

UNIVERSIDAD NACIONAL DE SAN ANTONIO ABAD DEL CUSCO

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA,
INFORMÁTICA Y MECÁNICA**

ESCUELA PROFESIONAL DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA



TESIS

**COMPARACIÓN DE LAS ESTIMACIONES DE LA IRRADIANCIA
GLOBAL USANDO PANELES FOTOVOLTAICOS DE DISTINTOS
TIEMPOS EN SERVICIO MEDIANTE LA APLICACIÓN INVERSA DE
MODELOS ANALÍTICOS DE PREDICCIÓN DE POTENCIA MÁXIMA**

PRESENTADO POR:

**BR. CLEVER RONALD CALIZAYA
NEIRA**

**PARA OPTAR EL TÍTULO
PROFESIONAL DE INGENIERO
ELECTRÓNICO**

ASESOR:

**DR. ING. ROGER JESÚS COAQUIRA
CASTILLO**

**CUSCO - PERÚ
2025**

INFORME DE ORIGINALIDAD

(Aprobado por Resolución Nro.CU-303-2020-UNSAAC)

El que suscribe, **Asesor** del trabajo de investigación/tesis titulada: Comparación de las Estimaciones de la Irradiancia Global usando Paneles Fotovoltaicos de Distintos Tiempos en Servicio mediante la Aplicación Inversa de Modelos Analíticos de Predicción de Potencia Máxima

Presentado por: Cleber Ronald Calizaya Neira DNI N° 76672913

presentado por: DNI N°:

Para optar el título profesional/grado académico de INGENIERO ELECTRÓNICO

Informo que el trabajo de investigación ha sido sometido a revisión por 01 veces, mediante el Software Antiplagio, conforme al Art. 6° del **Reglamento para Uso de Sistema Antiplagio de la UNSAAC** y de la evaluación de originalidad se tiene un porcentaje de 10 %.

Evaluación y acciones del reporte de coincidencia para trabajos de investigación conducentes a grado académico o título profesional, tesis

Porcentaje	Evaluación y Acciones	Marque con una (X)
Del 1 al 10%	No se considera plagio.	X
Del 11 al 30 %	Devolver al usuario para las correcciones.	
Mayor a 31%	El responsable de la revisión del documento emite un informe al inmediato jerárquico, quien a su vez eleva el informe a la autoridad académica para que tome las acciones correspondientes. Sin perjuicio de las sanciones administrativas que correspondan de acuerdo a Ley.	

Por tanto, en mi condición de asesor, firmo el presente informe en señal de conformidad y adjunto las primeras páginas del reporte del Sistema Antiplagio.

Cusco, 1 de abril de 2025


.....
Firma

Post firma Dr. Roger Jesús Coaguira Castillo

Nro. de DNI 01333608

ORCID del Asesor 0000-0003-3791-110X

Se adjunta:

1. Reporte generado por el Sistema Antiplagio.
2. Enlace del Reporte Generado por el Sistema Antiplagio: oid: 27259:444740751

Clever Ronald Calizaya Neira

VolumenFinalAprobado_CalizayaNeiraClever.pdf

 Universidad Nacional San Antonio Abad del Cusco

Detalles del documento

Identificador de la entrega

trn:oid:::27259:444740751

Fecha de entrega

1 abr 2025, 9:43 a.m. GMT-5

Fecha de descarga

1 abr 2025, 9:53 a.m. GMT-5

Nombre de archivo

VolumenFinalAprobado_CalizayaNeiraClever.pdf

Tamaño de archivo

47.0 MB

205 Páginas

56.373 Palabras

284.939 Caracteres

10% Similaridade geral

O total combinado de todas as correspondências, incluindo fontes sobrepostas, para cad...

Filtrado do relatório

- Bibliografia
- Texto com menções
- Texto com citações

Principais fontes

- 7%  Fontes da Internet
- 2%  Publicações
- 7%  Trabalhos enviados (documentos de aluno)

Sinalizadores de integridade

2 Sinalizadores de integridade para revisão

-  **Caracteres substituídos**
313 caracteres suspeitos em 46 páginas
Letras são substituídas por caracteres similares de um outro alfabeto.
-  **Texto oculto**
17 caracteres suspeitos em 2 páginas
O texto foi alterado para se misturar ao fundo branco do documento.

Os algoritmos do nosso sistema analisam profundamente um documento em busca de inconsistências que o diferenciem de um envio normal. Se notarmos algo estranho, sinalizaremos para você revisar.

Um sinalizador não é necessariamente um indicador de problema. No entanto, recomendamos que você concentre sua atenção nele para fazer uma análise mais aprofundada.

Dedicatorias

A Dios, por regalarme la vida, por brindarme la oportunidad de crecer tanto en lo profesional como en lo humano. Gracias por guiarme y poner en mi camino a personas que me alentaron a concluir este proyecto.

A mi madre, Meri Neira Coila, por ser la inspiración en cada paso, por su trabajo incansable y apoyo constante que hicieron posible la realización y culminación de esta tesis. Gracias por enseñarme el valor de la entrega genuina y por su amor y cariño incondicional, que me acompañaron siempre y en todo momento.

A mi hermano, Winer Daniel Neira, por compartirme todos sus conocimientos técnicos y de vida.

Agradecimientos

A quienes fueron testigos del nacimiento y ejecución de este trabajo, a mis compañeros del Laboratorio Institucional LIECAR, por las buenas conversaciones, el apoyo mutuo y los momentos de compañerismo compartidos. Al Laboratorio Institucional Tesla, por confiar en mí al permitirme usar el equipamiento necesario para llevar a cabo este proyecto, así como a los compañeros que colaboran en este espacio, especialmente al compañero David Zambrano por la ayuda y colaboración en la etapa final de esta tesis.

Expreso mi gratitud a los ingenieros de la escuela, en especial a mi asesor al dr. ing. Roger Jesús Coaquira Castillo por direccionarme en la revisión de este trabajo, y a los ingenieros Alexander Palomino y Angela Monzón, por sus recomendaciones y valiosos consejos.

A todos los ingenieros docentes de la escuela, gracias por las enseñanzas y experiencias que tan generosamente han compartido.

Finalmente, agradezco a mi madre por su gran paciencia y apoyo constante a lo largo de este proceso.

Resumen

Los paneles fotovoltaicos son reconocidos como generadores por excelencia de energía eléctrica limpia al aprovechar la energía solar. La eficiencia de esta conversión se define como el cociente entre la potencia máxima de salida y la irradiancia solar incidente sobre la superficie del panel. Para medir la potencia máxima, se acondiciona una carga resistiva equivalente a la impedancia de salida del panel, ajustada al valor instantáneo de irradiancia. Por otro lado, la medición precisa de la irradiancia requiere de un instrumento especializado que, además, posea una respuesta espectral compatible con la del panel en estudio.

Actualmente, la literatura ofrece diversas metodologías para estimar los valores de irradiancia empleando los propios paneles fotovoltaicos como instrumentos de medición. Entre ellas destacan los modelos analíticos que se basan únicamente en la medición de la potencia máxima y, en algunos casos, incorporan la temperatura de los paneles. Estos modelos son aplicables a diferentes tecnologías de materiales fotovoltaicos; sin embargo, no se especifica cómo la antigüedad de los paneles influye en su aplicabilidad. Por esta razón, es relevante aplicar estos modelos a, al menos, dos paneles fotovoltaicos con distinto tiempo en servicio. Esto permitirá evaluar la validez de los modelos, determinar sus márgenes de error y analizar si las estimaciones varían de manera significativa debido a la antigüedad de los paneles, lo que contribuirá a valorar su aplicabilidad práctica.

Los modelos encontrados requieren, además de la medición de la potencia máxima y la temperatura de la superficie de los paneles, los coeficientes térmicos proporcionados por el fabricante en las hojas de datos. Para satisfacer estos requisitos, se implementó un sistema de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT), diseñado para funcionar bajo diversas condiciones ambientales, como días soleados, nublados, fríos o cálidos. Este sistema está basado en un convertidor de corriente continua y un algoritmo del mismo nombre. Y la medición de la temperatura superficial se llevó a cabo mediante un arreglo de cuatro sensores NTC, estratégicamente dispuestos de manera equidistante debajo de los paneles para garantizar una medición representativa. Como instrumento de referencia para validar las estimaciones, se utilizó un piranómetro de silicio de la marca Davis Instruments, instalado en el mismo plano y con la misma inclinación que los paneles fotovoltaicos.

Con el diseño e implementación de estos circuitos para dos paneles monocristalinos de la marca SolarWorld, cada uno de 80 W, se registraron los datos de irradiancia, corriente, voltaje y temperatura a intervalos de 7 segundos durante 4 días. Estos datos fueron sincronizados y recopilados mediante un nodo de integración basado en una Raspberry Pi 3B, lo que permitió su posterior análisis y manipulación.

Con los datos recopilados se aplicaron los tres modelos analíticos basadas en la medición de la potencia máxima, solo una de ellas requiere la medición de temperatura, después de calcular el error absoluto medio porcentual (MAPE) y el error cuadrático medio por-

centual (RMSPE) con todos los datos correspondientes a los cuatro días se observó que el más preciso es el modelo de la norma IEC 60891, con valores MAPE y RMSPE respectivamente de 4.38 % y 4.93 % con el panel usado y de 3.26 % y 3.89 % con el panel nuevo dentro del rango de 100 a 1110 W/m^2 aproximadamente con días con nubosidad muy variables. Seguidamente se procedió a realizar la prueba de normalidad de los datos, observando que las estimaciones siguen una distribución no normal. Por lo tanto, se seleccionó una prueba de hipótesis no paramétrica. Dado el comportamiento de los datos, se optó por la prueba de Mann-Whitney-Wilcoxon, obteniendo valores $\mathbf{p} < 0.05$. Cuya interpretación estadística es que existen diferencias significativas entre las estimaciones de irradiancia realizadas con los dos paneles de diferente antigüedad y tiempo de servicio, lo que sugiere que el tiempo de uso de los paneles afecta las estimaciones de irradiancia.

Palabras clave: Irradiancia global, modelos analíticos de estimación, algoritmo MPPT, punto máximo de potencia, comparaciones de significancia.

Abstract

Photovoltaic panels are recognized as generators par excellence of clean electrical energy by harnessing solar energy. The efficiency of this conversion is defined as the quotient between the maximum output power and the incident solar irradiance on the panel surface. To measure the maximum power, a resistive load equivalent to the output impedance of the panel is conditioned, adjusted to the instantaneous value of irradiance. On the other hand, the precise measurement of irradiance requires a specialized instrument that also has a spectral response compatible with that of the panel under study.

Currently, the literature offers several methodologies for estimating irradiance values using the PV panels themselves as measurement instruments. These include analytical models that are based solely on the measurement of peak power and, in some cases, incorporate the temperature of the panels. These models are applicable to different PV material technologies; however, it is not specified how the age of the panels influences their applicability. For this reason, it is relevant to apply these models to at least two PV panels with different time in service. This will make it possible to evaluate the validity of the models, determine their margins of error and analyze whether the estimates vary significantly due to the age of the panels, which will contribute to assessing their practical applicability.

The models encountered require, in addition to the measurement of the maximum power and surface temperature of the panels, the thermal coefficients provided by the manufacturer in the data sheets. To meet these requirements, a maximum power point tracking (MPPT) system was implemented, designed to operate under various environmental conditions, such as sunny, cloudy, cold or hot days. This system is based on a DC converter and an algorithm of the same name. And the surface temperature measurement was carried out using an array of four NTC sensors, strategically arranged equidistantly under the panels to ensure a representative measurement. A Davis Instruments silicon pyranometer, installed in the same plane and at the same inclination as the photovoltaic panels, was used as a reference instrument to validate the estimates.

With the design and implementation of these circuits for two SolarWorld brand monocrystalline panels, each of 80 W, irradiance, current, voltage and temperature data were recorded at 7-second intervals for 4 days. These data were synchronized and collected using a Raspberry Pi 3B-based integration node, allowing for further analysis and manipulation.

With the collected data, the three analytical models based on maximum power measurement were applied; only one of them requires temperature measurement. After calculating the mean absolute percentage error (MAPE) and the root mean square percentage error (RMSPE) using all data from the four days, it was observed that the most accurate model is the IEC 60891 standard model, with MAPE and RMSPE values of 4.38 % and 4.93 %, respectively, for the used panel, and 3.26 % and 3.89 % for the new panel,

within the approximate range of 100 to 1110 W/m^2 on days with highly variable cloud cover.

Subsequently, the normality test of the data was conducted, revealing that the estimates follow a non-normal distribution. Therefore, a non-parametric hypothesis test was selected. Given the behavior of the data, the Mann-Whitney-Wilcoxon test was chosen, obtaining $\mathbf{p} < 0.05$. The statistical interpretation of this result is that there are significant differences between the irradiance estimates obtained using the two panels of different ages and service times, suggesting that panel usage time affects irradiance estimates.

Key words: Global irradiance, analytical estimation models, MPPT algorithm, maximum power point, significance comparisons.

Índice

Dedicatorias	i
Agradecimientos	ii
Resumen	1
Abstract	3
Listado de abreviaturas	21
1. INTRODUCCIÓN	22
1.1. Descripción de la realidad del problema	22
1.2. Formulación del problema	23
1.2.1. Problema general	23
1.2.2. Problemas específicos	24
1.3. Justificación	24
1.4. Objetivos	25
1.4.1. Objetivo general	25
1.4.2. Objetivos específicos	25
1.5. Delimitación de la investigación	25
1.5.1. Delimitación espacial	25
1.5.2. Delimitación temporal	26

2. MARCO TEÓRICO	27
2.1. Antecedentes	27
2.1.1. Antecedentes internacionales	27
2.1.2. Antecedentes nacionales	30
2.2. Base teórica	30
2.2.1. Curvas características de una celda fotovoltaica	30
2.2.2. Fallos y degradación en los paneles fotovoltaicos	30
2.2.2.1. Fallos tempranos	31
2.2.2.2. Fallas en la mitad de la vida útil	32
2.2.3. Los componentes de la radiación solar	33
2.2.4. Utilidad de la medición de la radiación solar global	34
2.2.5. Equipos de medición de la irradiancia global	35
2.2.5.1. ¿Qué es un piranómetro?	36
2.2.5.2. Piranómetros de termopila	36
2.2.5.3. Piranómetros de fotodiodo	38
2.2.5.4. Piranómetro de célula fotovoltaica	39
2.2.6. Modelos analíticos para estimación de la irradiancia global	40
2.2.6.1. Modelo de Osterwald	41
2.2.6.2. Modelo según el estándar IEC 60891	41
2.2.6.3. Modelo basado en la caracterización de una celda fotovoltaica	42
2.2.7. Sistemas seguidores del punto de máxima potencia para paneles fotovoltaicos	43
2.2.7.1. Principio de funcionamiento	43
2.2.7.2. El convertidor CC-CC para adaptación de impedancias	45
2.2.7.3. Algoritmos MPPT	46
2.2.8. Node-RED	48

2.2.8.1.	Principales características de Node - RED	49
2.2.8.2.	Aplicaciones comunes	49
2.3.	Hipótesis	50
2.4.	VARIABLES e Indicadores	50
3.	MÉTODO	52
3.1.	Tipo de investigación	52
3.2.	Nivel de investigación	52
3.3.	Diseño de investigación	52
3.4.	Tipo de muestreo	53
3.5.	Técnica e instrumentos de recolección de datos	54
3.5.1.	Técnica	54
3.5.2.	Instrumentos	54
3.6.	Plan de análisis de datos	54
3.7.	Viabilidad y factibilidad	55
3.8.	Limitaciones	55
4.	DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE LOS MODELOS ANALÍTICOS	56
4.1.	Diagrama de bloques del sistema	56
4.2.	Diagrama de flujo funcional del sistema	57
4.3.	Esquema electrónico de los circuitos implementados	59
4.4.	Diseño e implementación del seguidor del punto de máxima potencia	60
4.4.1.	Diseño del convertidor de corriente continua (CC)	61
4.4.1.1.	Elección del convertidor CC	61
4.4.1.2.	Diseño de la carga de salida	63
4.4.1.3.	Diseño del filtro pasabajo	64
4.4.1.4.	El sistema de conmutación	67

4.4.2.	Implementación del algoritmo MPPT	70
4.4.2.1.	Requerimientos y criterios de funcionalidad del algoritmo .	70
4.4.2.2.	Evaluación de los algoritmos P&O e IC	72
4.4.2.3.	Propuesta de una mejora para implementar el algoritmo IC	75
4.4.3.	Selección del microcontrolador de adquisición de datos	80
4.4.3.1.	Requerimientos de hardware y software	80
4.5.	Diseño e implementación de la instrumentación fotovoltaica	82
4.5.1.	Criterios para la selección de la instrumentación fotovoltaica	83
4.5.2.	Elección e implementación del sensor de corriente o amperímetro . .	83
4.5.2.1.	Implementación del ACS712-20A	84
4.5.3.	Elección e implementación del voltímetro	85
4.5.4.	Elección, diseño e implementación del sensor de temperatura su- perficial	87
4.5.4.1.	Diseño de puente de Wheatstone para un NTC	88
4.5.4.2.	Diseño de puente de Wheatstone para cuatro NTC	90
4.5.4.3.	Demostración matemática del promediado de los NTC . . .	92
4.5.4.4.	Cálculo de la resistencia de ganancia del amplificador de instrumentación	94
4.5.5.	Adquisición de variables climáticas de la estación meteorológica . .	97
4.5.6.	Consumo de potencia del sistema y circuitos de alimentación	101
4.6.	Calibración de los sensores	102
4.6.1.	Calibración de los sensores de corriente	103
4.6.2.	Calibración de los sensores de voltaje	107
4.6.3.	Calibración de los sensores de temperatura superficial bajo condi- ciones homogéneas	111
4.7.	Integración de sensores, implementación de datalogger y sistema de moni- torización	114

