_1 También tiene asociada la tolerancia del transformador, que nos indica que tiene una desviación máxima de 0.2%.

Luego el error absoluto del transductor de tensión sería el error absoluto de U_2 .

$$\varepsilon_{U_2} = \sqrt{(\varepsilon_A)^2 + (\varepsilon_{U_1})^2} = \sqrt{0.2^2 + \sqrt{2}^2} = 1.428 \% \quad (5.14)$$

5.2.2. Error relativo del transductor de intensidad.

La tensión de salida del transformador del transductor de intensidad según la ecuación (4.11) es:

$$V_s = R \cdot I_s \quad (5.15)$$

En éste caso, el transformador nos indica un 3% de desviación, y la resistencia usada es de tolerancia 1%, luego el error relativo de esa expresión es

$$\varepsilon_{V_s} = \sqrt{(\varepsilon_R)^2 + (\varepsilon_{I_s})^2} = \sqrt{1^2 + 3^2} = 3.162 \% \quad (5.16)$$

5.2.3. Error relativo en la medida de tensión.

La medida de tensión se obtiene mediante el ADC, y la forma de incluirlo en el cálculo del error relativo es considerarlo como un elemento que lee una tensión en la entrada y junto con un error asociado a su medición, nos da una salida.

Dicho error en el ADC es de 1.89%, por lo que junto con el error del transductor de tensión, el error de la tensión rms medida es

$$\varepsilon_U = \sqrt{(\varepsilon_{U1})^2 + (\varepsilon_{ADC})^2} = \sqrt{1.428^2 + 1.89^2} \cong 2.37 \% \quad (5.17)$$

5.2.4. Error relativo en la medida de intensidad.

La medida de intensidad se hace midiendo la tensión ofrecida por el transductor de intensidad, luego se calcula de la misma forma.

$$\varepsilon_I = \sqrt{(\varepsilon_{V1})^2 + (\varepsilon_{ADC})^2} = \sqrt{3.162^2 + 1.89^2} \cong 3.68 \% \quad (5.18)$$

5.2.5. Errores relativos en la medida de potencia.

Los errores relativos de potencia activa y de potencia por los términos usados para definir dichas potencias, serían de forma similar:

$$\varepsilon_P = \varepsilon_S = \sqrt{(\varepsilon_U)^2 + (\varepsilon_I)^2} = \sqrt{3.68^2 + 2.37^2} \cong 4.38 \% \quad (5.19)$$

Para el factor de potencia $f_{dp} = \frac{P}{S}$ el error relativo es

$$\varepsilon_{f_{dp}} = \sqrt{(\varepsilon_P)^2 + (\varepsilon_S)^2} = \sqrt{4.38^2 + 4.38^2} \cong 6.2 \% \quad (5.20)$$

La potencia reactiva se ha calculado con la siguiente fórmula

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (5.21)$$

Comparando dicha fórmula con las de la tabla del apartado 5.2, se observa que para calcular su error relativo hace falta su error absoluto, error directamente relacionado con la cantidad medida, no disponible porque todos los cálculos han sido basados en errores relativos acumulados, por lo que con ellas no se puede proporcionar un error relativo para la potencia reactiva.

De los dos términos que hay en la ecuación sí se puede hallar su error relativo tal que

$$\varepsilon_{S^2} = \varepsilon_S = \sqrt{(\varepsilon_S)^2 + (\varepsilon_S)^2} = \sqrt{4.38^2 + 4.38^2} \cong 6.2 \% \quad (5.22)$$

Dado que los errores relativos van aumentando y faltando aún el error relativo de la ecuación (5.21), habiendo calculado previamente los de sus componentes, se estima que su error relativo será aún mayor que el mostrado en la ecuación (5.22).

Será la medida con mayor error relativo debido al método de cálculo de potencia usado.

5.3. Error total.

El error total se obtiene de aplicar los errores relativos a la hipótesis de las desviaciones de las medidas desarrollada el apartado 5.1., siendo la acción de los dos en conjunción las que determinarán el error final.

Los pasos para comprobar el error usando los apartados 5.1 y 5.2 son los siguientes:

- 1- Anotar el valor de la medida ofrecido por un vatímetro real y su factor de potencia y si es inductivo o capacitivo.
- 2- Con las gráficas proporcionadas y el factor de potencia anotado, buscar el porcentaje de desviación respetando el signo y aplicar al valor del vatímetro real.
- 3- Aplica al resultado anterior el error relativo de dicho parámetro, anota el máximo y el mínimo.
- 4- La medida proporcionada por el medidor de éste proyecto debería estar comprendida entre el mínimo y el máximo.

$$\text{Mínimo} \geq \text{Medida prototipo} \geq \text{Máximo}$$

6. PRUEBA DEL PROTOTIPO.

Las cargas elegidas para la prueba se han escogido buscando variedad de factores de potencia, para comprobar si las desviaciones de las medidas concuerdan con lo propuesto en el capítulo anterior.

Las medidas han sido comparadas con las proporcionadas por un vatímetro metrix PX120.

Brasero Eléctrico	V	I	P	Q	S	PF
Vatímetro	242,6	2,01	487,5	0	487,5	1
Mi medidor	244,2	2,03	481,66	111,67	492	0,98
Variación [%]	0,66	0,995	-1,198	--	0,923	-2

tabla 7.: Carga fdp=1.

Ordenador Portátil	V	I	P	Q	S	PF
Vatímetro	243,7	0,189	20	-41	54,2	0,44
Mi medidor	245,33	0,19	17,5	-43,41	55,3	0,39
Variación [%]	0,67	0,53	-12,5	5,88	2,03	-11,36

tabla 8.: Carga fdp=0.44 capacitivo.