4.7.1.	Creación de nodos de comunicación serial con nodos de adquisición de datos	114
4.7.1.1.	Nodo serial In y serial Out para comunicación con arduino	114
4.7.1.2.	Nodo Exec para comunicación con datalogger Wheatherlink	115
4.7.2.	Sincronización e integración de datos	115
4.7.3.	Construcción de datalogger a nivel local	117
4.7.4.	Implementación de nodos de monitorización y de acceso remoto . .	120
4.7.5.	Dispositivos seleccionados del sistema	120
5.	RESULTADOS	121
5.1.	Resultados respecto a los objetivos específicos	121
5.1.1.	En relación con el objetivo específico 1: Diseñar e implementar dos sistemas seguidores de máxima potencia para la aplicación de los modelos analíticos de estimación de irradiancia	121
5.1.1.1.	Formas de onda en los convertidores CC-CC	122
5.1.1.2.	Rendimiento del convertidor CC-CC	124
5.1.1.3.	Rendimiento del algoritmo MPPT implementado	127
5.1.1.4.	Resultados en condiciones reales	128
5.1.2.	En relación con el objetivo específico 2: Implementar la instrumentación electrónica para la adquisición de datos, así como un nodo para su registro y almacenamiento	132
5.1.2.1.	Relación de calibración de sensores	133
5.1.2.2.	Resultados del sistema de promediado de temperatura con 4 sensores NTC	133
5.1.2.3.	Panel de visualización del registro y almacenamiento de datos	135
5.1.3.	En relación con el objetivo específico 3: Seleccionar el conjunto de datos de estimaciones, correspondiente al modelo analítico, que presente mayor exactitud	135
5.1.3.1.	Presentación y análisis de las potencias generadas	136

5.1.3.2.	Presentación y observación de las gráficas de temperatura de los paneles fotovoltaicos	140
5.1.3.3.	Elección del modelo analítico con mayor exactitud	141
5.2.	Resultados respecto al objetivo general	145
5.2.1.	Prueba de normalidad	146
5.2.2.	Prueba de hipótesis	148
5.2.3.	Resultados de la prueba de hipótesis	149
6.	DISCUSIÓN	151
6.1.	Descripción de los hallazgos más relevantes y significativos	151
6.1.1.	Propuesta de mejora del algoritmo IC de bajo costo computacional ajustando el paso del ciclo de trabajo en intervalos de tiempo	151
6.1.2.	Propuesta de sistema de medición de temperatura promedio basado en 4 puntos NTC	152
6.1.3.	Comparación metrológica respecto del sensor de referencia y las estimaciones	152
6.2.	Comparación crítica con la literatura existente	152
6.3.	Implicancias de la investigación	154
	Conclusiones	156
	Recomendaciones	157
	Referencias	158
	Anexos	162
A.	Placa de circuito impreso implementada	162
A.1.	Fotolito electrónico y acabado final	162
B.	Fotografías de instalación de nodos de adquisición y almacenamiento en gabinete, disipación de potencia generada y calibración de sensores	163

B.1. Gabinete	163
B.2. Disipación de potencia generada en calor	164
B.3. Adquisición de datos para calibración de sensores	164
C. Códigos de programación	165
C.1. Código del ATmega328p	165
C.2. Código en python para obtención de variables meteorológicas	173
C.3. Código en bloques de NODE - red para integrar y sincronizar, almacenar y monitorear datos	174
D. Hojas de datos/Especificaciones Técnicas	176

Índice de Tablas

2.1. Metodología del algoritmo P&O.	48
2.2. Metodología del algoritmo IC.	49
2.3. Operacionalización de las variables de la investigación.	51
4.1. Rendimiento en condiciones de ensayo estándar ($STC = 1000 W/m^2$, 25°C, AM=1.5)	60
4.2. Rendimiento a $800W/m^2$, 46°C, AM 1,5	61
4.3. Características térmicas	61
4.4. Comparación de diferentes topologías de convertidores en términos de número de componentes, respuesta a cambios, oscilaciones de seguimiento y eficiencia.	62
4.5. Comparación de MOSFETs de International Rectifier hábiles para los convertidores.	68
4.6. Condiciones de los algoritmos P&O e IC en función del ciclo de trabajo para el convertidor Buck.	72
4.7. Tabla de métricas de exactitud al implementar los algoritmos P&O e IC.	75
4.8. Valores de M y ΔD para cambios suaves y abruptos en la irradiancia.	77
4.9. Comparativa entre PIC16F877A, Arduino Nano y ESP32 para procesa- miento de datos en sistemas MPPT.	81
4.10. Criterios para la selección de la instrumentación fotovoltaica	84
4.11. Comparación de sensores de corriente	84
4.12. Comparación de sensores de voltaje	86

4.13. Comparativa de sensores para medir la temperatura de la superficie de un panel solar.	88
4.14. Valores de los NTC a 18 °C y 86 °C	90
4.15. Voltajes diferenciales en los límites del rango de temperatura propuesto. . .	94
4.16. Voltajes obtenidos a las salidas de los amplificadores de instrumentación para diferentes temperaturas.	96
4.17. Cuadro comparativo de los tipos de memoria del WeatherLink.	98
4.18. Comparación entre los comandos LOOP y LPS.	99
4.19. Índices para extraer información de radiación solar, temperatura ambiente y velocidad de viento.	99
4.20. Consumo de corriente y potencia estimada de componentes del sistema. . .	102
4.21. Voltajes de salida del ACS712 en los límites del rango de corriente y sensibilidad correspondiente.	104
4.22. Mediciones de los sensores y del instrumento de referencia de corriente. . .	105
4.23. Estadísticos de tendencia central para evaluar calibración de corriente. . .	106
4.24. Desviación estándar y valores a 2σ de la media de los errores de calibración de los sensores de corriente.	107
4.25. Algunos datos de voltaje obtenidos en la calibración de los sensores de voltaje.	108
4.26. Medidas estadísticas de tendencia central de los errores de los sensores de Voltaje.	110
4.27. Desviación estándar y valores a 2σ de la media de los errores de calibración de los sensores de voltaje.	110
4.28. Algunos datos de temperatura obtenidos en la calibración de los sistemas medición de temperatura.	112
4.29. Medidas estadísticas de tendencia central de los errores de los sensores de temperatura.	113
4.30. Desviación estándar y valores a 2σ de la media de los errores de calibración de los sensores de temperatura.	114
4.31. Dispositivos elegidos para la adquisición e integración de datos.	120

5.1.	Potencia máxima alcanzada para el ciclo de trabajo y resistencia equivalente diseñada.	127
5.2.	Tabla de métricas de exactitud al implementar el algoritmo IC modificado.	127
5.3.	Tabla resumen de los resultados obtenidos en relación con el objetivo específico 1.	133
5.4.	Tabla resumen de la relación de calibración de los sensores de corriente, voltaje y temperatura.	133
5.5.	Diferencias promedio entre el panel con menor tiempo de servicio y el panel con 10 años de uso.	139
5.6.	Eficiencia de los paneles por intervalos de irradiancia y sus diferencias. . .	140
5.7.	Errores de estimación de irradiancia por día y panel para el mejor modelo analítico.	145
5.8.	Interpretación de los valores p para la prueba U de Mann-Whitney	149
5.9.	Interpretación del tamaño del efecto $ r $ para la prueba U	149
5.10.	Resultados de la prueba Mann Whitney Wilcoxon aplicado a la totalidad de muestras de estimaciones tomadas por día.	149
6.1.	Comparación de los resultados obtenidos con la literatura.	153

Índice de Figuras

2.1. Curvas características de VI y VP para temperatura constante de célula (25°C). Extraído de: https://www.researchgate.net/figure/Figura-E1-Curvas-voltaje-corriente-y-voltaje-potencia-para-un-panel-de-60W-bajo_fig45_279804492	31
2.2. Curvas características de VI y VP para irradiancia global constante de 1000 W/m ² . Extraído de: https://ingelibreblog.wordpress.com/2014/11/09/influencia-de-la-irradiacion-y-temperatura-sobre-una-placa-fotovoltaica/	31
2.3. Partes constitutivas de un módulo fotovoltaico.	32
2.4. Principales causas de fallos y degradación en paneles fotovoltaicos. Extraído de: https://www.cceea.co/blog/energia-solar-fotovoltaica/como-se-determina-la-calidad-de-un-panel-solar-analisis-del-reporte-de-confiabilidad-2021	33
2.5. Los tres componentes básicos de la radiación solar.	34
2.6. Datos sobre recursos solares y su forma de medición. Adaptado y traducido de https://www.e-education.psu.edu/eme812/node/644	34
2.7. Curvas de la respuesta espectral solar y de los diferentes tipo de piranómetros. Extraído y traducido de: https://www.myussi.com/glossary/pyranometer/	35
2.8. Ejemplo de un piranómetro de termopila LPPYRA03 - DELTA OHM: Extraído de https://www.alphaomega-electronics.com/es/sensores-y-sondas/835-lppyra03-kit-piranometro-de-radiacion-solar-global-vatiosm2.html	37
2.9. Piranómetro con diseño de carcasa SP-510-SS - Apogee Instruments: Extraído de https://www.alphaomega-electronics.com/es/apogee-instruments/5981-sp-510-ss-piranometro-de-termopila-orientado-hacia-arriba.html	37

2.10. Ejemplo de un piranómetro de termopila LPPYRA03 - DELTA OHM: Extraído de https://www.alphaomega-electronics.com/es/sensores-y-sondas/835-lppyra03-kit-piranometro-de-radiacion-solar-global-vatiosm2.html	38
2.11. Piranómetro 6450 de la marca Davis Instruments. Extraído: https://www.meteo-shopping.com/es/sensores/90-piranometro-para-medir-la-radiacion-solar.html	39
2.12. Piranómetro fotovoltaico con salida Modbus de la marca Seven. Extraído de: https://www.sevensensor.com/es/cual-es-el-precio-del-sensor-de-irradiacion-y-del-piranometro	40
2.13. Curva tensión - corriente (I-V) y tensión - potencia (V-P) para diferentes valores de R_L	44
2.14. Modelo de circuito de cinco parámetros de una celda fotovoltaica	45
2.15. a) Convertidor CC para adaptación de impedancia. b) Circuito equivalente a convertidor.	46
2.16. Principio de operación del algoritmo P&O.	47
2.17. Principio de operación del algoritmo IC.	48
2.18. Diagrama de bloques propuesto para estimar la irradiancia global y las variables que hacen posible su cálculo.	50
4.1. Diagrama de bloques general del sistema.	57
4.2. Diagrama de flujo de funcionamiento del sistema.	58
4.3. Esquema general de los circuitos implementados.	59
4.4. Convertidor de corriente continua reductor con circuito Bootstrap y driver IR2103.	69
4.5. Perfil de irradiancia del 17 de octubre del 2024 donde se distinguen los cambios bruscos de los suaves.	71
4.6. Diagramas de flujo de los algoritmos P&O e IC para el convertidor Buck implementado.	73
4.7. a) Performance del algoritmo P&O para diferentes niveles de potencia. b) Oscilaciones presentadas en el punto máxima de potencia en la implementación del algoritmo P&O.	74

4.8. a) Performance del algoritmo IC para diferentes niveles de potencia. b) Oscilaciones presentadas en el punto máxima de potencia en la implementación del algoritmo IC.	74
4.9. Curva de la variación del ancho del ciclo de trabajo.	76
4.10. Diagrama de flujos del algoritmo IC mejorado propuesto para eliminación de las oscilaciones y el control de la sensibilidad en los cambios de irradiancia.	79
4.11. Implementación de circuitos convertidores potencia para 2 paneles de distinto tiempo en servicio.	82
4.12. Circuito del ADC de entrada del microcontrolador ATMEGA328P.	85
4.13. Circuito ACS712 con filtro pasabajo para medir corriente.	86
4.14. Circuito del sensor de voltaje formado por un divisor de voltaje.	87
4.15. Temperatura de panel fotovoltaico tomada con cámara termográfica FLIR.	87
4.16. Puente de Wheatstone con 1 NTC para medición temperatura en un solo punto.	91
4.17. Puente de Wheatstone con 4 NTC para medición temperatura de superficie de panel solar.	93
4.18. Configuración del amplificador de instrumentación AD620 para las lecturas ADC.	96
4.19. Diagrama de dispersión para cálculo de ajuste y ecuación de conversión de voltaje a temperatura.	97
4.20. Diagrama de flujo para la comunicación serial entre la consola de Davis Instruments y el nodo de integración de datos.	100
4.21. Fuentes de alimentación para el sistema: (a) Fuente de alimentación de 5 V, 3 A, (b) Fuente simétrica de +/- 12 V.	103
4.22. Esquema de conexiones para la calibración, obtención de datos y validación de los sensores de corriente ACS712-20A.	104
4.23. Diagramas de dispersión de la calibración de los sensores de corriente respecto al instrumento de referencia - amperímetro.	105
4.24. Histogramas de los errores de calibración de los sensores de corriente.	107
4.25. Esquema de conexiones para la calibración de los sensores de voltaje.	108

4.26. Errores de medición respecto del volímetro de referencia.	109
4.27. Diagramas de dispersión entre los sensores de voltaje y el voltímetro. . . .	109
4.28. Histogramas de los errores absolutos entre los sensores de voltaje y la referencia.	110
4.29. Esquema de conexiones para la obtención de datos, comparación y validación de los sensores de voltaje.	111
4.30. Diagramas de dispersión entre los sensores de temperatura y el termómetro.	112
4.31. Histogramas de los errores entre los valores de los sensores y de la referencia.	113
4.32. Nodos para la comunicación serial entre arduino y raspberry pi 3: (a) Configuración de nodo serial In, (b) Configuración de nodo serial Out.	115
4.33. Nodo exec y la llamada al script python para adquirir datos climáticos.	116
4.34. Diagrama de flujo para sincronizar los datos eléctricos y climáticos.	116
4.35. Nodo json para convertir cadena JSON a objeto JavaScript.	117
4.36. Diagrama de flujo para la creación de un archivo .csv.	118
4.37. Diagrama de flujo de data logger de la Figura 4.38.	119
4.38. Flujo de datalogger local.	120
4.39. Flujo de programación general para integrar datos eléctricos y climáticos, registro de datos en formato CSV y monitorización web.	120
5.1. Señales de control de los interruptores de potencia. a) Señal PWM de salida del Arduino y entrada del controlador IR2103. b) Señales presentes en la compuerta - surtidor de los MOSFET rectificación síncrona (en amarillo - lado high side y en azul - lado low side).	122
5.2. a) Demostración del tiempo muerto entre el encendido y apagado de los interruptores de potencia. b) Efecto Miller en la carga y descarga.	123
5.3. a) Tiempo de subida de carga de capacitancia interna G-S del MOSFET. b) Voltajes análogos a la corriente de carga y descarga.	123
5.4. a) Forma de onda en el nodo común entre los switches de high side y low side b) Formas de onda a la salida del controlador IR2103 cuando la entrada del convertidor es diferente de cero.	124

5.5.	a) Forma de onda de voltaje a la salida con acoplamiento DC. b) Forma de onda de voltaje a la salida con acoplamiento AC. c) Forma de onda a la entrada en acoplamiento DC.	125
5.6.	Eficiencia de los convertidores de corriente continua tipo reductor.	125
5.7.	Relación tensión vs. corriente y tensión vs. potencia en la entrada de los convertidores.	126
5.8.	Condiciones de carga equivalentes de los convertidores.	126
5.9.	a) Performance del algoritmo IC mejorado para diferentes niveles de potencia de referencia. b) Muestra de la eliminación de oscilaciones para una potencia de referencia de 80.5 W.	128
5.10.	Instalación y orientación de los paneles fotovoltaicos.	129
5.11.	Instalación de sensores de temperatura de superficie NTC e ISS Davis Instruments debajo de los paneles fotovoltaicos.	129
5.12.	Mediciones de prueba de los sistemas implementados del día 19 de noviembre. a) Perfil de la potencia generada. b) Perfil de irradiancia.	130
5.13.	Mediciones de prueba de los sistemas implementados del día 19 de noviembre. a) Perfil del ciclo de trabajo. b) Perfil de la resistencia equivalente vista desde el panel.	130
5.14.	Cambios detectados en M para el día de prueba.	130
5.15.	Diagramas de correlación entre la potencia generada por los paneles fotovoltaicos y el ciclo de trabajo.	131
5.16.	Diagramas de correlación entre la resistencia equivalente y la potencia generada.	131
5.17.	Diagramas de correlación entre la resistencia equivalente y el ciclo de trabajo.	132
5.18.	Medición de temperatura de los depósitos de agua para prueba del sistema de promediado de temperatura. a) $T_1 = 62,9^{\circ}C$, a) $T_2 = 42,5^{\circ}C$, a) $T_3 = 27,9^{\circ}C$ y a) $T_4 = 31,7^{\circ}C$	134
5.19.	Resultados de la medición de temperatura en condiciones no homogéneas. .	135
5.20.	Dashboard para monitorización de variables eléctricas y ambientales. . . .	136

5.21. Potencia generada por los paneles fotovoltaicos de distinto tiempo de servicio comparando con el perfil de irradiancia entre los días 20 al 24 de noviembre del 2024.	137
5.22. Diferencias de potencia generada entre los paneles fotovoltaicos de distinto tiempo de servicio entre los días 20 al 24 de noviembre del 2024.	138
5.23. Desfase del piranómetro respecto de las mediciones de potencia máxima.	139
5.24. Temperatura de los paneles fotovoltaicos de distinto tiempo de servicio comparando con el perfil de irradiancia entre los días 20 al 24 de noviembre del 2024.	141
5.25. Diagrama de dispersión del desfase de las lecturas del piranómetro respecto de las mediciones de potencia máxima.	143
5.26. Aplicación del filtro residual sobre los datos en crudo de potencia generada e irradiancia medida por el piranómetro.	143
5.27. Valores de exactitud de los modelos empleados en los dos paneles.	144
5.28. Estimaciones de la irradiancia usando paneles fotovoltaicos de diferente tiempo de servicio el día 21 de noviembre.	146
5.29. Gráficos para determinar la normalidad de las estimaciones de irradiancia del 20 de noviembre. a) Histograma. b) Gráficos Q-Q.	147
5.30. Gráficos para determinar la normalidad de las estimaciones de irradiancia del 21 de noviembre. a) Histograma. b) Gráficos Q-Q.	147
5.31. Gráficos para determinar la normalidad de las estimaciones de irradiancia del 22 de noviembre. a) Histograma. b) Gráficos Q-Q.	147
5.32. Gráficos para determinar la normalidad de las estimaciones de irradiancia del 23 de noviembre. a) Histogramas. b) Gráficos Q-Q.	148
6.1. Proceso de fabricación de PCB en baquelita de doble capa.	162
6.2. Instalación en gabinete de los sistemas implementados para la toma de datos.	163
6.3. Disipación de calor en la carga final de la potencia generada por los paneles fotovoltaicos.	164
6.4. Fotografía del instante de la toma de datos para calibración de los sensores.	164

Listado de abreviaturas

Abreviatura	Definición
AM	Masa de aire
BJT	Transistor de Unión Bipolar
CC-CC	Corriente continua a continua
DHI	Radiación difusa
DNI	Radiación solar directa
GHI	Radiación global
IC	Conductancia incremental
IEC	Comisión Electrotécnica Internacional
JSON	Notación de objetos de JavaScript
MAPE	Error medio absoluto porcentual
MPP	Punto máximo de potencia
MOSFET	Transistor de Efecto de Campo de Metal-Óxido-Semiconductor
MPPT	Seguidor del punto máximo de potencia
OC	Circuito abierto
P&O	Perturbar y Observar
PV	Panel Fotovoltaico
PWM	Modulación por ancho de pulso
RMSPE	Error cuadrático medio porcentual
NOCT	Temperatura de operación nominal
SC	Cortocircuito
TC	Coefficiente de temperatura
USB	Bus Serie Universal

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

1.1. Descripción de la realidad del problema

La cantidad de energía solar incidente por unidad de área en un periodo determinado se denomina *irradiancia solar*, que en el contexto de la tecnología fotovoltaica, resulta muy importante y necesario monitorizar sus valores en una región o espacio geográfico específico, en el cual hay o se tiene pensado hacer uso de esta tecnología para generación de energía eléctrica, ya que esta es una de las variables que permite observar la eficiencia de conversión de energía solar en energía eléctrica por parte de los módulos¹ o paneles fotovoltaicos, requiriendo también conocer para tal efecto la potencia máxima generada, como se aprecia matemáticamente en la ecuación 1.1 mencionado por Cotfas et. al (2018):

$$\eta = \frac{P_{max}}{A \times G} \quad (1.1)$$

donde P_{max} y A es la potencia máxima generada y el área del panel, respectivamente, y G es la irradiancia solar incidente sobre su superficie.

Trabajos académicos realizados sobre el potencial fotovoltaico para generación de energía eléctrica (Huaman, 2018) y cálculos de eficiencia real en campo por módulos fotovoltaicos (Condori, 2022), reflejan la importancia y utilidad de medir esta magnitud radiométrica. Normalmente en estos casos, y para la aplicación correspondiente, medir el flujo de potencia solar involucra tener un sensor de irradiancia o *piranómetro*, estrictamente hablando para medir la irradiancia global, que para casos académicos, científicos e industriales, como plantas de generación fotovoltaica, su adquisición será muchas veces

¹Los módulos fotovoltaicos, comúnmente conocidos como paneles solares, son una red que capta la energía solar para transformarla en energía sostenible. Extraído y traducido de: <https://www.enelgreenpower.com/learning-hub/renewable-energies/solar-energy/photovoltaic-module>

viable o ya se cuenta con este equipo, pero para casos de pequeña escala o domésticos la perspectiva de adquisición cambia, debido a los costos elevados de estos dispositivos respecto de cualquier dispositivo del sistema fotovoltaico de estas dimensiones (domésticas u off - grid), comúnmente instaladas en zonas rurales (Terrones, 2017). Desconocer este valor a estas escalas impide conocer objetivamente el estado de uso en términos de eficiencia real de estos paneles, tampoco permite medir el riesgo de falla de sus paneles por el tiempo de uso, para el caso de zonas rurales que usan paneles fotovoltaicos para cubrir sus necesidades con energía eléctrica, considerando que la electrificación es un factor que mejora su calidad de vida.

En la literatura científica existente se proponen muchos modelos de estimación, haciendo uso de los mismo paneles, de los cuales se puede dividir en dos: usando (1) modelos matemáticos o de representación de un panel fotovoltaico (Chikh y Chandra, 2015), (Carvalho, 2019), (Scolari *et al.*, 2018), que requieren la monitorización continua de los parámetros intrínsecos de estos mismos y (2) modelos analíticos de predicción de los valores de salida de los paneles fotovoltaicos en función de las condiciones ambientales de trabajo (Fuentes *et al.*, 2007), (Skoplaki y Palyvos, 2009), (Laudani *et al.*, 2014), (Cotfas *et al.*, 2018). La desventaja de los primeros modelos es que son complejos en cuanto a la identificación de los parámetros intrínsecos, que son muchos, y requieren ajustes iterativos por software para calcularlos (Laudani *et al.*, 2013), haciéndolos complejos en software y hardware; el segundo tipo de estimación resulta más sencillo debido a que involucra tener parámetros de los paneles que se pueden encontrar en sus hojas de datos, monitorizar sus parámetros de salida y medir la temperatura ambiente de trabajo o la temperatura de las células fotovoltaicas, directamente relacionadas, sin embargo, los trabajos realizados usando el segundo tipo de modelos no especifican el estado de los paneles con los cuales hacen sus estimaciones y tampoco se encuentra en los mismos modelos alguna variable que señale a la degradación de los paneles por el paso del tiempo. Hecho esta observación resulta dudosa la implementación de estos estimadores para casos concretos como puede ser en zonas rurales o para fines de investigación, por ende surge un problema a resolver o una interrogante que responder.

En las próximas secciones se dan los detalles para enmarcar el problema mencionado, el por qué realizar o necesidad de resolver esto, los objetivos a alcanzar, hipótesis, variables y delimitaciones.

1.2. Formulación del problema

1.2.1. Problema general

¿Existen diferencias significativas entre las estimaciones de irradiancia global usando paneles fotovoltaicos de distintos tiempos de servicio?

1.2.2. Problemas específicos

- ¿Cómo se pueden diseñar e implementar los sistemas seguidores de máxima potencia para la aplicación de los modelos analíticos de estimación de irradiancia?
- ¿Cómo se puede implementar la instrumentación electrónica necesaria para la adquisición de datos y desarrollar un nodo de integración para su registro y almacenamiento?
- ¿Qué modelo analítico presenta mayor exactitud en las estimaciones, y por tanto, resulta más adecuado para evaluar la significancia estadística?

1.3. Justificación

Para indicar que tan conveniente es llevar a cabo esta investigación, se mencionan algunos puntos que justifican esta propuesta de tesis según los “criterios para evaluar la importancia potencial de una investigación” adaptados por Ackoff (1973) y Miller y Sal-kind (2002) como se menciona en Hernández et al. (2010):

- **Relevancia Social:** Este trabajo permitiría conocer la eficiencia de paneles fotovoltaicos de zonas rurales donde el acceso a equipos sofisticados es limitado. De esta manera se contribuye a tomar medidas y evitar cortes de energía por fallas de paneles fotovoltaicos (Terrones, 2017), tomando en cuenta que este factor mejora la calidad de vida de las personas alejadas de las zonas urbanas.
- **Implicancias prácticas y tecnológicas:** Para evaluar la eficiencia y la degradación de paneles en sistemas o instalaciones fotovoltaicas, es fundamental contar con mediciones de irradiancia. El dispositivo utilizado para estas mediciones debe ser del mismo tipo que las celdas de los paneles fotovoltaicos, lo que permite obtener datos más coherentes y representativos (Abal et al., 2020). De este modo, investigar cómo el envejecimiento de los paneles podría influir en las mediciones de irradiancia sería un paso importante para determinar si es viable utilizar los mismos paneles de estas instalaciones para medir la irradiancia mientras siguen generando energía. Lo que también podría contribuir a optimizar los recursos y proporcionar una herramienta adicional para su monitoreo.
- **Valor teórico:** Se evaluará cuantitativamente si los modelos analíticos pueden operar con exactitud en paneles fotovoltaicos expuestos a condiciones reales de funcionamiento, considerando tanto aquellos con varios años de servicio como los más recientes. Esto permitirá abordar la hipótesis de que los paneles con diferentes tiempos de uso producen estimaciones significativamente distintas de irradiancia, aportando así un conocimiento novedoso y no documentado en la literatura existente. A su vez, permitiría ajustar los modelos analíticos.

- **Conveniencia profesional/académico y personal:** Es conveniente en este aspecto ya que permitirá aplicar conocimientos adquiridos en la malla curricular de la escuela profesional de ingeniería electrónica - UNSAAC de los cursos como instrumentación electrónica, sistemas electrónicos de potencia, sistemas embebidos e investigación aplicada a la ingeniería.

Adicionalmente, en lo personal, este proyecto se basa en la curiosidad, oportunidad e interés en el área de fotovoltaica a la vez que permitirá obtener el título profesional de ingeniero electrónico.

1.4. Objetivos

1.4.1. Objetivo general

Comparar las estimaciones de la irradiancia global usando paneles fotovoltaicos de distintos tiempos en servicio a fin de conocer el valor de significancia entre estos.

1.4.2. Objetivos específicos

- Diseñar e implementar dos sistemas seguidores de máxima potencia para la aplicación de los modelos analíticos de estimación de irradiancia.
- Implementar la instrumentación electrónica para la adquisición de datos, así como un nodo de integración para su registro y almacenamiento.
- Seleccionar el modelo analítico cuyas estimaciones presentan la mayor exactitud para una evaluación estadística de significancia.

1.5. Delimitación de la investigación

1.5.1. Delimitación espacial

El trabajo pretende realizarse en la terraza de la escuela profesional de ingeniería electrónica de la Universidad Nacional de San Antonio Abad del Cusco (Av. de La Cultura 733, Cusco 08003, latitud: 13°31'15.86" S, longitud: 71°57'24.77.° y elevación: 3,399 m) (Fuente: Google Earth).

1.5.2. Delimitación temporal

Dentro del tiempo de ejecución de la presente tesis es importante aclarar y hacer hincapié en la delimitación del tiempo para la adquisición de los datos en términos de duración y el estado de la atmósfera.

- **Estados de tiempo en los cuales se han de tomar los datos:** Ya que el Cusco se caracteriza por tener periodos de tiempo soleados, nublados y hasta lluviosos. Se considerará realizar las mediciones en estos tiempos ya que algunas investigaciones no consideran periodos nublados y menos lluviosos como el trabajo desarrollado por Chikh y Chandra (2015).
- **Duración o periodo durante el cual se han de tomar los datos:** Considerando que será por lo menos un panel fotovoltaico por edad o tiempo de uso (uno «nuevo» y otro usado con cierta cantidad de años), que sería en total dos paneles fotovoltaicos ambos bien de la tecnología policristalino o monocristalino, según la disponibilidad. Se propone tomar datos en por lo menos de 2 a 3 días para el estado soleado, también de 2 a 3 días para el estado nublado. Adicionalmente para aclarar, las mediciones con ambos paneles se harán cronológicamente en paralelo en los días mencionados.

El criterio de la elección de la cantidad de días se fundamenta en la cantidad de días tomados por otros investigadores como: Laudani *et al.* (2014), Scolari *et al.* (2018).

No se considera en dimensiones de «meses» debido a que el problema y el objetivo general de investigación no encaja en su naturaleza de necesidad como si podría ser medir la potencia generada para cada estado de tiempo de la atmósfera como se realizó en el trabajo de Huaman (2018).

Capítulo 2

MARCO TEÓRICO

2.1. Antecedentes

A continuación, se presentan los estudios realizados sobre la estimación de irradiancia a partir de modelos analíticos de paneles fotovoltaicos, utilizando mediciones eléctricas obtenidas directamente de estos. Se destacan los tipos de modelos analíticos y las dimensiones de los paneles fotovoltaicos utilizados. Además, estas estimaciones se comparan con las mediciones obtenidas de un sensor de referencia, con el objetivo de calcular los errores correspondientes y contrastarlos posteriormente con los resultados obtenidos en el presente trabajo.

2.1.1. Antecedentes internacionales

(Laudani *et al.*, 2021): A. Laudani, además de realizar estimaciones de irradiancia, desarrolla un análisis de sensibilidad del modelo de estimación basada en el modelo de circuito equivalente de un diodo de los dispositivos fotovoltaicos. Este modelo de circuito se compone de 5 parámetros intrínsecos cuyos valores se calculan utilizando métodos iterativos y de optimización. Estos parámetros son utilizados en el modelo para que junto con las mediciones eléctricas del punto de operación (voltaje y corriente) y temperatura del panel se pueda estimar la irradiancia incidente.

Los resultados obtenidos a partir del análisis de sensibilidad muestran que las condiciones óptimas para estimar la irradiancia es operar a voltajes cerca o por debajo del punto máximo de potencia utilizando celdas monocristalinas de 13 mW KXOB22-01X8L, de 6W MSP1M210-18 y un panel fotovoltaico de 315 W STP315S-20. Con todo ello, los autores implementan un circuito electrónico basado en el ESP32 y un sensor de corriente INA219 con una conexión directa a una carga DC y AC programable IT8615 de Iteck. El experimento de estimaciones de irradiancia fue llevado a cabo con un simulador foto-

voltaico TerraSAS ETS60 el cual puede reproducir características eléctricas de un panel de hasta 700 W bajo diferentes niveles de irradiancia y temperatura también programables. Los errores obtenidos a través del diseño del circuito y el modelo analítico fueron menores al 5% en un rango de 200 W/m^2 a 1400 W/m^2 con 25 muestras. Concluyendo que utilizar dispositivos fotovoltaicos como las celdas pueden estimar la irradiancia conectándolos a una carga directamente, sin embargo, utilizar paneles fotovoltaicos requieren un convertidor DC/DC controlado por un controlador MPPT para restringir el punto de operación cerca del punto máximo de potencia.

(Abe et al., 2020): Este trabajo presenta una aplicación de dos modelos para estimar tanto la irradiancia y temperatura a través de mediciones eléctricas al mismo tiempo. Para ello recoge datos registrados durante casi 16 meses cada 5 minutos con un sistema de adquisición y visualización de curvas fotovoltaicas, en el laboratorio de ciencias en la Universidad de Córcega, en Francia. Estos datos corresponden al voltaje de circuito abierto, la corriente de corto circuito, el voltaje y la corriente en el punto máximo de potencia de cuatro paneles monocristalinos de 245 W Tenesol TE245-60M+, adicionalmente durante este tiempo se registraron los niveles de irradiancia y temperatura de los paneles correspondientes.

El modelo analítico empleado se basa en la relación proporcional entre la irradiancia y la corriente en el punto de máxima potencia. Antes de ello, se recalcularon los parámetros en condiciones STC mediante pruebas de destello utilizando un simulador solar, estas pruebas fueron realizadas por el fabricante, ya que dos de los paneles tenían 5 años de uso y los otros dos nunca habían sido expuestos a la radiación solar antes del experimento. Después de un análisis comparativo con un piranómetro CMP10 de Kipp & Zonen calcularon las siguientes métricas promediadas entre los dos tipos de paneles por años de servicio: el nMAE (y nRMSE) para la irradiancia solar es, respectivamente, 5.8% (y 6.85%) para los paneles más antiguos o con 5 años de uso, y de 4.35% (y 6.15%) con los paneles nuevos, esto para el rango de $50 - 1100 \text{ W/m}^2$, según las tablas proporcionadas por los autores.

(Collaguazo, 2019): S. Cushicondor utilizó 3 modelos derivados de los modelos matemáticos de los paneles fotovoltaicos, concretamente del circuito equivalente del circuito simplificado de 4 parámetros: I_{ph} , V_{oc} , V_t y R_s cuyo modelo para estimación se mide en cortocircuito. El segundo y el tercer modelo de circuito utilizado fue el circuito de un diodo de 5 parámetros: n , R_s , I_{ph} , I_o y R_p , este último parámetro se considera constante para el segundo y variable para el tercer modelo. La metodología seguida por el autor fue: Determinar y validar en computadora los parámetros de los modelos fotovoltaicos descritos anteriormente a través de iteraciones según el método de Newton Raphson con 5 funciones también derivadas de los modelos de circuito, pero en condiciones STC para después invertir los modelos en función de la irradiancia, realizar mediciones de corriente, voltaje y temperatura y aplicarlos en los modelos obtenidos.

Sus estimaciones fueron realizadas sobre cuatro paneles fotovoltaicos de diferentes características, el primero un panel monocristalino de 50 W “ZYTECH SOLAR”, el segundo

un panel policristalino de 250 W YINGLI SOLAR sin años de uso o nuevos y dos paneles policristalinos de 80 W cada uno con 8 años de servicio, estos fueron conectados a cargas DC de 4 y 7 ohmios, según el cociente de voltaje y corriente en el punto máximo en condiciones STC proporcionadas en la hoja de datos por los fabricantes. Las pruebas fueron realizadas en la terraza de la Facultad de Ingeniería Mecánica de la Escuela Politécnica Nacional de Quito, en el Laboratorio de “Energías Alternativas y Eficiencia Energética”, durante 5 días. Las estimaciones fueron comparadas con un piranómetro LSI LASTEM. Los resultados en términos de error porcentual fueron de 6.76 % con 1684 muestras en el rango de 200 a 520 W/m^2 con el panel de 50 W, 3.44 % con los paneles de 80 W con 3000 muestra en el rango de 250 a 1100 W/m^2 y de 3.95 % con 3720 muestras en el rango de 400 a 1000 W/m^2 con el panel de 250 W, esto según las tablas proporcionadas por el autor.

(Moshksar y Ghanbari, 2018): E. Moshksar utiliza un modelo de estimación independiente de la temperatura basado en la medición del punto máximo de potencia de un panel pequeño policristalino de 10 W. Para ello, utiliza un convertidor Buck – boost controlado por un algoritmo MPPT P&O difuso. Para la comparación de las estimaciones utilizó un sensor de luz basado en un fotodiodo de silicio integrado con un amplificador operacional como el TSL26RD.

Las mediciones se realizaron en un día soleado en un intervalo de 240 s con tiempo de muestreo de 20 s con niveles de irradiancia desde los 880 W/m^2 hasta 920 W/m^2 . El error absoluto porcentual obtenido con 13 muestras interpoladas para sincronizar los datos, debido a la naturaleza oscilatoria del algoritmo MPPT, fue de 1.08 %.

(Carrasco et al., 2017): M. Carrasco et al. comprobaron la aplicabilidad del modelo de circuito equivalente de diodo único simplificado para paneles fotovoltaicos de silicio en la estimación de la irradiancia solar. Las estimaciones se realizaron utilizando dos dispositivos: el primero consistió en un arreglo de ocho celdas monocristalinas de 3.4 V/12 mW de ANYSOLAR, mientras que el segundo fue un panel fotovoltaico policristalino de 17.4 V/87 W de Kyocera con cinco años de servicio cuyas cargas de salida fueron resistencias de un único valor (no variable).