TV + lámpara led + ventilador	V	I	P	Q	S	PF
Vatímetro	249,7	0,304	63,7	-40,5	75,3	0,84
Mi medidor	251,65	0,31	60,44	-46,8	76,22	0,78
Variación [%]	0,78	1,97	-5,11	15,56	1,22	-7,14

tabla 9.: Carga fdp= 0.84 capacitivo.

Taladro de columna	V	I	P	Q	S	PF
Vatímetro	240,8	1,205	268,8	110,5	295,6	0,93
Mi medidor	241,23	1,21	287,3	79,8	299,4	0,97
Variación [%]	0,18	0,42	6,89	-27,78	1,29	4,3

tabla 10.: Carga fdp=0.93 inductivo.

Multiherramienta	V	I	P	Q	S	PF
Vatímetro	242	0,373	70,5	56,2	90,3	0,78
Mi medidor	242,8	0,38	80,25	44,12	91,56	0,88
Variación [%]	0,33057851	1,8766756	13,8297872	-21,4946619	1,39534884	12,8205128

tabla 11.: tabla fdp=0.78 inductivo.

7. CONCLUSIONES Y FUTURAS MEJORAS.

7.1. Problemas encontrados.

- Durante la elaboración del proyecto se han obtenido resultados de difícil explicación hasta encontrar el problema de muestreo no simultáneo de la tensión y la intensidad.
Una vez conocidos se ha podido dar una explicación razonable al error de las medidas.
- La comunicación Bluetooth con el microcontrolador ESP32 en el entorno Arduino IDE comete algunos errores en el envío y recepción de datos, que se pueden corregir vía software transmitiendo previamente algún dato sin importancia para que el segundo dato llegue correctamente.
- La baja precisión del convertidor analógico digital interno del microcontrolador y la baja velocidad de muestreo de los convertidores analógico digital usados respecto a lo anunciado, hacen evidente la necesidad no solo de elegir los componentes por las características proporcionadas por fabricantes sino de una comprobación minuciosa con pruebas reales de dichos datos antes de su uso en un proyecto.

7.2. Conclusiones.

- La intención del proyecto ha sido crear un prototipo de un medidor de muy bajo coste, dotado además de conectividad Bluetooth para poder intercambiar información con dispositivos Android habituales hoy en día, de tal manera que produzca una reducción el precio final al no tener que usar otros componentes para la visualización de datos, usando para ello un dispositivo Android del que dispongamos previamente.

- Las medidas de potencia se comparan con las de un medidor de potencia Metrix PX120, con un precio entre 600€ y 700€, frente a los 14.59€ del prototipo, un 2.5% del precio de un medidor de precisión.
- La hipótesis propuesta para justificar los resultados por el muestreo junto con la estimación del error, se ajusta a las medidas obtenidas, desviándose solo un poco porcentualmente de lo propuesto en dicha hipótesis en algunas cargas inductivas probadas.
- Los medidores de intensidad no invasivos de bajo coste aportan un error considerable en las mediciones finales. Obtener medidores no invasivos de mejor calidad aumenta el precio del producto pero también mejora los resultados finales.
- El convertidor analógico digital usado tiene una precisión muy buena, con el inconveniente de las medidas no simultáneas. Con un mejor procesado de datos pueden mejorar mucho las medidas finales.
- La falta de filtrado tras los transductores usados, previo a la obtención de la muestra por el convertidor analógico a digital induce un error difícil de cuantificar pero existente.
- El método usado para el cálculo de las distintas potencias y el factor de potencia tiene el inconveniente de no permitir conocer el signo de la potencia reactiva pudiéndose comparar ésta con la del vatímetro y las gráficas de la estimación del error gracias a que el vatímetro sí lo proporciona.
- El proceso para el cálculo del desfase entre la tensión e intensidad debe de hacerse de otro modo y no por las definiciones de potencia activa y potencia aparente, siendo aconsejable un detector de paso por cero por software o por hardware para la estimación de dicho desfase,

obteniendo la potencia activa, reactiva y aparente una vez conocido el desfase entre la tensión y la intensidad.

7.3. Futuras mejoras.

Se proponen las siguientes mejoras:

- El uso de Optoacopladores de detección de cruce por cero, evitando así dicho procesado de la señal, facilitando la medición del ángulo de desfase entre tensión e intensidad.
- Debido a la mejora constante en los teléfonos móviles inteligentes, con procesadores cada vez más potentes, puede ser interesante que hagan parte del procesado de los datos, usando microcontroladores económicos cuya misión principal sea recolectar y enviar datos.
- Perfeccionar el procesado de datos para obtener una desviación menor de la medida.
- El desarrollo de aplicaciones Android más complejas, capaces de mostrar gráficamente las medidas.
- Uso de la tecnología Wifi y GPS para la coordinación de medidas en distintos dispositivos.
- Implementación de un sistema de batería que se pueda cargar con la tensión a medir mientras toma medidas de la red.

8. PRESUPUESTO.

El presupuesto ha sido seleccionado buscando los precios online más baratos, incluyendo el transporte internacional en el coste unitario.

El coste de los mismos componentes en España directamente puede llegar a triplicar el dichos precios.

Nombre	Descripción	€/unidad	Unidades	Precio [€]
ESP-32	<i>Microcontrolador</i>	3,76	1	3,76
SCT-013-000	<i>Medidor de Intensidad</i>	3,71	1	3,71
ADS1015	<i>Convertidor analógico a digital</i>	2,54	1	2,54
ZMPT101B	<i>Medidor de tensión</i>	2	1	2
Resistencias	<i>Varios valores</i>	0,01	5	0,05
Conexionado	<i>Kit placa de pruebas MB102 + 65 cables de puente flexible</i>	2,53	1	2,53
			TOTAL	14,59€

tabla 12.: Lista de precios.