Para la implementación del modelo, se calcularon los parámetros necesarios del modelo de circuito y con ello se midieron el voltaje, la corriente y la temperatura de los dispositivos fotovoltaicos mencionados en condiciones atmosféricas de días nublados con nubes de rápido movimiento en el campus de la Universidad de Colorado en Denver. Las estimaciones obtenidas se compararon con las lecturas de referencia de un piranómetro Lite 2 de Kipp & Zonen, con un intervalo de muestreo de 10 segundos. Estas mediciones fueron recopiladas en un controlador Arduino UNO cuyos resultados mostraron errores RMS del 1.5 % para el arreglo de celdas, con 28 muestras en un rango de niveles de irradiancia de 300 a menos de 600 W/m^2 , y del 3.2 % para el panel fotovoltaico, con 34 muestras en un rango de 450 a menos de 1000 W/m^2 .

2.1.2. Antecedentes nacionales

(Ramos, 2020): C. Ramos desarrolló un prototipo de piranómetro fotovoltaico digital usando un modelo analítico simplificado de los paneles fotovoltaicos; este modelo en mención relaciona la corriente fotogenerada con la irradiancia, área, la densidad de corriente en corto circuito y la temperatura ambiente. Por mencionar algunas características técnicas del prototipo se tiene el rango espectral de medición: 400 nm a 700 nm y su sensibilidad dependiente de la temperatura del 1 % para temperatura ambiente menores a 40°C y aumentando drásticamente hasta 7 % cuando se alcanza temperaturas por encima de los 60°C, valores comparados con un piranómetro patrón de la marca Kipp & Zonen.

(Poma y Wilfredo, 2018): R. Sánchez presenta un medidor de radiación solar utilizando un panel pequeño policristalino de 5V con seguimiento solar. Realizó lecturas en cuatro días diferentes y los contrastó con las lecturas realizadas con un Power Meter Mod. SM206, con el que logra comparar sus datos y obtener una linealidad moderada, consiguiendo una respuesta a la variación de $200W/m^2$ en radiación global, de $\pm 13W/m^2$ y con una resolución mínimo cambio detectable de $+10W/m^2$.

2.2. Base teórica

2.2.1. Curvas características de una celda fotovoltaica

Es ya muy conocido el fenómeno de conversión de energía solar en energía eléctrica que ocurre en una celda fotovoltaica, pero lo que aún es un tanto desconocido es como, cuantitativamente, las variables atmosféricas intervienen en la producción de energía. Dicho esto se muestra como son las curvas de corriente, voltaje y potencia vs. la irradiancia y temperatura, curvas que dicho sea de paso, son los que algunos fabricantes de paneles fotovoltaicos adjuntan en sus hojas de datos.

Las curvas características de una célula fotovoltaica son: Corriente (A) – Voltaje (V) y Potencia (W) y voltaje, ambas curvas dependen en gran medida de la irradiación solar y la temperatura. La figuras 2.1 y 2.2 muestran estas variaciones para temperatura de célula e irradiancia global constante, respectivamente.

2.2.2. Fallos y degradación en los paneles fotovoltaicos

Las fallas ocurridas por el tiempo de servicio de los paneles fotovoltaicos son 3: fallo temprano, fallo medio y fallo por desgaste. Estas se deben principalmente a errores en la manipulación inicial y al desgaste por envejecimiento de los elementos de fabrica de

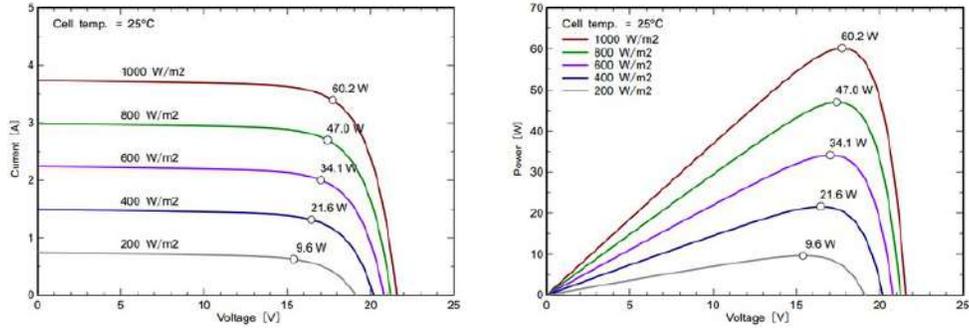


Figura 2.1: Curvas características de VI y VP para temperatura constante de célula (25°C). Extraído de: https://www.researchgate.net/figure/Figura-E1-Curvas-voltaje-corriente-y-voltaje-potencia-para-un-panel-de-60W-bajo_fig45_279804492

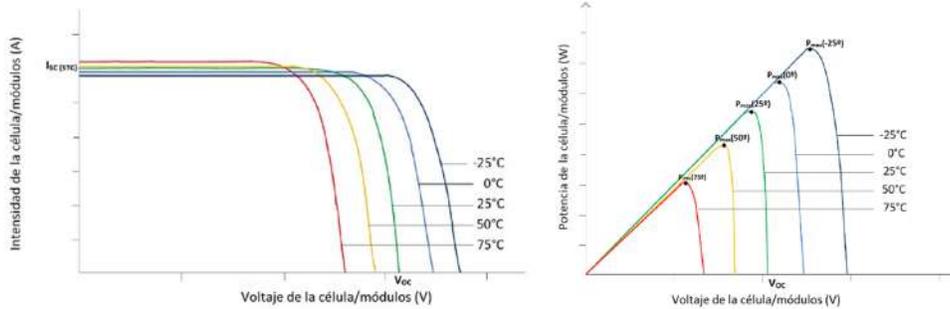


Figura 2.2: Curvas características de VI y VP para irradiancia global constante de 1000 W/m^2 . Extraído de: <https://ingelibreblog.wordpress.com/2014/11/09/influencia-de-la-irradiacion-y-temperatura-sobre-una-placa-fotovoltaica/>

los modulos fotovoltaicos.

2.2.2.1. Fallos tempranos

Los fallos tempranos son fallos que se producen al principio de la vida útil de un modulo fotovoltaico. Estos son:

- El primero de ellos es la producida en los primeros instantes de la exposición a la luz solar llamada degradación inducida por la luz (LID).
- Ocurre también fallos al momento del transporte y al momento de la instalación de los paneles. Algunos de estos son: fallas en la caja de conexión, en la conexión con otros paneles, la rotura del vidrio de cristal templado y marco suelto.

En resumen son fallas ocasionadas por manipulación y fallas naturales propias de estos

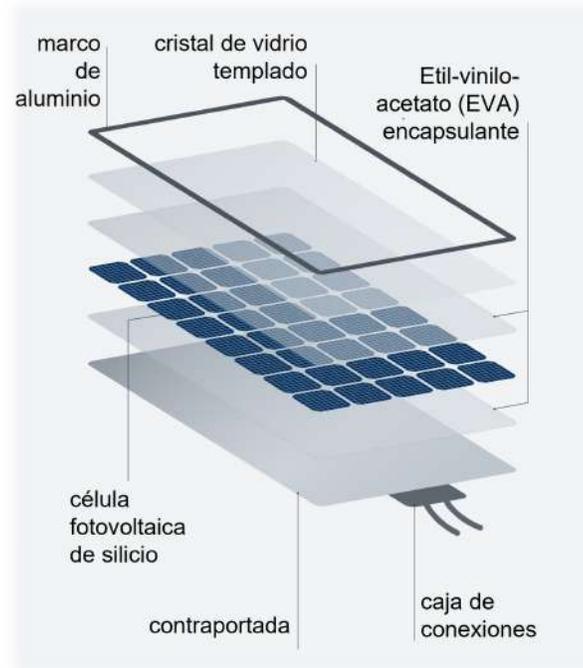


Figura 2.3: Partes constitutivas de un módulo fotovoltaico.

dispositivos.

2.2.2.2. Fallas en la mitad de la vida útil

Este tipo de fallos se produce por la degradación por envejecimiento concretamente se produce por:

- Degradación inducida por el potencial ocurre cuando el potencia entre las células y tierra es muy alta ocasionando corrientes de fuga desde las células fotovoltaicas hacia los demás elementos constituyentes del panel.
- Fallos en los diodos de derivación. Estos se colocan de forma externa para proporcionar una ruta alternativa cuando algunas celdas del panel se sombrea.
- Falla en la interconexión de celdas.
- Falla por decoloración del Etil vinilo Acetato (EVA), que forma el encapsulado, el cual protege a la células de la humedad y suciedad y justamente evitar la degradación rápida.

Como puede verse los fallos en la mitad del tiempo de vida útil de los paneles se deben más a la degradación de los elementos de encapsulación, protección y por ende de las

mismas células, que expuestas a la intemperie a largo plazo ocasionarán **fallos por desgaste**. La Figura 2.4 ilustra mejor lo mencionado, mostrando la relación de la potencia nominal generada a lo largo del tiempo.

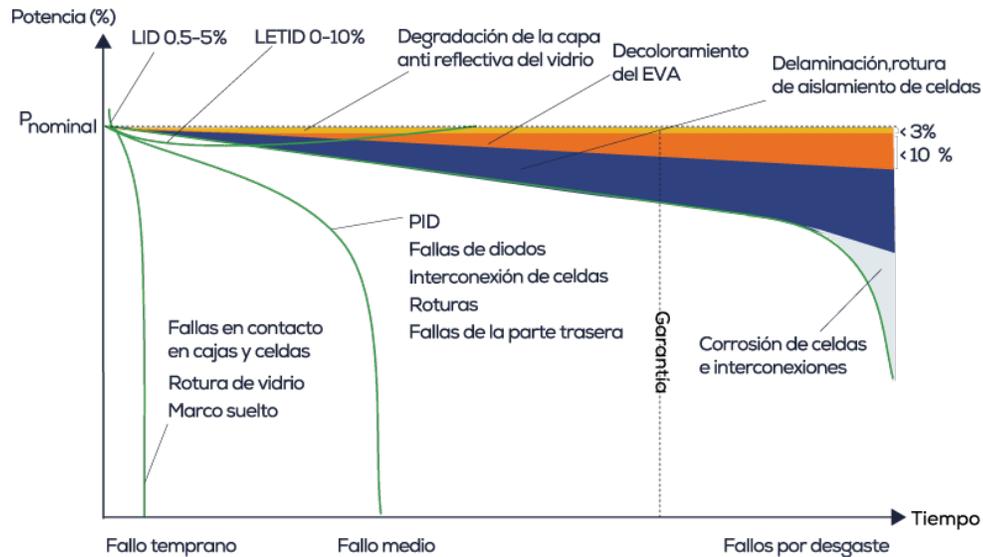


Figura 2.4: Principales causas de fallos y degradación en paneles fotovoltaicos. Extraído de: <https://www.cceea.co/blog/energia-solar-fotovoltaica/como-se-determina-la-calidad-de-un-panel-solar-analisis-del-reporte-de-confiabilidad-2021>

2.2.3. Los componentes de la radiación solar

La radiación solar, desde el punto de vista del como incide la luz solar en la tierra, comprende tres elementos principales (Kutty *et al.*, 2015):

1. **Radiación solar directa (DNI)** es la cantidad de radiación procedente de los rayos solares, valga la redundancia, directos que inciden sobre una unidad de superficie perpendicular a la superficie de la Tierra.
2. **Radiación difusa (DHI)** caracteriza la cantidad de energía procedente del cielo que se dispersa en la atmósfera.
3. **Radiación global (GHI)** es la cantidad de radiación solar recibida por una superficie horizontal desde el hemisferio superior. Comprende la irradiancia normal directa, corregida en función del ángulo de incidencia sobre la superficie, y la irradiancia horizontal difusa. Viene dado por la expresión $GHI = DHI + DNI \cos \theta$, donde θ es el ángulo cenital solar (verticalmente sobre el lugar es 0° , horizontalmente es 90°).

Según (Moro, 2010), en días soleados, la mayor porción de la radiación es directa. En días nublados, por el contrario, la cantidad total de radiación desciende considerablemente y la mayor parte de ella es difusa. Dependiendo del coeficiente de reflexión del tipo de suelo de la superficie terrestre otra parte de la radiación es reflejada también llamada **radiación de albedo**. Gráficamente se muestra a continuación (Gracia et al., 2019):

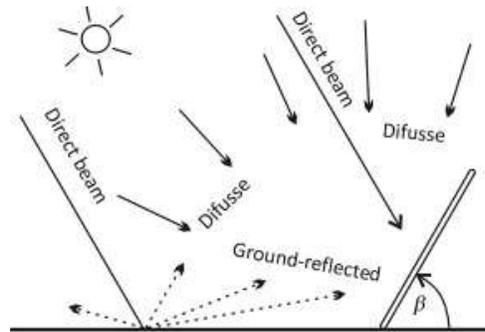


Figura 2.5: Los tres componentes básicos de la radiación solar.

2.2.4. Utilidad de la medición de la radiación solar global

Con lo mencionado en la anterior subsección, se dan otras dos clasificaciones adicionales a los datos de radiación solar que se pueden medir, estas son: Información resuelta en el tiempo y la configuración de la medición mostrada en la figura 2.2. La información obtenida de acuerdo al tiempo de medición se clasifica en: mediciones instantáneas, integrada y promedio. Según la configuración de la medición se refiere al ángulo de medición, puede ser sobre una superficie horizontal e inclinada.

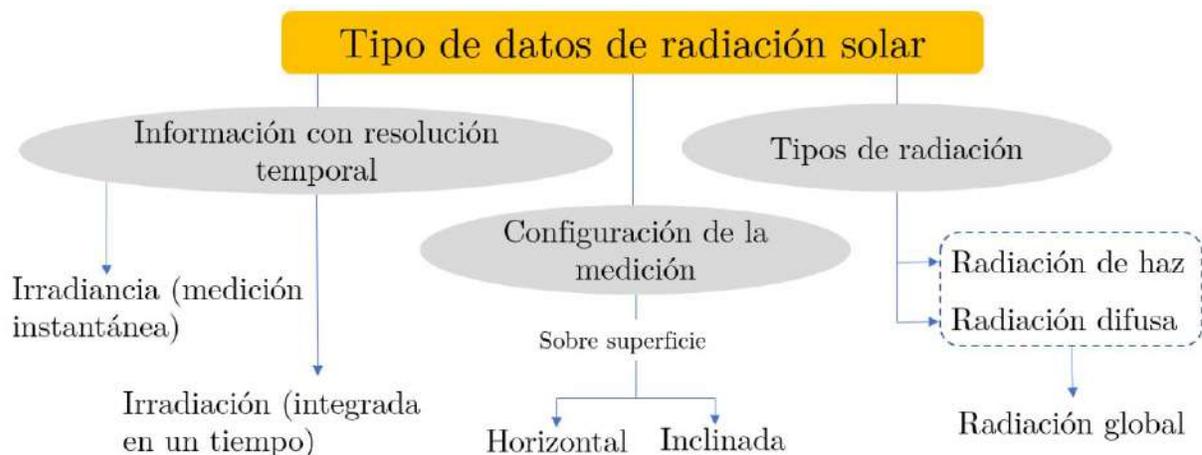


Figura 2.6: Datos sobre recursos solares y su forma de medición. Adaptado y traducido de <https://www.e-education.psu.edu/eme812/node/644>

La radiación solar es el insumo de todos los sistemas de generación de energía solar. La medición de la irradiancia solar proporciona conocimientos para tomar decisiones importantes sobre el futuro rendimiento energético, la eficiencia, el rendimiento y el mantenimiento (Sharma, 2016).

Otras aplicaciones en la que es útil conocer la cantidad del recurso solar son (Martinez, 2018):

- En la deshidratación de alimentos y el estudio de la evaporación e irrigación.
- En los modelos de calidad del aire, modelos de predicción del tiempo y el clima.
- Estudiar la distribución y las variaciones de la radiación incidente, reflejada y total.

2.2.5. Equipos de medición de la irradiancia global

Como se menciona en 2.2.3 la radiación solar tiene distintas formas de incidir en la superficie terrestre, habiendo para cada una de estas formas un equipo con que medirlas. En el caso específico que nos interesa, la radiación global, mencionaremos los tipos de equipos que se encuentran en el mercado, la estandarización y calibración y el acondicionamiento de señales.

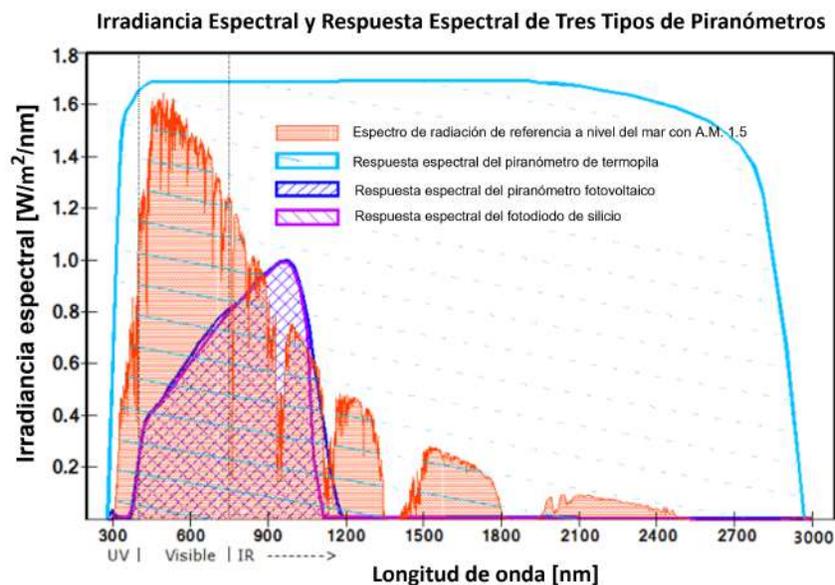


Figura 2.7: Curvas de la respuesta espectral solar y de los diferentes tipo de piranómetros. Extraído y traducido de: <https://www.myussi.com/glossary/pyranometer/>.

2.2.5.1. ¿Qué es un piranómetro?

El piranómetro es un sensor que mide la radiación de onda corta en la superficie terrestre (Viswanath *et al.*, 2020).