9. ESQUEMA DE CONEXIONES.

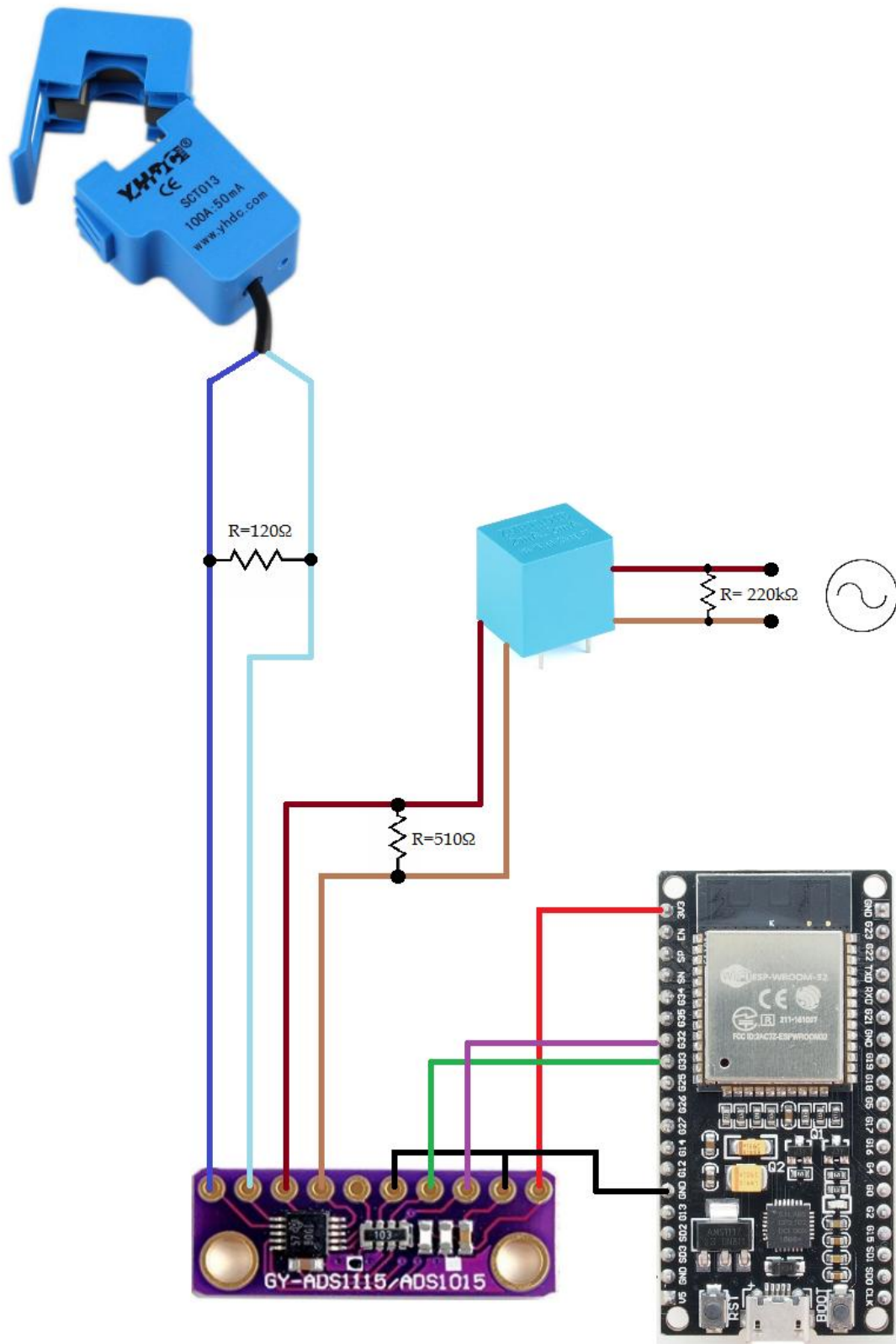


Figura 39: Esquema de conexiones.