Según la tecnología del piranómetro a usar, la radiación solar medida a nivel del mar, con un índice de masa de aire (AM¹) de 1.5 y a mediodía, será distinta debido a la sensibilidad espectral de cada una de estas tecnologías, como se aprecia en la figura 2.3.

2.2.5.2. Piranómetros de termopila

Los piranómetros de termopila también llamados también piranómetros termoeléctricos, usan el principio de conversión termoeléctrica, mediante el cual la radiación entrante es absorbida casi por completo por una superficie de color negro. El aumento de temperatura resultante se mide mediante termopares conectados en serie o en serie-paralelo para formar una termopila. Las uniones activas (calientes) están ubicadas debajo de la superficie del receptor ennegrecida y se calientan por la radiación absorbida en el revestimiento negro. Las uniones pasivas (frías) de la termopila están en contacto térmico con la carcasa del piranómetro, que sirve como disipador de calor. Así la irradiación es proporcional a la diferencia entre la temperatura del área expuesta al sol y la temperatura del área de sombra.

Es posible reconocer un piranómetro de termopila por su forma semiesférica, protegido de la lluvia, polvo, etc. con una cúpula de vidrio la cual limita la respuesta espectral de 300 a 2800 nanómetros. Algunos piranómetros encontrados en el mercado son los siguientes:

- *Piranómetro LPPYRA03 - DELTA OHM:*

Este es un piranómetro de clase 2a según la organización mundial de meteorología y de clase C según el ISO 9060:2018. El costo específico de este piranómetro es de 655.00 €.

Entre sus principales especificaciones técnicas están:

- Sensibilidad típica: 5-15 $\mu\text{V}/\text{W}/\text{m}^2$.
- Rango de medición: 0-2000 W/m^2 .
- Tiempo de respuesta: ≤ 30 seg.
- Rango espectral: 300 - 2800nm.

La otra presentación de los piranómetros de este tipo es con difusor de acrílico con un diseño de carcasa. Como el siguiente de la marca Apogge Instruments.

¹El *índice de masa de aire* es la relación entre el camino recorrido por los rayos directos del Sol a través de la atmósfera hasta la superficie receptora y el que recorrerían en caso de incidencia vertical. Se calcula como $\text{AM} = 1/\cos\theta_z$, donde θ_z es el ángulo cenital solar (Perpiñán, 2020).



Figura 2.8: Ejemplo de un piranómetro de termopila LPPYRA03 - DELTA OHM: Extraído de <https://www.alphaomega-electronics.com/es/sensores-y-sondas/835-lppyra03-kit-piranometro-de-radiacion-solar-global-vatiosm2.html>.

- *Piranómetro SP-510-SS - Apogee Instruments:*
Piranómetro de clase C según el ISO 9060:2018. Este tipo también se puede usar boca abajo para formar un albedómetro (medidor de la radiación reflejada por la superficie terrestre). El costo de este instrumento es de 465,00 €. Sus especificaciones técnicas son:
 - Sensibilidad típica: $45 \mu\text{V}/\text{W}/\text{m}^2$.
 - Rango de medición: $0\text{-}2000 \text{ W}/\text{m}^2$.
 - Tiempo de respuesta: 0.5 seg.
 - Rango espectral: 385 - 2100nm.



Figura 2.9: Piranómetro con diseño de carcasa SP-510-SS - Apogee Instruments: Extraído de <https://www.alphaomega-electronics.com/es/apogee-instruments/5981-sp-510-ss-piranometro-de-termopila-orientado-hacia-arriba.html>.

Con respecto a las áreas de uso los piranómetros de termopila con frecuencia se ven en: investigación del cambio climático, meteorología, climatología, física de ingeniería de edificios, sistemas fotovoltaicos y monitoreo de centrales eléctricas fotovoltaicas.

Ahora se mostrarán los piranómetros de tecnología de semiconductores de silicio: piranómetros fotoeléctricos y de célula fotovoltaica.

2.2.5.3. Piranómetros de fotodiodo

Este tipo de sensores están compuestos por un fotodiodo de silicio, una carcasa de alojamiento y filtros ópticos los cuales permiten el paso de las radiaciones de 400 a 1100 nm. El funcionamiento de estos se basan en que la corriente fotogenerada es proporcional a la irradiancia.

Se muestran algunos de estos encontrados en el mercado.

- *Piranómetro SPLIT 2 - Kipp and Zonen:*
SP LITE2 se puede utilizar en todas las condiciones climáticas. El sensor mide la energía solar recibida de todo el hemisferio. Es ideal para medir la energía disponible para su uso en aplicaciones de energía solar, crecimiento de plantas, convección térmica y evapotranspiración.

Especificaciones técnicas:

- Sensibilidad típica: $60-100 \mu\text{V}/\text{W}/\text{m}^2$.
- Rango de medición: $0-2000 \text{ W}/\text{m}^2$.
- Tiempo de respuesta: 500 nseg.
- Rango espectral: 400-1100nm.



Figura 2.10: Ejemplo de un piranómetro de termopila LPPYRA03 - DELTA OHM: Extraído de <https://www.alphaomega-electronics.com/es/sensores-y-sondas/835-lppyra03-kit-piranometro-de-radiacion-solar-global-vatiosm2.html>.

- *Piranómetro 6450 - Davis Instruments:*

Este es otro piranómetro fotoeléctrico que forma parte de un kit de la estación meteorológica Davis Vantage Pro 2. El sensor viene con una burbuja de nivel para su instalación. El costo de solo el sensor es de 239,00 €. Este será el sensor que se usará como instrumento de referencia para comparar las estimaciones con cada panel, debido a que tiene la misma respuesta espectral que las celdas fotovoltaicas. Sus especificaciones son:

- Resolución: $1 (\pm 5) W/m^2$.
- Rango de medición: $0-1800 W/m^2$.
- Tiempo de respuesta: 50 - 60 seg.
- Rango espectral: 400-1100nm.
- Voltaje de salida: 0 - 3V.
- Calibrado con piranómetro de alta precisión Eppley a $1000\ 1000W/m^2$.



Figura 2.11: Piranómetro 6450 de la marca Davis Instruments. Extraído: <https://www.meteo-shopping.com/es/sensores/90-piranometro-para-medir-la-radiacion-solar.html>.

Debido a su respuesta espectral, estos dispositivos son usados para cuantificar la radiación de espectro visible y también en módulos de sistemas fotovoltaicos.

2.2.5.4. Piranómetro de célula fotovoltaica

Además de la dependencia proporcional de la corriente fotogenerada por una celda debido al efecto fotovoltaico, como el fotodiodo, varían su respuesta en función de la temperatura. Estas celdas fotovoltaicas usadas como sensores usan una resistencia «shunt» para medir la corriente cercana a la de cortocircuito (Ortega, 2018).

- *Piranómetro fotovoltaico con salida Modbus RTU-Seven:*

Este sensor en particular incluye un sensor de temperatura de celda interna. Como se aprecia en la Figura 2.12, esta hecha de una sola celda tipo monocristalina, para este caso. El precio de estos sensores varia según la cantidad de entradas para sensores externos que se puedan implementar desde los 200 € a 750 € y para proyectos residenciales 200 €.

- Resolución: 0.1 - 1 ($\leq \pm 2$) W/m^2 .
- Rango de medición: 0-1600 W/m^2 .
- Tiempo de respuesta: 1-3 seg.
- Rango espectral: 350-1150nm.
- Salida: RS485 hasta 38400 Baudios.

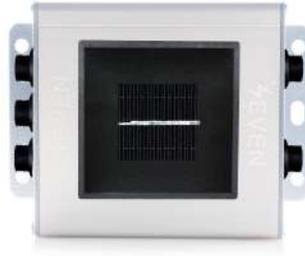


Figura 2.12: Piranómetro fotovoltaico con salida Modbus de la marca Seven. Extraído de: <https://www.sevensensor.com/es/cual-es-el-precio-del-sensor-de-irradiacion-y-del-piranometro>.

La aplicación de estos sensores son principalmente para el área de energía fotovoltaica con él, las compañías en generación comparan la generación de energía producida real con la energía efectiva, además sirve para medir el rendimiento de estos sistemas, y como ya se dijo, que al poseer la misma respuesta espectral que los módulos y paneles fotovoltaicos en instalación son perfectos para verificar si hay alguna falla en el sistema.

En las siguientes subsecciones se muestran algunos modelos analíticos y matemáticos de los paneles fotovoltaicos, con la finalidad de observar la posibilidad de estimar la irradiancia global (G) usando las funciones inversas de estas mismas.

2.2.6. Modelos analíticos para estimación de la irradiancia global

Estos modelos son ecuaciones matemáticas que relacionan variables ambientales con variables eléctricas de los paneles solares bajo diferentes condiciones. Algunos de estos modelos son:

2.2.6.1. Modelo de Osterwald

El modelo se basa en comprender cómo responde un panel fotovoltaico bajo condiciones no estándares, es decir, distintas a las condiciones de prueba estándar (STC, por sus siglas en inglés). Este enfoque permite realizar una comparación de eficiencia del panel considerando factores como la temperatura del dispositivo y el nivel total de irradiancia incidente. Al ajustar las mediciones según las condiciones específicas en el momento de la prueba, este método permite evaluar el rendimiento del panel en un entorno de operación real y no solo en condiciones ideales.

El modelo propuesto es el siguiente:

$$P_{max} = P_{max(STC)} \frac{G}{G_{STC}} [1 + \gamma(T_c - T_{c(STC)})] \quad (2.1)$$

Sabiendo que la eficiencia es $\eta = \frac{P_{max}}{A \times G}$, por ello si se divide 2.1 entre el valor del área efectiva del panel y reordenando la ecuación, contrastando así mejor el modelo de Osterwald, la ecuación quedaría como:

$$\eta = \eta_{STC} [1 + \gamma(T_c - T_{c(STC)})] \quad (2.2)$$

En principio esta es la idea de este modelo no fue estimar la irradiancia, sin embargo, para los fines de esta tesis, conociendo los valores de P_{max} y T_c y despejando G , se puede conocer la irradiancia incidente en el panel.

$$G_{est} = G_{STC} \frac{P_{max}}{P_{max(STC)} [1 + \gamma(T_c - T_{c(STC)})]} \quad (2.3)$$

donde:

$P_{max(STC)}$ es la potencia máxima en condiciones STC (W).

G_{STC} es la irradiancia global en STC, igual a 1000 W/m^2 .

γ es el coeficiente normalizado de temperatura de potencia máxima ($\%/^{\circ}\text{C}$).

T_c es la temperatura del módulo o panel fotovoltaico ($^{\circ}\text{C}$).

$T_{c(STC)}$ es la temperatura del módulo en STC = 25°C .

η_{STC} es la eficiencia del panel en condiciones STC.

2.2.6.2. Modelo según el estándar IEC 60891

Este modelo sigue un principio similar al del modelo de Osterwald, diseñado para ajustar las mediciones de paneles fotovoltaicos obtenidas en condiciones reales, de modo que

puedan compararse con el rendimiento bajo las condiciones estándar (STC). La diferencia principal es que este modelo evalúa cómo varían la corriente y el voltaje en relación con sus valores máximos de corriente y voltaje en las condiciones STC (60891, 2009).

$$\Delta I = \alpha \left(\frac{G}{G_{STC}} \right) (T_c - T_{c(STC)}) + \left(\frac{G}{G_{STC}} - 1 \right) I_{sc(STC)} \quad (2.4)$$

$$\Delta V = -\beta (T_c - T_{c(STC)}) - R_s \Delta I \quad (2.5)$$

donde $\Delta I = I_{mpp} - I_{mpp(STC)}$ y $\Delta V = V_{mpp} - V_{mpp(STC)}$.

I_{mpp} es la corriente en el punto máximo de potencia (A).

V_{mpp} es el voltaje en el punto máximo de potencia (V).

$I_{sc(STC)}$ es la corriente de cortocircuito en condiciones STC (A).

$I_{mpp(STC)}$ es la corriente de I_{mpp} en condiciones STC (A).

$V_{mpp(STC)}$ es el voltaje de V_{mpp} en condiciones STC (V).

α es el coeficiente relativo de temperatura de corriente de cortocircuito ($A/^\circ C$).

β es el coeficiente relativo de temperatura de voltaje de circuito abierto en ($V/^\circ C$).

G_{STC} es la irradiancia global en STC = a $1000 W/m^2$.

T_c es la temperatura del módulo o panel fotovoltaico ($^\circ C$).

$T_{c(STC)}$ es la temperatura del módulo en STC = $25^\circ C$.

R_s es la resistencia en serie de una celda fotovoltaica (Ω).

Resolviendo simultáneamente las ecuaciones 2.4 y 2.5, despejando y ordenando G , queda:

donde G_{est} es la irradiancia global estimada.

$$G_{est} = G_{STC} \left(\frac{I_{sc(STC)} + \Delta I}{I_{sc(STC)} - \frac{\alpha}{\beta} (R_s \Delta I + \Delta V)} \right) \quad (2.6)$$

Nótese que la ecuación 2.6 no depende de la temperatura mas sí de la resistencia serie de salida (R_s) según el modelo de 1 diodo y 5 parámetros de la Figura 2.14. R_s según (Cotfas et al., 2012) es la misma que $R_{s(STC)}$ (resistencia de salida en STC) y se puede aproximar según Cotfas et al. (2012) como:

$$R_s = \frac{V_{mpp}}{I_{mpp}} - \frac{2V_{mpp} - V_{oc}}{\left(\frac{I_{mpp}}{I_{sc} - I_{mpp}} + \ln \left[\frac{I_{sc} - I_{mpp}}{I_{sc}} \right] \right) (I_{sc} - I_{mpp})} \quad (2.7)$$

2.2.6.3. Modelo basado en la caracterización de una celda fotovoltaica

Este modelo de estimación parte de la ecuación característica V - I del circuito equivalente simplificado de una celda fotovoltaica con 4 parámetros. Este modelo simplificado no considera la resistencia paralelo o shunt de la Figura 2.14, por lo que su ecuación característica V - I, se reduce, según Carvalho (2019), a:

$$V = V_T(T_c) \ln \left[\frac{I}{I_{ph}(G, T_c)} + \left(1 - \frac{I}{I_{ph}(G, T_c)} \right) e^{\frac{V_{oc}(G, T_c)}{V_T}} \right] - R_s I \quad (2.8)$$

donde:

V_T es el voltaje térmico (V).

I_{ph} es la corriente fotogenerada por las celdas (A).

Nótese en esta ecuación, que el voltaje de salida del panel depende de la corriente fotogenerada (I_{ph}) y la tensión en circuito abierto (V_{oc}), estas a su vez son función de la irradiancia y temperatura de las celdas solares, por lo que se debe introducir las ecuaciones de estas últimas variables:

Para la corriente en cortocircuito:

$$I_{ph}(G, T_c) = I_{sc} = I_{sc(STC)} \frac{G}{G_{STC}} [1 + \alpha(T_c - T_{c(STC)})] \quad (2.9)$$

Para el voltaje en circuito abierto:

$$V_{oc} = V_{oc(STC)} [1 + \beta(T_c - T_{c(STC)})] + V_{T_o} \ln \frac{G}{G_{STC}} \quad (2.10)$$

Considerando que $V_T \cong V_{T_{STC}}$, la irradiancia estimada queda como:

$$G_{est} = \frac{G_{STC} I}{I_{sc(STC)} [1 + \alpha(T_c - T_{c(STC)})]} \quad (2.11)$$

Las ecuaciones 2.3, 2.6 y 2.11 fueron elegidas para realizar las mediciones de irradiancia de las cuales se evaluará su exactitud y se filtrará las que mayor error tengan.

2.2.7. Sistemas seguidores del punto de máxima potencia para paneles fotovoltaicos

2.2.7.1. Principio de funcionamiento

El funcionamiento de estos sistemas se basa en ajustar la relación voltaje - corriente extraída de los paneles bajo distintas condiciones de irradiancia y temperatura. Este ajuste se realiza mediante un convertidor de corriente continua a continua (CC-CC) el cual, a través de su ciclo de trabajo de operación, ajustará su impedancia de entrada con la impedancia del panel solar para así aplicar el principio de máxima transferencia de potencia. A continuación, se explica con más detalle su funcionamiento.

Supongamos que a la salida de un panel solar colocamos un potenciómetro, movemos la perilla desde un valor 0 hasta un valor muy grande. Para cada uno de estos valores de R obtendríamos distintos valores de corriente, tensión y potencia. Si se graficase estos valores, se tendría curvas de tensión-corriente y tensión-potencia como se mostraba anteriormente en las figuras 2.1 y 2.2 o como se presenta a continuación respecto a diferentes valores de R_L en condiciones de irradiancia y temperatura constante.

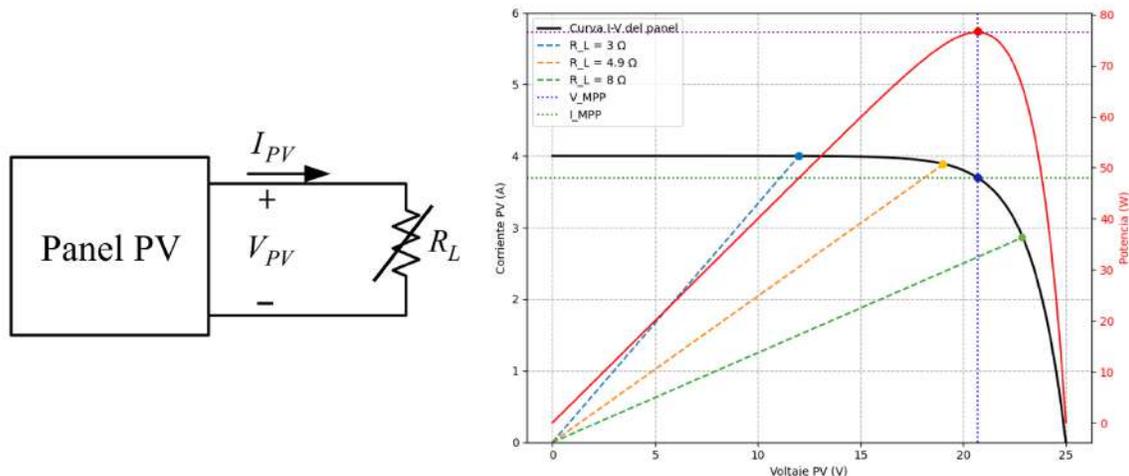


Figura 2.13: Curva tensión - corriente (I-V) y tensión - potencia (V-P) para diferentes valores de R_L .