10. SOFTWARE.

10.1. Código de la aplicación en arduino ide.

```
#include <Adafruit_ADS1015.h> //Librería del ADC externo.

#include <Wire.h> // Librería para usar I2C

#include "BluetoothSerial.h"

#if !defined(CONFIG_BT_ENABLED) ||
!defined(CONFIG_BLUEDROID_ENABLED)

#error Bluetooth is not enabled! Please run `make menuconfig` to and enable it

#endif

BluetoothSerial SerialBT;

Adafruit_ADS1015 ads;

float factor= 0.003; // corrección para pasar a la lectura del ADC a Voltios reales

int16_t adc01; // Elemento de 16 bits con signos, lo llamo como quiero. // int
significa con signo, sin signo sería uint (de unsigned)

int16_t adc23;

int i;

float cuadradoV;

float cuadradoI;
```

```
float correccionV=78.0214; // Factor que corrige la lectura medida a la que yo  
quiero asignar.
```

```
float correccionI=2.8107;
```

```
float Vcorregido;
```

```
float Icorregido;
```

```
float Pacumulada;
```

```
float Vrms;
```

```
float Irms;
```

```
float P;
```

```
float S;
```

```
float Q;
```

```
float fdp;
```

```
char control; //Vble previa a tipo. No es necesaria pero evita posibles fallos en  
la comunicación
```

```
char tipo; //Vble para comparar lo que nos llega por BT y saber qué hacer.
```

```
char val1;
```

```
char val2;
```

```
char val3;
```

```
char val4;
```

```
float val1c;
```

```
float val2c;
```

```
float val3c;
```

```
float val4c;
```

```
float resultado;
```

```
float factorVBT=1.0; //factor de corrección por BT de tensión.
```

```
//--- Desbloquear si necesitas conocer valores máximos y mínimos
muestreados.
```

```
//float Vmax;
```

```
//float Vmin;
```

```
//float Imax;
```

```
//float Imin;
```

```
void setup() {
```

```
  Serial.begin(115200);
```

```
  SerialBT.begin("ESP32_AntonioMC"); //Bluetooth device name
```

```
  ads.begin(); //Inicializa el adc externo
```

```
  // Wire.begin(SDA,SCL); Define mi pin de datos y de clock.
```

```
  Wire.setClock(3400000); //Velocidad i2c aumentada a 3400000
```

```
  Wire.begin(32,33);
```

```
  //Para usar la ganancia necesaria -----
```

```
- -----
```

```
  // ads.setGain(GAIN_TWOTHIRDS); // 2/3x gain +/- 6.144V 1 bit = 0.1875mV
  (default)
```

```
  // ads.setGain(GAIN_ONE); // 1x gain +/- 4.096V 1 bit = 0.125mV
```

```
  // ads.setGain(GAIN_TWO); // 2x gain +/- 2.048V 1 bit = 0.0625mV
```

```
  ads.setGain(GAIN_FOUR); // 4x gain +/- 1.024V 1 bit = 0.03125mV
```

```

// ads.setGain(GAIN_EIGHT); // 8x gain +/- 0.512V 1 bit = 0.015625mV

// ads.setGain(GAIN_SIXTEEN); // 16x gain +/- 0.256V 1 bit =
0.0078125mV

}

void loop() {

//Inicializo vbles:

cuadradoV=0; cuadradoI=0;Pacumulada=0;

tipo=48; //Inicializo la vble tipo (que es char) en 48 que en ASCII es '0'.

//---- Desbloquear si necesitas saber valores máximos y mínimos
muestreados.

//Vmax=Imax=0;

//Vmin=Imin=500000000;

//----

//---- Lectura BT si haces correcciones mediante la App del movil.

if (SerialBT.available()){

control=SerialBT.read();

tipo=SerialBT.read(); //Nos dice qué hacer con la vble resultado.

val1=SerialBT.read();

val2=SerialBT.read();

```

```
val3=SerialBT.read();
```

```
val4=SerialBT.read();
```

```
//Bucles para transformar los char recibidos por BT en float.
```

```
if (val1=='0'){val1c=0;}
```

```
    else if (val1=='1'){val1c=1;}
```

```
    else if (val1=='2'){val1c=2;}
```

```
    else if (val1=='3'){val1c=3;}
```

```
    else if (val1=='4'){val1c=4;}
```

```
    else if (val1=='5'){val1c=5;}
```

```
    else if (val1=='6'){val1c=6;}
```

```
    else if (val1=='7'){val1c=7;}
```

```
    else if (val1=='8'){val1c=8;}
```

```
    else if (val1=='9'){val1c=9;}
```

```
if (val2=='0'){val2c=0;}
```

```
    else if (val2=='1'){val2c=1;}
```

```
    else if (val2=='2'){val2c=2;}
```

```
    else if (val2=='3'){val2c=3;}
```

```
    else if (val2=='4'){val2c=4;}
```

```
    else if (val2=='5'){val2c=5;}
```

```
    else if (val2=='6'){val2c=6;}
```

```
    else if (val2=='7'){val2c=7;}
```

```
else if (val2=='8'){val2c=8;}
```

```
else if (val2=='9'){val2c=9;}
```

```
if (val3=='0'){val3c=0;}
```

```
else if (val3=='1'){val3c=1;}
```

```
else if (val3=='2'){val3c=2;}
```

```
else if (val3=='3'){val3c=3;}
```

```
else if (val3=='4'){val3c=4;}
```

```
else if (val3=='5'){val3c=5;}
```

```
else if (val3=='6'){val3c=6;}
```

```
else if (val3=='7'){val3c=7;}
```

```
else if (val3=='8'){val3c=8;}
```

```
else if (val3=='9'){val3c=9;}
```

```
if (val4=='0'){val4c=0;}
```

```
else if (val4=='1'){val4c=1;}
```

```
else if (val4=='2'){val4c=2;}
```

```
else if (val4=='3'){val4c=3;}
```

```
else if (val4=='4'){val4c=4;}
```

```
else if (val4=='5'){val4c=5;}
```

```
else if (val4=='6'){val4c=6;}
```

```
else if (val4=='7'){val4c=7;}
```

```
else if (val4=='8'){val4c=8;}
```



```

else if (val4=='9'){val4c=9;}

    resultado= val1c + (0.1*val2c)+ (0.01*val3c) + (0.001*val4c); // Crea el
número float.

if (tipo=='V'){

    factorVBT= resultado;

} //Si nos ha dicho que el factor es para V, actualizo factor.

else if (tipo=='X'){

    factorVBT=1.0;

} //Reset a factorVBT si lo dice el BT

}

//----- FIN DEL bucle que lee datos del BT para los factores de
corrección;

// Bucle de muestreado y cálculo de algunas variables acumulativas.

for (i=0; i<553; i=i+1){ // 27.66 muestras por ciclo x 20 ciclos = 553 muestras
aprox.

    adc23= ads.readADC_Differential_0_1(); //Lectura diferencial entre entre
adc0 y adc1

    adc01= ads.readADC_Differential_2_3(); //Idem de 2 y 3.

Vcorregido= adc01*factor*correccionV*factorVBT;

```

```

Icorregido= adc23*factor*correccionI;

cuadradoV=Vcorregido*Vcorregido + cuadradoV;

cuadradoI=Icorregido*Icorregido + cuadradoI;

Pacumulada= Vcorregido*Icorregido + Pacumulada;

//---- Desbloquear si necesitas conocer valores máximos y mínimos
muestrados.

//if (Vcorregido>Vmax){Vmax=Vcorregido;}

//if (Vcorregido<Vmin){Vmin=Vcorregido;}

//if (Icorregido>Imax){Imax=Icorregido;}

//if (Icorregido<Imin){Imin=Icorregido;}

//----- FIN DE Cálculo de valores máximos y mínimos muestrados.

}

//---- FIN BUCLE MUESTREO.

P=Pacumulada/i;

Vrms=sqrt(cuadradoV/i);

Irms=sqrt(cuadradoI/i);

S=Vrms*Irms;

fdp=P/S;

```

```
Q=sqrt(S*S-(P*P));
```

```
//Desbloquear si necesitas comprobar via puerto serie los valores.
```

```
//Serial.print("Vmax:   ");Serial.print(Vmax);Serial.print("           Vmin:
");Serial.print(Vmin);Serial.print("   Imax: ");Serial.print(Imax);Serial.print("   Imin:
");Serial.print(Imin);Serial.println();
```

```
//Serial.print("Vrms:   ");Serial.print(Vrms);Serial.print("V           Irms:
");Serial.print(Irms);Serial.print("A");Serial.println();Serial.println();
```

```
//Serial.print("P:       ");Serial.print(P);Serial.print("W           Q:
");Serial.print(Q);Serial.print("VAr   S: ");Serial.print(S);Serial.print("S   fdp:
");Serial.print(fdp);Serial.println();Serial.println();
```

```
//Serial.print("tipo:     ");Serial.print(tipo);Serial.print("           resultado:
");Serial.print(resultado);Serial.println();Serial.println();
```

```
//---- Envío datos por BT:
```

```
SerialBT.print("A");SerialBT.print("|");
```

```
SerialBT.print(Vrms);SerialBT.print("|");
```

```
SerialBT.print(Irms);SerialBT.print("|");
```

```
SerialBT.print(P);SerialBT.print("|");
```

```
SerialBT.print(Q);SerialBT.print("|");
```

```
SerialBT.print(S);SerialBT.print("|");
```

```
SerialBT.print(fdp);//SerialBT.print("\n");
```

```
delay(300);
```

```
}
```