Como se puede apreciar en la Figura 2.13 de la derecha, existe un único punto de máxima potencia (corriente y tensión en el punto máximo) para unos valores determinados de irradiancia y temperatura. Otra observación que se puede hacer de esta figura es la naturaleza exponencial de la curva IV, el cual ya se suponía por los largos años de conocimiento de los materiales de los paneles, cuyo principales componentes son los semiconductores. A continuación, se muestra la ecuación de caracterización de genérico de un

modelo simplificado de un diodo y resistencias en paralelo y serie, del cual se demostrará el principio de la máxima transferencia de potencia.

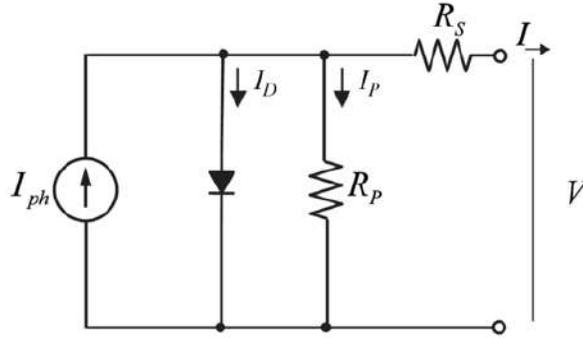


Figura 2.14: Modelo de circuito de cinco parámetros de una celda fotovoltaica

La ecuación característica del modelo de la Figura 2.14 en función a las corrientes y tensión de salida es:

$$I = I_{ph} - I_D - I_p = I_{ph} - I_o \left[\exp\left(\frac{V}{V_t}\right) - 1 \right] - \frac{V - R_s I}{R_p} \quad (2.12)$$

Multiplicando la ecuación 2.12 por V, derivando respecto de V y ordenando términos se tiene:

$$\frac{\partial VI}{\partial V} = \frac{\partial P}{\partial V} = I \left(1 + \frac{R_s}{R_p} \right) - V \left[\frac{I_D + I_o}{V_t} + \frac{2}{R_p} \right] \quad (2.13)$$

Se sabe que el máximo valor de la función se haya igualando $\frac{\partial P}{\partial V} = 0$, por lo tanto, igualando a cero y reordenando la ecuación 2.13 queda como:

$$\frac{I_m}{V_m} = \frac{\frac{I_D + I_o}{V_t} + \frac{2}{R_p}}{1 + \frac{R_s}{R_p}} \quad (2.14)$$

Aproximando $I_o = 0$ y haciendo que $1 + \frac{R_s}{R_p} = a$, la ecuación 2.14 queda:

$$\frac{I_m}{V_m} = \frac{1}{a} \left(\frac{I_D}{V_t} + \frac{2}{R_p} \right) \Rightarrow Y_m = \frac{Y_D + \frac{Y_p}{2}}{a} = Y_{eq} \quad (2.15)$$

La ecuación 2.15 demuestra la máxima transferencia de potencia cuando la relación tensión - corriente de salida es igual a la conductancia equivalente del panel.

2.2.7.2. El convertidor CC-CC para adaptación de impedancias

Para la mayor parte de convertidores de CC-CC, se cumple que:

$$V_o = f(D)V_i \quad (2.16)$$

Para un convertidor ideal

$$I_o = \frac{I_i}{f(D)} \quad (2.17)$$

Dividiendo las ecuaciones 2.16 y 2.17 queda:

$$Z_o = [f(D)]^2 Z_i \quad (2.18)$$

Donde Z_o es la impedancia de salida y Z_i vendría a ser la impedancia de entrada del convertidor de la Figura 2.15, este último se puede escribir en función de Z_o como:

$$Z_i = \frac{Z_o}{[f(D)]^2} \Rightarrow Z_{pv} = \frac{Z_o}{[f(D)]^2} \quad (2.19)$$

Z_i visto desde el convertidor hacia el lado de la fuente (panel solar) vendría a ser la relación de tensión - corriente antes mencionado, por lo tanto se puede decir que $Z_i = Z_{pv}$. De la ecuación 2.19 se puede concluir que si variamos el ciclo de trabajo de operación del convertidor CC-CC estaremos modificando Z_{pv} y por lo tanto se tendrá la capacidad para igualar esta impedancia a la impedancia equivalente interna del panel.

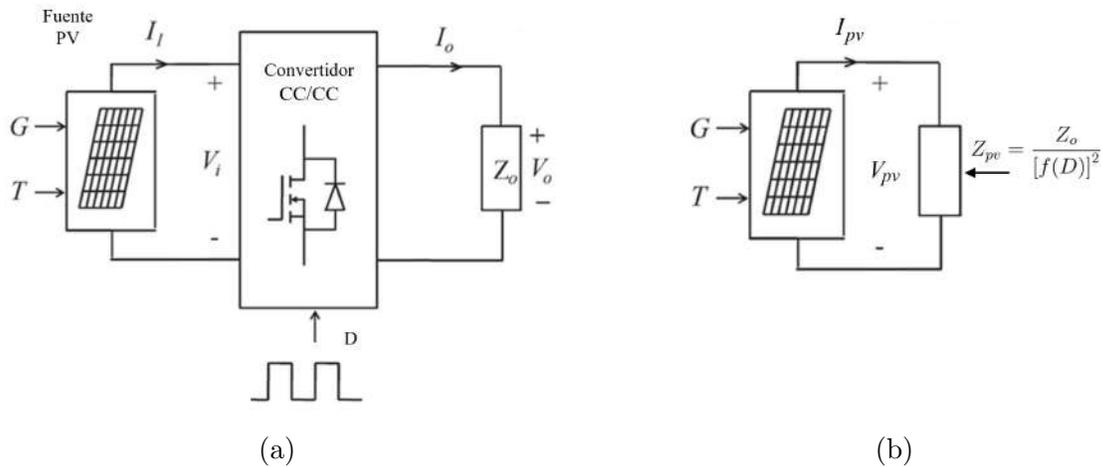


Figura 2.15: a) Convertidor CC para adaptación de impedancia. b) Circuito equivalente a convertidor.

2.2.7.3. Algoritmos MPPT

Existen formas directas e indirectas de conocer la impedancia interna de salida de los paneles, de tal forma que el ciclo de trabajo del convertidor se ajuste hasta obtener un Z_{pv} de ese valor. Dentro de las técnicas directas se conoce estimaciones basadas en modelos matemáticos del panel, simulando la dinámica del panel en función de la irradiancia y temperatura hasta obtener la impedancia de salida del panel. Sin embargo, el enfoque al que se recurre en esta presente tesis son las mediciones indirectas, debido a que son más fáciles de implementar en cuanto a software y hardware con la única limitación de presentar pequeñas oscilaciones en este punto y la ventaja de integrarse en el control MPPT.

Estas mediciones indirectas son los llamados algoritmos seguidores de la máxima potencia (MPPT) o se puede llamar también algoritmos de medición de la impedancia de salida de los paneles, aunque no es el fin, sino que da a entender que cuando un panel se encuentra en su punto máximo de operación, el convertidor CC-CC muestra hacia el panel un impedancia cercana o igual al de este último. A continuación se presentan algunos de los algoritmos más conocidos en la literatura.

- **Algoritmo Perturbar y Observar (P&O)**

Este algoritmo “observa” las variaciones de potencia (ΔP) y voltaje (ΔV) después de una “perturbación” o variación en el ciclo de trabajo (ΔD). Conforme incrementan o disminuyen P y V se ajusta el ciclo hasta posicionarse en el punto máximo de la curva V-P. Esto se aprecia mejor en la Figura 2.16.

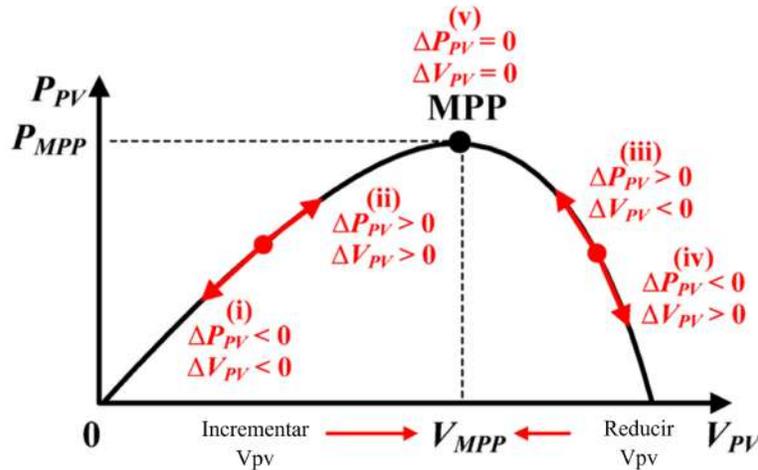


Figura 2.16: Principio de operación del algoritmo P&O.

Así, resumiendo las condiciones con sus respectivas acciones, se muestra la 2.1reftab:condicionesPyO para el algoritmo P&O.

Tabla 2.1: Metodología del algoritmo P&O.

Condiciones	Acciones
(i) $\Delta P_{PV} < 0$ y $\Delta V_{PV} < 0$	Incrementar V_{pv}
(ii) $\Delta P_{PV} > 0$ y $\Delta V_{PV} > 0$	Incrementar V_{pv}
(iii) $\Delta P_{PV} > 0$ y $\Delta V_{PV} < 0$	Reducir V_{pv}
(iv) $\Delta P_{PV} < 0$ y $\Delta V_{PV} > 0$	Reducir V_{pv}
(v) $\Delta P_{PV} = 0$ y $\Delta V_{PV} = 0$	$V_{pv} = V_o$

- **Algoritmo Conductancia Incremental (IC)**

Este algoritmo surge de la derivada de la potencia respecto de la tensión, como se muestra en la siguiente ecuación:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{dVI}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (2.20)$$

Para la máxima potencia ($\frac{dP}{dV} = 0$) la ecuación 2.20 queda:

$$\frac{dI}{dV} + \frac{I}{V} = 0 \quad (2.21)$$

Este algoritmo se llama “conductancia incremental” por que se calcula el punto de máxima potencia cuando la conductancia instantánea ($\frac{I}{V}$) sea hace igual a la conductancia de incremento ($\frac{dP}{dV}$). Para la ecuación 2.21 se tiene los siguientes casos, similar al caso P&O, esta vez en la curva V-I. Se evalúa despejando $\frac{I_{pv}}{V_{pv}}$.

Resumiendo los 5 casos de la Figura 2.17, se tiene la Tabla 2.2.

2.2.8. Node-RED

Node-RED es una herramienta de programación visual basada en flujos. Su interfaz intuitiva permite construir aplicaciones mediante “nodos” (bloques de funcionalidad) que se arrastran y sueltan en un espacio de trabajo, enlazándolos con líneas que representan el flujo de datos. Esto hace que sea especialmente útil para el desarrollo de aplicaciones en el Internet de las Cosas (IoT) y automatización.

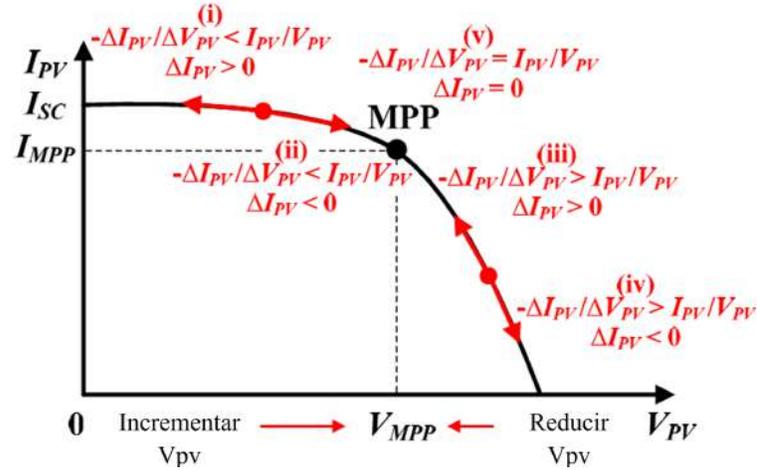


Figura 2.17: Principio de operación del algoritmo IC.

Tabla 2.2: Metodología del algoritmo IC.

Condiciones	Acciones
(i) $-\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} < \frac{I_{PV}}{V_{PV}}$ y $\Delta I_{pv} > 0$	Incrementar V_{pv}
(ii) $-\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} < \frac{I_{PV}}{V_{PV}}$ y $\Delta I_{pv} < 0$	Incrementar V_{pv}
(iii) $-\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} > \frac{I_{PV}}{V_{PV}}$ y $\Delta I_{pv} > 0$	Reducir V_{pv}
(iv) $-\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} > \frac{I_{PV}}{V_{PV}}$ y $\Delta I_{pv} < 0$	Reducir V_{pv}
(v) $-\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} = \frac{I_{PV}}{V_{PV}}$ y $\Delta I_{pv} = 0$	$V_{pv} = V_o$

2.2.8.1. Principales características de Node - RED

1. **Programación visual:** La interfaz permite diseñar flujos de trabajo conectando nodos, eliminando la necesidad de escribir código extenso.
2. **Conectividad extensa:** Node-RED cuenta con nodos para interactuar con múltiples servicios y protocolos como MQTT, HTTP, WebSockets, y bases de datos. Esto facilita la integración de diferentes dispositivos y servicios en una sola aplicación.
3. **Basado en JavaScript y Node.js:** Está construido sobre Node.js, lo que permite crear flujos con nodos que ejecutan código JavaScript, además de ser ligero y adecuado para dispositivos de bajo rendimiento, como los Raspberry Pi.

2.2.8.2. Aplicaciones comunes

1. **Internet de las cosas (IoT):** Se usa ampliamente en proyectos de IoT para monitorear y controlar dispositivos conectados, ya que facilita la integración de sensores, actuadores y servicios en la nube.
2. **Automatización de hogar y edificios:** Node-RED es muy popular en sistemas de domótica, permitiendo controlar luces, sensores de temperatura, cámaras, etc., desde una plataforma centralizada.
3. **Procesamiento de Datos en Tiempo Real:** Su capacidad para procesar datos en tiempo real lo hace adecuado para recopilar, transformar y analizar datos a medida que fluyen entre sistemas.

2.3. Hipótesis

Existen diferencias significativas entre las estimaciones de irradiancia global usando paneles fotovoltaicos de distintos tiempos de servicio.

2.4. Variables e Indicadores

Con el fin de identificar las variables e indicadores se realizó un diagrama de bloques general del sistema propuesto para estimar la irradiancia global:

De la Figura 2.18 se identifican las siguientes variables:

- **Variable independiente:** Condición de un panel fotovoltaico según su uso.
 - Tiempo de servicio o funcionamiento de un panel fotovoltaico [Años].
- **Variable dependiente:** Irradiancia global estimada [W/m^2].
- **Variable intervinientes:** Potencia máxima generada por el panel fotovoltaico [W] (corriente [A] \times voltaje [V]), temperatura ambiente [$^{\circ}C$].

Una vez identificado las variables e indicadores se procede a realizar el cuadro de operacionalización de variables.

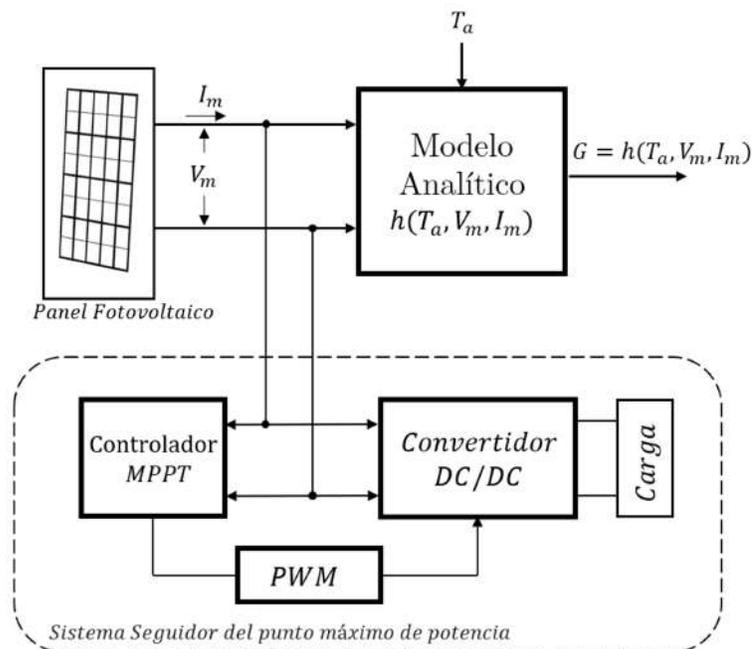


Figura 2.18: Diagrama de bloques propuesto para estimar la irradiancia global y las variables que hacen posible su cálculo.

Variables	Definición conceptual	Definición operacional	Indicadores
Condiciones de funcionamiento del panel fotovoltaico	Condición de funcionamiento de un panel fotovoltaico bajo ciertas condiciones atmosféricas (Cotfas et al., 2018) y años de operación.	Observación y dimensionamiento	-Tiempo en servicio [Años]
Irradiancia solar global estimada	Aproximación de la medición de la irradiancia solar mediante modelos analíticos (Kutty et al., 2015)	Medición y registro	Irradiancia global [W/m^2]

Tabla 2.3: Operacionalización de las variables de la investigación.

Capítulo 3

MÉTODO

3.1. Tipo de investigación

De acuerdo al enfoque metodológico y los objetivos a alcanzar, la investigación será de tipo **cuantitativo** porque se usará estadística para analizar las estimaciones (Hernández *et al.*, 2010).

3.2. Nivel de investigación

Las perspectivas de investigación de la presente propuesta de tesis son:

- Según la orientación, **aplicativo**, (Kumar y Ranjit, 2011) porque las técnicas, procedimientos y métodos de investigación se van a aplicar a la recopilación de información del fenómeno fotovoltaico para estimar la irradiancia global.
- Según el alcance, **descriptivo**, (Hernández *et al.*, 2010) porque se describirá si existen diferencias significativas en las estimaciones de irradiancia global con paneles fotovoltaicos de distintos tiempo de servicio con modelos encontrados en la literatura científica en paneles fotovoltaicos.