10.2. Código de la aplicación para Android.

10.2.1. Apariencia Designer App Inventor.

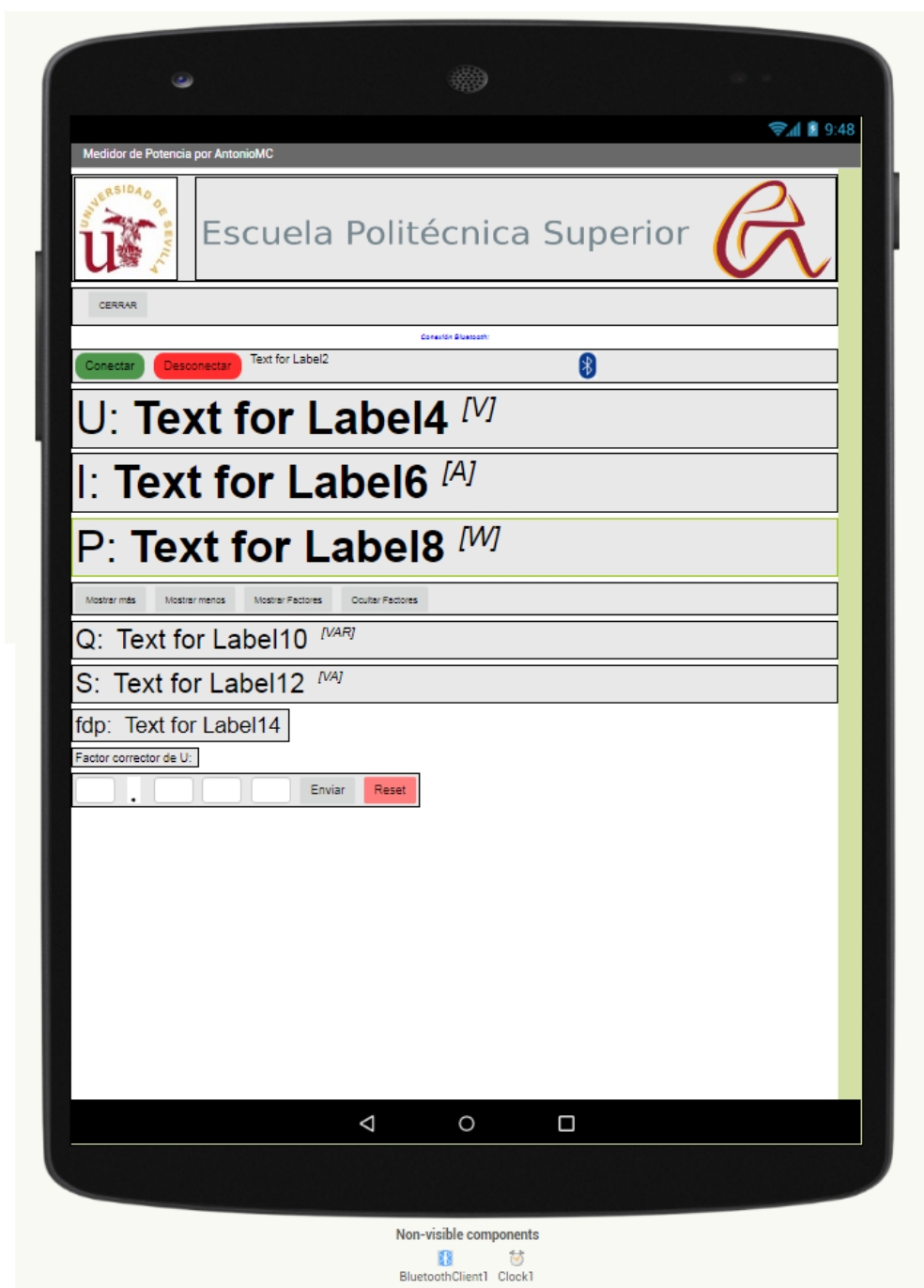


Figura 40: Designer App Inventor.

10.2.2. Apariencia Blocks App Inventor.

```

when Screen1.Initialize
do
  set Label2.Text to "Estado: Desconectado"
  set Label4.Text to "---"
  set Label6.Text to "---"
  set Label8.Text to "---"
  set Label10.Text to "---"
  set Label12.Text to "---"
  set Label14.Text to "---"
  set HorizontalArrangement11.Visible to false
  set HorizontalArrangement12.Visible to false
  set HorizontalArrangement13.Visible to false
  set Button4.Visible to true
  set Button5.Visible to false
  set Button9.Visible to true
  set Button10.Visible to false
  set HorizontalArrangement9.Visible to false
  set HorizontalArrangement8.Visible to false

when Button11.Click
do
  close application

when ListPicker1.BeforePicking
do
  set ListPicker1.Elements to BluetoothClient1.AddressesAndNames

when ListPicker1.AfterPicking
do
  evaluate but ignore result call BluetoothClient1.Connect
  address ListPicker1.Selection
  if BluetoothClient1.IsConnected
  then
    set Label2.Text to "Estado: Conectado"
  else
    set Label2.Text to "Error de conexión."

when Button1.Click
do
  call BluetoothClient1.Disconnect
  set Label2.Text to "Estado: Desconectado"
  set Label4.Text to "---"
  set Label6.Text to "---"
  set Label8.Text to "---"
  set Label10.Text to "---"
  set Label12.Text to "---"
  set Label14.Text to "---"

```

Figura 41: Código Android (Parte 1).

```

initialize global (datos_entradaBT) to ""
initialize global (numero) to ""
initialize global (lista_datos) to create empty list

when Clock1.Timer
do
  if BluetoothClient1.IsConnected
  then
    if call BluetoothClient1.BytesAvailableToReceive > 0
    then
      set global datos_entradaBT to call BluetoothClient1.ReceiveText
      numberOfBytes call BluetoothClient1.BytesAvailableToReceive
      set global lista_datos to split text get global datos_entradaBT
      at "" ""
      set global numero to length of list list get global lista_datos
      set Label24.Text to get global numero
      if get global numero = 7
      then
        set Label4.Text to select list item list get global lista_datos
        index 2
        set Label6.Text to select list item list get global lista_datos
        index 3
        set Label8.Text to select list item list get global lista_datos
        index 4
        set Label10.Text to select list item list get global lista_datos
        index 5
        set Label12.Text to select list item list get global lista_datos
        index 6
        set Label14.Text to select list item list get global lista_datos
        index 7
      end if
    end if
  end if
end do

```

Figura 42: Código Android (Parte 2).

```

when Button4.Click
do
  set HorizontalArrangement11.Visible to true
  set HorizontalArrangement12.Visible to true
  set HorizontalArrangement13.Visible to true
  set Button4.Visible to false
  set Button5.Visible to true
end do

when Button5.Click
do
  set HorizontalArrangement11.Visible to false
  set HorizontalArrangement12.Visible to false
  set HorizontalArrangement13.Visible to false
  set Button5.Visible to false
  set Button4.Visible to true
end do

```

Figura 43: Código Android (Parte 3).

```

when Button2 .Click
do
  call BluetoothClient1 .SendText
  text " A "
  call BluetoothClient1 .SendText
  text " V "
  call BluetoothClient1 .SendText
  text TextBox1 . Text
  call BluetoothClient1 .SendText
  text TextBox3 . Text
  call BluetoothClient1 .SendText
  text TextBox4 . Text
  call BluetoothClient1 .SendText
  text TextBox5 . Text

```

```

when Button6 .Click
do
  set TextBox1 . Text to " "
  set TextBox3 . Text to " "
  set TextBox4 . Text to " "
  set TextBox5 . Text to " "
  call BluetoothClient1 .SendText
  text " A "
  call BluetoothClient1 .SendText
  text " X "
  call BluetoothClient1 .SendText
  text " 0 "
  call BluetoothClient1 .SendText
  text " 0 "
  call BluetoothClient1 .SendText
  text " 0 "
  call BluetoothClient1 .SendText
  text " 0 "

```

```

when Button9 .Click
do
  set HorizontalArrangement9 . Visible to true
  set HorizontalArrangement8 . Visible to true
  set Button9 . Visible to false
  set Button10 . Visible to true

```

```

when Button10 .Click
do
  set HorizontalArrangement9 . Visible to false
  set HorizontalArrangement8 . Visible to false
  set Button10 . Visible to false
  set Button9 . Visible to true

```

Figura 44: Código Android (Parte 4).

Bibliografía

1. **Barbáchano, Ángel.** Universidad Publica de Navarra. *Implementación de un analizador de redes con Arduino*. [En línea] 3 de Mayo de 2018. [Citado el: 1 de Noviembre de 2020.] <https://academica-e.unavarra.es/bitstream/handle/2454/29114/TFG%20A.BARBACHANO.pdf>.
2. **García, Vicente.** Diario electrónico hoy. [En línea] 5 de Febrero de 2014. [Citado el: 28 de Noviembre de 2020.] <https://www.diarioelectronicohoy.com/blog/aislamiento-galvanico>.
3. **LLamas, Luis.** luisllamas. [En línea] 24 de Enero de 2017. [Citado el: 30 de Noviembre de 2020.] <https://www.luisllamas.es/arduino-sensor-corriente-sct-013/>.
4. **Wikipedia, Colaboradores de.** Wikipedia. [En línea] 30 de Noviembre de 2020. https://es.wikipedia.org/wiki/Efecto_Hall.
5. —. Wikipedia. [En línea] 2020. [Citado el: 1 de 9 de 2020.] https://es.wikipedia.org/wiki/Adquisici%C3%B3n_de_datos.
6. **Turnero, Pablo.** Monografias. [En línea] [Citado el: 22 de Octubre de 2020.] <https://www.monografias.com/trabajos107/sistemas-control-tiempo-discreto/sistemas-control-tiempo-discreto.shtml>.
7. Wikiversus. *Wikiversus*. [En línea] [Citado el: 10 de Noviembre de 2020.] <https://www.wikiversus.com/blog/diferencia-entre-precision-y-exactitud/>.
8. Arduino para todos. *Arduino para todos*. [En línea] 9 de Junio de 2017. [Citado el: 1 de Noviembre de 2020.] https://www.youtube.com/channel/UCvPJZ3e5dB57we_qessG1dQ/.
9. **Wikipedia, Colaboradores de.** Wikipedia. [En línea] [Citado el: 1 de Diciembre de 2020.] https://es.wikipedia.org/wiki/Error_de_medici%C3%B3n.
10. **Gan, Antonio.** Errores Mel. [En línea] [Citado el: 1 de Diciembre de 2020.] <https://sites.google.com/site/erroresup/temas-de-la-unidad/fundamentos/4-1-5-clasificacion>.

11. Errors and Errors Estimation. *PHYSCLIPS*. [En línea] [Citado el: 1 de Diciembre de 2020.] https://www.animations.physics.unsw.edu.au/sf/toolkits/Errors_and_Error_Estimation.pdf.

12. Prometec. [En línea] [Citado el: 1 de Marzo de 2020.] <https://www.prometec.net/instalando-esp32/>.

Anexos

A.1. Especificaciones ZMPT101B

Qingxian Zeming Langxi Electronic

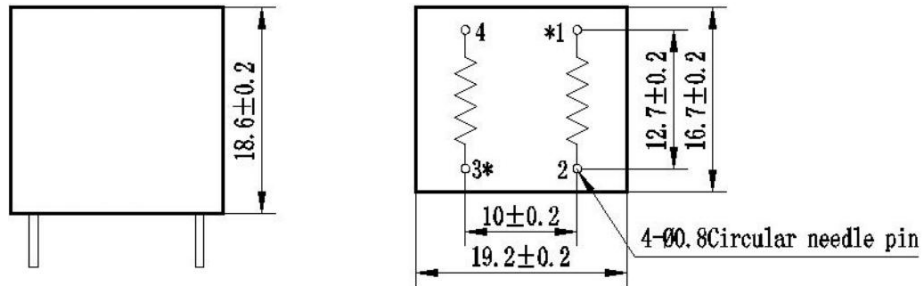
www.micro-transformer.com

ZMPT101B

Current-type Voltage Transformer

Small size, high accuracy, good consistency, for voltage and power measurement

Structural parameters:



Remarks: primary input: 1、2 pins secondary output: 3、4pins
Or
primary input:: 3、4 pins secondary output::1、2pins
"*" Same polarity

Front view

Bottom view

The main technical parameters:

Model	ZMPT101B
Rated input current	2mA
Rated output current	2mA
turns ratio	1000:1000
phase angle error	$\leq 20'$ (input 2mA, sampling resistor 100 Ω)
operating range	0~1000V 0~10mA (sampling resistor 100 Ω)
linearity	$\leq 0.2\%$ (20%dot~120%dot)
Permissible error	$-0.3\% \leq f \leq +0.2\%$ (input 2mA, sampling resistor 100 Ω)
isolation voltage	4000V
application	voltage and power measurement
Encapsulation	Epoxy
installation	PCB mounting (Pin Length>3mm)
Operating temperature	-40 $^{\circ}$ C~~+60 $^{\circ}$ C
Case Material	ABS (Note: ABS CASE is NOT available for wave-soldering)

Tel: 86-25-52601870

E-mail: zm@zeming-e.com

A.2. Voltage transforme operating guide

ZMPT101B(ZMPT107) voltage transformer operating guide

1、 Wiring diagram

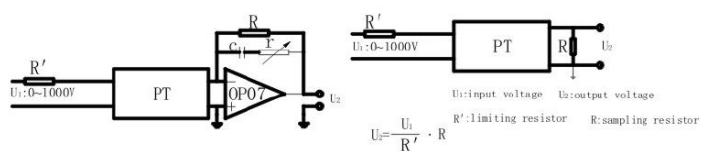


Figure I

Figure II

2、 Determination of maximum output rms voltage

U_{max}:

U_{max} is decided by the AD peak voltage in the sampling loop in principle.