3.3. Diseño de investigación

La investigación se considera **no experimental-longitudinal** (Hernández *et al.*, 2010). No experimental: Debido a que no se manipularan las variables, no se alterará ninguna situación fuera del contexto natural de los paneles donde se llevarán a cabo las mediciones.

Longitudinal: Porque se realizará más de una medición. Mediciones a lo largo de un día por mínimo 4 y máximo 6 días.

A continuación, se muestran los pasos a seguir para responder a la pregunta de investigación y alcanzar los objetivos propuestos:

1. Se adquirirá y realizará un levantamiento de información de paneles fotovoltaicos que hayan estado expuestos a la intemperie y/o hayan estado funcionando o estado en servicio.
2. Se fabricará un convertidor DC/DC e implementará un algoritmo de búsqueda del punto de máxima potencia para las características eléctricas de los paneles reconocidos y seleccionados.
3. Se construirá y validará un sistema de adquisición de datos de corriente, voltaje y temperatura ambiente.
4. Después de construir este circuito, se procederá a validar el circuito de seguimiento de la máxima potencia a través de la observación visual de la búsqueda en un monitor.
5. Se realizará las pruebas de los sistemas implementados bajo las condiciones atmosféricas en la Escuela Profesional de Ingeniería Electrónica en días soleados y nublados.
6. Con las observaciones realizadas se realizará un análisis estadístico para el reporte de resultados y conclusiones.

3.4. Tipo de muestreo

El tipo de muestreo utilizado en este estudio es no probabilístico por conveniencia, ya que se seleccionaron dos paneles fotovoltaicos disponibles para la investigación: uno que ha estado instalado en la azotea de la escuela profesional de Ingeniería Electrónica - UNSAAC, durante 10 años, y otro panel nuevo que será tomado del laboratorio institucional “Tesla”, sin uso previo. Este enfoque permitirá comparar el rendimiento de un panel con varios años de servicio con uno recién instalado, bajo condiciones controladas similares de instalación.

3.5. Técnica e instrumentos de recolección de datos

3.5.1. Técnica

La técnica empleada para la recolección de datos se basa en la instrumentación, medición y registro de diferentes variables, incluyendo la potencia generada por los paneles fotovoltaicos (calculada como el producto de la corriente y el voltaje), la temperatura de las celdas solares y los datos climáticos proporcionados por una estación meteorológica. Este enfoque permite obtener mediciones precisas y comparables bajo las mismas condiciones de operación para los diferentes paneles fotovoltaicos.

3.5.2. Instrumentos

Los instrumentos seleccionados para llevar a cabo las mediciones son los siguientes:

- **Medidor de tensión (voltímetro):** Para medir el voltaje de corriente continua de salida de los paneles fotovoltaicos.
- **Medidor de corriente eléctrica (amperímetro):** Para medir la corriente de salida de los paneles fotovoltaicos, permitiendo calcular la potencia generada en conjunto con el voltaje.
- **Piranómetro 6450 Davis Instruments:** Utilizado para medir la irradiancia solar. Este instrumento proporciona datos clave para la estimación de la irradiancia global, fundamental para la evaluación del rendimiento de los paneles fotovoltaicos. (Ver subsección 2.2.5.3 para más detalles).
- **Microcontrolador:** Utilizado para la automatización de las mediciones y la recopilación de datos, así como para la transmisión de los datos a una base de datos o sistema de monitoreo.
- **Sistema seguidor del punto máximo de potencia (MPPT):** Este sistema, retroalimentado por los sensores de corriente y voltaje, permite localizar el punto máximo de potencia, lo cual es de vital importancia para la aplicación de los modelos analíticos de estimación de irradiancia.

3.6. Plan de análisis de datos

El plan de análisis de datos para esta investigación incluye los siguientes aspectos:

- **Tipo de datos:** Los datos a recopilar son de tipo cuantitativo, es decir, se basan en medidas numéricas que permiten un análisis estadístico detallado de las variables involucradas.
- **Métodos de análisis:** Para el análisis de los datos se emplearán métricas de exactitud con el objetivo de evaluar la eficiencia de los paneles fotovoltaicos y comparar las estimaciones obtenidas con las mediciones de un instrumento de referencia. Además, se llevará a cabo un análisis gráfico para verificar la normalidad de los datos, lo que permitirá seleccionar el método estadístico adecuado para probar la significancia de las diferencias y validar las hipótesis planteadas.
- **Herramientas de software:** Para procesar y analizar los datos, se utilizará Python, una herramienta flexible y poderosa que permitirá aplicar diversos métodos estadísticos y gráficos necesarios para este estudio.
- **Criterios de interpretación:** Los resultados obtenidos se interpretarán con base en las hipótesis y objetivos de investigación. Se establecerán criterios específicos para identificar la relevancia estadística de las diferencias observadas y su posible impacto en la estimación de la irradiancia.

3.7. Viabilidad y factibilidad

La viabilidad y factibilidad de la investigación están respaldadas por los recursos disponibles en la escuela profesional de Ingeniería Electrónica, incluyendo los espacios adecuados y los instrumentos necesarios para llevar a cabo el estudio. Además, los materiales requeridos para la ejecución del proyecto se encuentran fácilmente disponibles en el mercado local, lo que asegura la accesibilidad y la continuidad de la investigación.

3.8. Limitaciones

La limitación de este trabajo de tesis esta en el intervalo de actualización del sensor de irradiancia o piranómetro disponible y la resolución del sensor. Según la hoja de datos del sensor (ver Anexo de Hoja de Datos de Estación Meteorológica) algunos de sus parámetros son:

1. Resolución: $1W/m^2$.
2. Precisión: $\pm 5\%$
3. Intervalo de actualización: 50 segundos a 1 minuto.

Estas limitaciones influirán en el cálculo de las métricas de exactitud.

Capítulo 4

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE LOS MODELOS ANALÍTICOS

En este capítulo se describirá el proceso de diseño e implementación de: (1) el convertidor de potencia de corriente continua y sus elementos de conmutación; (2) el algoritmo MPPT que controlará el convertidor CC para asegurar el trabajo del panel en su punto máximo de potencia para cualquier hora del día y (3) la instrumentación requerida para medir, procesar, acondicionar, recopilar y almacenar las variables intervinientes para el posterior análisis de los resultados. Antes de poner en marcha el sistema, se calibraron los sensores mediante un análisis de correlación y se realizaron pruebas de rendimiento con el convertidor CC y el algoritmo MPPT. Después se procedió con la instalación de los componentes diseñados e implementados (paneles fotovoltaicos, piranómetro, sensores de temperatura superficial, estación meteorológica, placa de circuito impreso, circuitos de alimentación, etc.) necesarios para la recopilación de datos. Cabe señalar que el diseño se hace para un sistema, el cual se replicará para otro adicional para el segundo panel que tenga diferente tiempo de antigüedad.

4.1. Diagrama de bloques del sistema

En la Figura 4.1 se observa el diagrama de bloques del sistema general de todo el proyecto realizado, esta a su vez se divide en tres subsistemas: el primero, el subsistema del “seguidor del punto de máxima potencia” controlado por el microcontrolador ATMEGA328P que recopilará los datos de corriente y tensión para ajustar el ciclo de trabajo de funcionamiento del convertidor de corriente continua mediante sus salidas PWM, a través de un controlador de compuerta de MOSFET’s. Además, este mismo microcontrolador recopilará la temperatura superficial del panel y la temperatura de la placa diseñada para proporcionar ventilación a los circuitos de conmutación, debido al calor disipado continuamente en la carga final por la corriente de salida del convertidor CC.

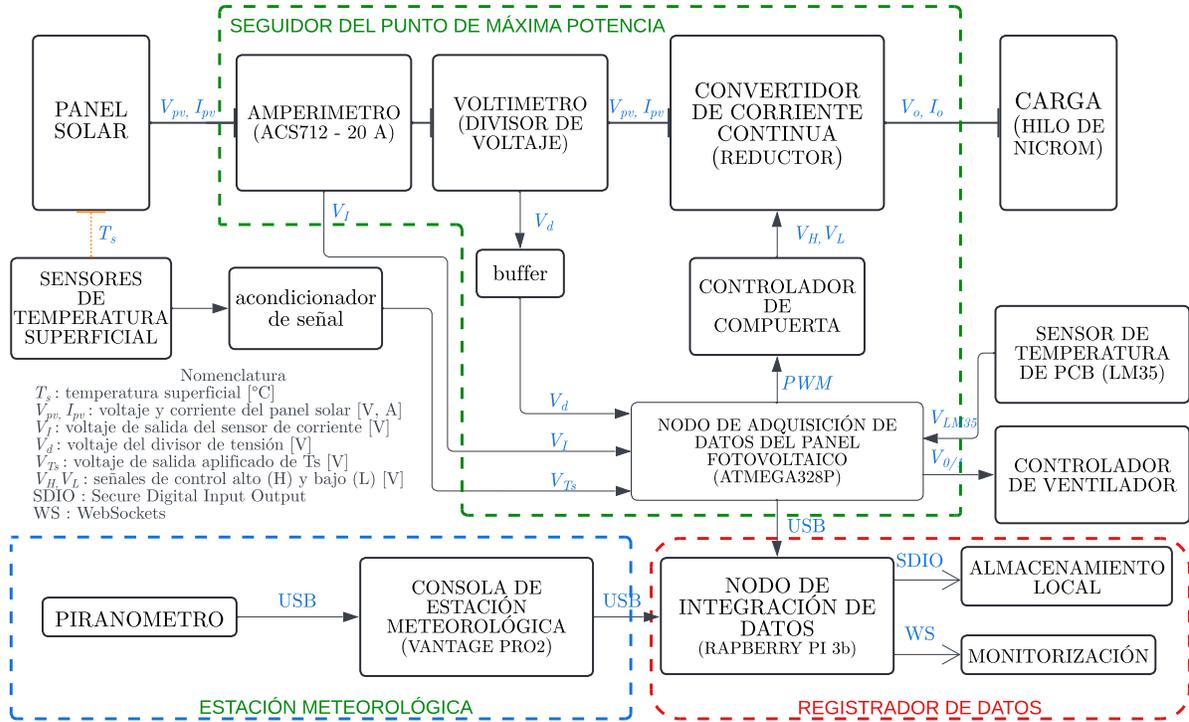


Figura 4.1: Diagrama de bloques general del sistema.

El segundo subsistema es la “estación meteorológica” de la marca “Davis Instruments”, modelo “Vantage Pro 2”, este posee un conjunto integrado de sensores que recopilan datos climatológicos como la temperatura ambiental, velocidad de viento, irradiancia global, etc. Para el propósito de este trabajo se obtendrá la irradiancia global como medida de referencia o patrón que se registra y almacena, y que además puede enviarlos en tiempo real a través de un puerto USB, en el datalogger de la consola de la estación meteorológica mencionada. Tanto estos datos como los provenientes del microcontrolador ATMEGA328P serán integrados en un nodo de integración de datos, el tercer subsistema, donde serán registrados, almacenados y monitoreados para la vigilancia de cualquier anomalía en el sistema durante las pruebas.

4.2. Diagrama de flujo funcional del sistema

El diagrama de flujo del sistema, mostrado en la Figura 4.2, ilustra la secuencia de procesos y datos, dividiendo el sistema en tres subsistemas separados por líneas discontinuas.

El nodo de adquisición de datos inicia declarando librerías, entradas, salidas, variables y parámetros del Arduino. Luego, configura los pines PWM para el control del convertidor y establece la comunicación serial para el envío de datos. El sistema arranca con un

ciclo de trabajo inicial y ejecuta el algoritmo MPPT IC mejorado, realimentándose con corriente (I) y voltaje (V) para rastrear el punto de máxima potencia. Los datos obtenidos (I, V, potencia P, temperatura de los paneles solares T_s y temperatura de la placa T_p) se envían en formato JSON (*JavaScript Object Notation*). Paralelamente, la estación meteorológica transmite la irradiancia instantánea mediante comandos especiales según la hoja de datos del fabricante a través de una programa en Python. Ambos flujos se integran en el nodo de almacenamiento e integración de datos mediante Node-RED, donde se extraen, almacenan en un archivo “.csv” en la Raspberry Pi y se envían a una dashboard en tiempo real a través de WebSocket.

En la siguiente subsección se presenta el esquema electrónico de los circuitos implementados, ver Figura 4.3, para la adquisición de potencia máxima y temperatura superficial, junto con los circuitos de alimentación y conexiones al microcontrolador. El diseño y la selección de dispositivos se detalla en las subsecciones siguientes, así como en detalle de cada uno de los procesos descritos anteriormente.

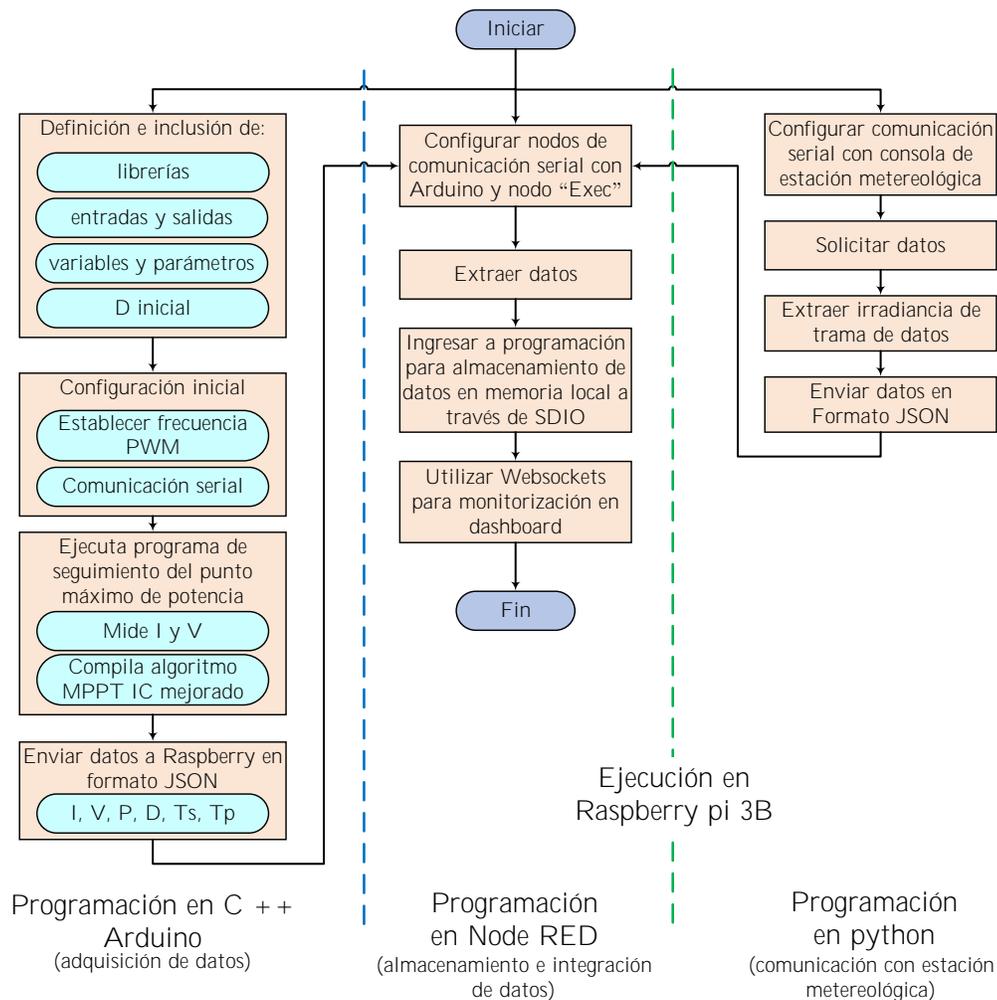


Figura 4.2: Diagrama de flujo de funcionamiento del sistema.

4.3. Esquema electrónico de los circuitos implementados

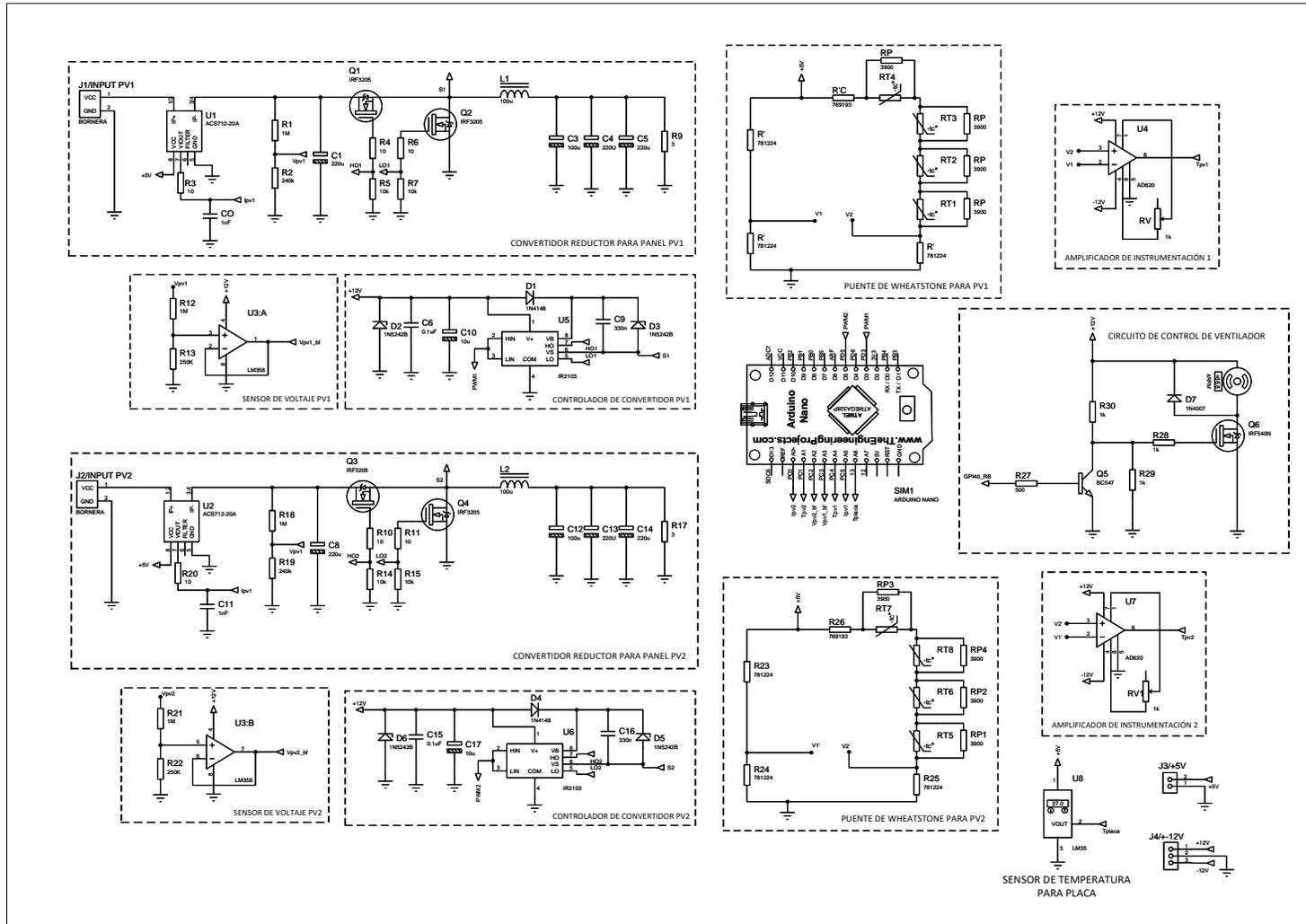


Figura 4.3: Esquema general de los circuitos implementados.