As for Bipolar AD, U_{max} = $\frac{\text{Peakvoltage } e}{\sqrt{2}}$

As for unipolar AD, U_{max} = $\frac{\text{peak voltage}}{2\sqrt{2}}$

for example:

As for $\pm 5V$ AD, the maximum rms voltage of the transformer: U_{max} = $5V / \sqrt{2} = 3.53V$

As for 0~3.3V AD, the maximum rms voltage of

the transformer: $V_{\max} = 3.3V/2\sqrt{2} = 1.16V$

3、Determination of input current-limiting resistor R'

Current-limiting resistor $R' = \frac{V}{I}$

V: Rated input voltage

I : Rated operating current (when Coil resistance is compared with current-limiting resistor R' , it can be ignored.)

ZMPT101B/ZMPT107 usually working at rated current:1~2mA. When Rated input voltage $\leq 100V$, Usually choosing the operating current $I=2mA$; When Rated input voltage $\geq 220V$, To reducing the resistor power, Usually choosing the operating current $1 mA \leq I \leq 2 mA$.

for example: $V=100V$, $I=2 mA$,

$$R' = \frac{V}{I} = 50K\Omega$$

for example: $V=220V$, $I=1.1mA$,

$$R' = \frac{V}{I} = 200k\Omega$$

To improve reliability, the current-limiting resistor selected usually is greater than its 4times the rated power, and generally use a high

temperature coefficient metal film resistor.

4. Determination of the sampling resistor R

$$R = \frac{V_{outputmax}}{I} = \frac{V_{outputmax}}{V_{inputmax}} \cdot R$$

for example: $V_{outputmax} = 3.53V$, $V_{inputmax} = 120V$, $R = 50 k\Omega$

$$R = \frac{3.53}{120} \times 50 k\Omega = 1.471 k\Omega$$

Directions:

(1) Above formula is also suitable for the two ways of active and passive output .

(2)when selecting the sampling resistor, Resistor should not exceed : $V_{outputmax} \cdot R / V_{inputmax}$

5. The advantages and disadvantages of the two wiring

(1)、Active output

Advantage: high precise, small phase error, high output voltage, strong load capacity.

As for unipolar AD, the positive input terminal of the op amp can plus a fixed benchmark reference voltage to solve.

Meanwhile, in order to simplify the line, Generally do not access the c and r which are for the phase compensation. If you need to compensate, Usually

use the software way.

Disadvantage: Line is a little more complicated.

(2)、Passive output

Advantage: Simple circuit, High precision.

Disadvantage : The output voltage has certain limitations , The greater the load resistance, the greater the phase difference

Typical testing data are as follows:

A.3. Especificaciones SCT-013-000

Split core current transformer



Model: SCT-013 **Rated input current: 5A/100A**

Characteristics: Opening size: 13mm*13mm,
 Non-linearity±3% (10%—120% of rated input current)
 1m leading wire, standard Φ3.5 three core plug output.
 Current output type and voltage output type (voltage output type built-in sampling resistor)



Purpose: Used for current measurement, monitor and protection for AC motor, lighting equipment, air compressor etc

Core material: ferrite

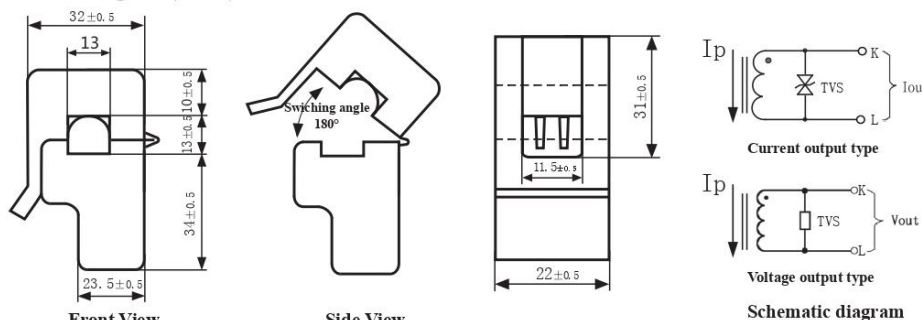
Mechanical strength: the number of switching is not less than 1000 times(test at 25℃)

Safety index: Dielectric strength(between shell and output)1000V AC/1min

Fire resistance property: In accordance with UL94-Vo

Work temperature: -25℃~+70℃

Outline size diagram: (in mm)



Front View

Side View

Schematic diagram

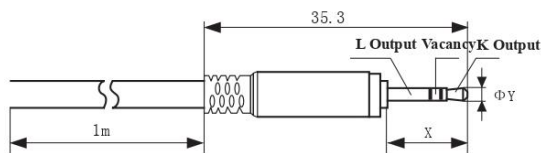


Diagram for standard three-core plug

Three-core plug size

	X	Y	select
2.5mm Audio Plug	11.9	2.5	and use
3.5mm Audio Plug	15.0	3.5	standard

Table of technical parameter:

Model	SCT-013-000	SCT-013-005	SCT-013-010	SCT-013-015	SCT-013-020
Input current	0-100A	0-5A	0-10A	0-15A	0-20A
Output type	0-50mA	0-1V	0-1V	0-1V	0-1V
Model	SCT-013-025	SCT-013-030	SCT-013-050	SCT-013-060	SCT-013-000V
Input current	0-25A	0-30A	0-50A	0-60A	0-100A
Output type	0-1V	0-1V	0-1V	0-1V	0-1V

※ Output type: voltage output type built-in sampling resistor; current output type built-in protective diode.

A.4. Otros anexos

Debido a su extensión, los manuales de uso del microcontrolador ESP32, ADC ADS1015 y ADC ADS 1115 se adjuntan en forma de archivo pdf en el soporte digital de éste trabajo.