4.4. Diseño e implementación del seguidor del punto de máxima potencia

Antes de proceder con el diseño y la selección de los componentes necesarios para construir el seguidor del punto de máxima potencia (MPPT), se presentarán las especificaciones técnicas de los paneles fotovoltaicos a utilizar, uno con 10 años de servicio y el otro recientemente instalado el año 2024. Esto asegurará que los circuitos cumplan con las demandas de los paneles y modelos analíticos a aplicar, a su vez proporcionará referencias de la potencia, tensión y corriente máximas que genera.

El panel seleccionado es del tipo monocristalino de la marca “SolarWorld”. Tanto el panel instalado desde hace 8 años como el de reposición (nuevo sin uso) pertenecen al mismo modelo y marca. A continuación, se detallan algunos de sus parámetros clave para el diseño del sistema.

Tabla 4.1: Rendimiento en condiciones de ensayo estándar (STC = 1000 W/m^2 , 25°C , AM=1.5)

Potencia máxima	P_{max}	80 W
Voltaje en circuito abierto	V_{oc}	22.5 V
Voltaje en el punto máximo de potencia	V_{mpp}	18.5 V
Corriente de corto circuito	I_{sc}	4.66 A
Corriente en el punto máximo de potencia	I_{mpp}	4.35 A
Rango de variabilidad		-5 / +10 %

La Tabla 4.1 muestran los máximos valores de tensión, corriente y potencia. Estos valores se midieron en condiciones de laboratorio anteriormente explicadas, pero cabe recalcar que son solo una referencia, por lo que el funcionamiento en condiciones similares puede ser menos o más según indica su rango de variabilidad.

La Tabla 4.2 muestra los valores eléctricos nominales a la que normalmente podría operar el panel. También tiene sus condiciones de irradiancia, temperatura y masa de aire (AM). Lo interesante también de esta tabla es que muestra que la eficiencia del panel es la misma que si operase en las condiciones de la Tabla 4.1. Sin embargo, el fabricante no expresa si es o no a la misma temperatura nominal que menciona.

Finalmente, lo que se puede describir de la hoja de datos del (los) panel(es) a usar es la variabilidad que experimentarán la tensión, corriente y potencia generada en función de la variación de la temperatura expresada en $\%/^\circ\text{C}$ como se ve en la Tabla 4.3. Estos datos son vitales a la hora en que se aplique los modelos, ya que son parte de una de las

Tabla 4.2: Rendimiento a $800W/m^2$, $46^\circ C$, AM 1,5

Potencia máxima	P_{max}	58.1 W
Voltaje en circuito abierto	V_{oc}	20.3 V
Voltaje en el punto máximo de potencia	V_{mpp}	16.7 V
Corriente de corto circuito	I_{sc}	3.79 A
Corriente en el punto máximo de potencia	I_{mpp}	3.48 A
Rendimiento a $200 W/m^2$		100 % del rendimiento STC

Tabla 4.3: Características térmicas

Temperatura nominal de operación	NOCT	$46^\circ C$
Coefficiente de temperatura de cortocircuito	TC I_{sc}	$0.040\%/^\circ C$
Coefficiente de temperatura de circuito abierto	TC V_{oc}	$-0.30\%/^\circ C$
Coefficiente de temperatura de potencia máxima	TC P_{mpp}	$-0.41\%/^\circ C$
Rango de operación		$-40^\circ C$ a $+85^\circ C$

ecuaciones para la estimación de la irradiancia global.

Sin más que mencionar, se procede con el diseño de los circuitos electrónicos de potencia y con la instrumentación necesaria para alcanzar los objetivos.

4.4.1. Diseño del convertidor de corriente continua (CC)

4.4.1.1. Elección del convertidor CC

Los criterios para la elección del tipo de convertidor de corriente continua fueron: número de elementos, eficiencia, resouesta ante variaciones de voltaje y corriente y el número de componentes. La Tabla 4.4 proporciona datos sobre la performace de los convertidores más populares con el uso específico de los algoritmos de Perturbar y Observar (P&O) y la Conductancia Incremental (IC).

Se observa rápidamente que los convertidores Buck (reductor) y Boost (elevador) son los

que presentan mejores performances según experiencias anteriores, y de entre estas dos se elige al convertidor buck, por las siguientes razones ligadas al objetivo de la tesis y las condiciones climáticas de la ciudad del Cusco.

- **Respuesta a cambios:** Este es un parámetro que se refiere a la rapidez de búsqueda del punto máximo ante cambios en las condiciones atmosféricas, por lo que se sabe en el ciudad del Cusco, el tiempo es demasiado cambiante, por eso es necesario asegurar una buena respuesta ante ello.
- **Oscilación en seguimiento:** Cuando el punto máximo es encontrado, surgen oscilaciones dependiendo de la naturaleza del algoritmo utilizado aunque solo debido a este, la Tabla 4.4 muestra que estas oscilaciones también están ligadas al tipo de convertidor usado. Si se quiere lecturas de irradiancia estables, se requiere un mínimo de oscilaciones.
- **Eficiencia y número de elementos:** La eficiencia esta ligada a la cantidad de potencia que se transfiere respecto a la que se pierde en los componentes. La aplicación a realizar requiere alta eficiencia para conseguir extraer lo máximo del panel y por ende realizar estimaciones más precisas.

Tabla 4.4: Comparación de diferentes topologías de convertidores en términos de número de componentes, respuesta a cambios, oscilaciones de seguimiento y eficiencia.

Especificación	Buck	Boost	Buck Boost	Cuk	SEPIC
Número de componentes	5	5	5	7	7
Respuesta a cambios P&O	Rápida	Media	Media	Lenta	Rápida
Respuesta a cambios IC	Rápida	Rápida	Media	Lenta	Media
Oscilación en seguimiento P&O	0.2 %	0.3 %	1.2 %	1.8 %	2.1 %
Oscilación en seguimiento IC	0.2 %	0.4 %	0.9 %	1.6 %	0.7 %
Eficiencia P&O	98 %	98 %	92 %	95 %	97 %
Eficiencia IC	96 %	97 %	90 %	94 %	90 %

La relación entre el voltaje de salida y la entrada en un convertidor reductor es:

$$V_o = DV_i \quad (4.1)$$

Donde D es el ciclo de trabajo del convertidor, para un convertidor ideal ($\nu = 1$), se obtiene la corriente de salida respecto de la entrada:

$$I_o = \frac{I_i}{D} \quad (4.2)$$

Dividiendo 4.1 y 4.2 se obtiene la impedancia de salida del convertidor respecto de su entrada como:

$$Z_o = D^2 Z_i$$

La impedancia de entrada vista desde el panel es: $Z_i = R_{PV}$, y ya que la carga de salida será resistiva se tiene que: $Z_o = R_o$. Por lo tanto se obtiene la relación de cargas (puramente resistivas) de la salida sobre la entrada igual a:

$$R_o = D^2 R_i \Rightarrow R_{PV} = \frac{R_o}{D^2} \quad (4.3)$$

Se concluye de la ecuación 4.3 que, el convertidor ajusta la resistencia vista por el panel solar en función del ciclo de trabajo.

4.4.1.2. Diseño de la carga de salida

Se emulará una batería como carga final con un hilo de nicrom resistivo, este valor se calculará a partir de la observación de los límites de R_{PV} respecto de D :

$$D : [0, 1] \Rightarrow R_{PV} : [R_o, +\infty)$$

Esto se interpreta que para un valor muy pequeño de D o cercano a cero, el panel esta cerca del voltaje de circuito abierto (V_{oc}) debido al elevado valor de resistencia presentada por el convertidor. Cuando $D = 1$, el panel ve la resistencia de salida del convertidor.

Otros valores a considerar son las relaciones de tensión y corriente del panel a 800 W/m^2 y 1000 W/m^2 en sus puntos máximos de operación, según la Tablas 4.2 y 4.1, se tiene:

$$\left. \frac{V_{PV}}{I_{PV}} \right|_{G=800} = \frac{16,7 \text{ V}}{3,48 \text{ A}} = 4,8 \Omega \quad \text{y} \quad \left. \frac{V_{PV(STC)}}{I_{PV(STC)}} \right|_{G=1000} = R_{PV(STC)} = \frac{18,5 \text{ V}}{4,35 \text{ A}} = 4,25 \Omega$$

Observamos que existe una relación inversa entre la irradiancia y la relación de tensión - corriente del panel o resistencia equivalente del panel (R_{pv}) y dado que la relación de la ecuación 4.3 es inversamente proporcional al cuadrado del ciclo de trabajo D , se deduce que la irradiancia se relaciona de forma directa con el cuadrado del ciclo de trabajo, esto es:

$$R_{pv} \propto \frac{1}{G} \quad \text{y} \quad R_{pv} \propto \frac{1}{D^2} \quad \Rightarrow \quad D^2 \propto G$$

Considerando $D = D_{mpp(STC)} = 0,85$ (o el 85 %) de ciclo de trabajo para las condiciones STC, asegurando menores valores de ciclo de trabajo para niveles niveles de irradiancia por debajo de los 1000 W/m^2 y dejando un margen de 0.15 o 15 % de ciclo de trabajo para el rango de variabilidad del 10 % adicional de la generación de potencia del panel mostrado en la Tabla 4.1. Dicho esto se despeja R_o de la ecuación 4.3, se obtiene:

$$\begin{aligned} R_o &= D^2 R_{pv} = D_{mpp(STC)}^2 R_{pv(STC)} \\ R_o &= 0,85^2 \times 4,25 \Omega \\ R_o &\approx 3 \Omega \end{aligned} \tag{4.4}$$

4.4.1.3. Diseño del filtro pasabajo

- Selección de la frecuencia de corte

La frecuencia de corte f_c del filtro pasabajo en el convertidor se elige de forma que sea significativamente inferior a la frecuencia de conmutación, con el objetivo de reducir al mínimo la ondulación o rizado en el voltaje de salida causado por la conmutación. De esta manera, se atenúa la frecuencia fundamental y sus armónicos, numéricamente esto es:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\pi^2}{2} (1 - D) \left(\frac{f_c}{f_{sw}} \right)^2$$

Donde la relación entre f_c y f_{sw} es $f_c \ll f_{sw}$, para lograr que ΔV_o sea menor que el 1 % de V_o .

Para efectos prácticos de diseño se eligió una frecuencia de $f_{sw} = 55 \text{ KHz}$ y haciendo que f_{sw} sea 100 veces f_c se tiene entonces:

$$f_c = 550 \text{ Hz} \tag{4.5}$$

- Diseño de la inductancia

El diseño del valor de la bobina (inductancia) requiere conocer de la corriente de rizado, el voltaje de salida y el ciclo de trabajo según la expresión de la ecuación 4.6:

$$L = \frac{V_{out}(1 - D)}{\Delta i_L f_{sw}} \tag{4.6}$$

En primer lugar, se desconoce qué valor debería tener la corriente de rizado, sin embargo según el manual de Cálculo básico de la etapa de potencia de un convertidor Buck de “Texas Instruments” se recomienda una estimación del 20 % al 40 % de la corriente máxima de salida un rango de equilibrio entre la eficiencia y el tamaño de la bobina. Dicho esto, la corriente máxima y continuando el diseño en condiciones STC, se tiene:

$$I_{o(max)} = \frac{V_{o(max)}}{R_o} = \frac{D_{mpp(STC)} V_{mpp(STC)}}{R_o}$$

Reemplazando los valores ya conocidos:

$$I_{o(max)} = \frac{0,85 \times 18,5V}{3 \Omega} = 5,24 A \quad (4.7)$$

Siguiendo la recomendación propuesta, se asigna que el valor de la corriente del rizado sea del 30 %, reemplazando la corriente máxima hallada se tiene:

$$\begin{aligned} \Delta i_L &= 0,3 I_{o(max)} = 0,3 \times 5,24 A \\ \Delta i_L &= 1,57 A \end{aligned} \quad (4.8)$$

Reemplazando el voltaje de salida en función de la entrada y reemplazando valores para las mismas condiciones mencionadas (STC) en la ecuación 4.6, se tiene:

$$\begin{aligned} L &= \frac{(1 - D_{mpp(STC)}) D_{mpp(STC)} V_{mpp(STC)}}{\Delta i_L f_{sw}} \\ L &= \frac{(1 - 0,85) \times 0,85 \times 18,5 V}{1,57 A \cdot 55 \text{ kHz}} \\ L &= 27,31 \mu H \end{aligned}$$

Hallado este valor, se debe satisfacer dos condiciones para que el convertidor reductor trabaje en modo continuo estas son:

$$I_{min} > I_{crit} = \frac{V_o(1 - D)}{2L f_{sw}} \quad (4.9)$$

y

$$L_{min} > L_{crit} = \frac{R_o(1 - D)}{2f_{sw}} \quad (4.10)$$

Reemplazando valores en condiciones STC en 4.9 para hallar la corriente crítica y $D = 0$ en en 4.10 para hallar la inductancia mínima, se obtiene:

$$I_{min} > 0,79 A \quad \text{y} \quad L_{min} > 27,27 \mu H$$

Estas dos condiciones se deberán cumplir para que el convertidor opere en modo continuo.

Seguidamente, para la implementación de la bobina, se debe conocer la corriente máxima de conmutación que deberá manejar. Esta viene dada por:

$$I_{Lsw(max)} = I_{o(max)} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (4.11)$$

Reemplazando la ecuación 4.7 y 4.8 en 4.11, se obtiene que:

$$I_{Lsw(max)} = 5,24 A + \frac{1,57}{2} \approx 6 A$$

La opción para el manejo de esta cantidad de corriente hallada será a través de un inductor de tipo toroidal de un calibre de alambre de cobre adecuado para la aplicación.

Después de verificar que un alambre de cobre esmaltado calibre nro. 18 es capaz de soportar la corriente deseada, se procedió a trenzarlos en dos núcleos de ferrita (uno para cada convertidor) extraídos de un equipo de potencia defectuoso.

Se enrollaron 34 vueltas alrededor de cada núcleo y, mediante un circuito resonante RLC, se determinaron experimentalmente sus valores de inductancia, obteniéndose $L_1 = 95,96 \mu H$ y $L_2 = 98 \mu H$.

Estos valores hallados alteran la corriente mínima y el rizado de corriente, por lo tanto volviendolos a hallar con los nuevos valores se tiene:

$$\Delta i_L = 0,42 A \quad \text{y} \quad I_{min} > 0,21 A$$

Dando así un mayor margen de corriente para funcionar en modo continuo.

- **Cálculo del valor de la capacitancia de salida**

La frecuencia de corte del filtro viene dado por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Despejando C, se tiene:

$$C = \frac{1}{L(2\pi f_c)^2}$$

Reemplazando el valor de f_c anteriormente elegido se tiene que C es:

$$C = \frac{1}{100\mu H (2\pi \times 550Hz)^2} \Rightarrow C = 837 \mu F$$

Para seleccionar un capacitor con la capacitancia calculada, es necesario determinar su voltaje de ruptura máximo. Este se obtiene de la ecuación 4.1, considerando el caso extremo donde el ciclo de trabajo es $D = 1$ y el voltaje de entrada máximo es $V_i = 18,5V$ (según la Tabla 4.1), resultando en un voltaje de ruptura de 18.5 V.

4.4.1.4. El sistema de conmutación

- **Selección del MOSFET:**

Para la elección del dispositivo de conmutación es necesario saber, además de la corriente máxima ya calculada, la corriente promedio y la tensión de bloqueo. Calculo de las corrientes promedio de los elementos de conmutación alto y bajo.

$$I_i = I_{sw1} = I_o D_{mpp} = 6 A \cdot 0,85 = 5,1 A$$

$$I_{sw2} = I_o - I_o D_{mpp} = I_o(1 - D) = 6 A \cdot (1 - 0,85) = 0,9 A$$

La tensión máxima de bloqueo o tensión de corte:

$$V_{bloqueo} = V_{mpp} = 18,5 V$$

Adicionalmente a los aspectos de tensión y corriente, es crucial que el conmutador tenga bajas pérdidas por conmutación. Sin lugar a duda, el dispositivo preferido para este propósito es el MOSFET, ya que, en estado de conducción, presenta caídas de voltaje mucho menores en comparación con un BJT. Esto se debe a que el MOSFET tiene una resistencia en estado de conducción $R_{DS(on)}$ del orden de los $m\Omega$, lo que reduce significativamente las pérdidas y aumenta la eficiencia del sistema.

Al tratar de manejar la corriente y voltaje producida por un panel (uno por convertidor), la mayoría de MOSFET encontrados se ajustan a las necesidades de la tesis:

La Tabla 4.5 muestra que la mayoría de MOSFET's encontrados sobrepasen las demandas de los requerimientos de corriente y voltaje para los convertidores, estos podrían ser empleados para cuando se utilice más de un panel solar en diferentes configuraciones.

Pensando en esa posibilidad se eligió el modelo IRF540N por el acceso fácil y rápido a este.

- **Circuito bootstrap del controlador de MOSFET**

Tabla 4.5: Comparación de MOSFETs de International Rectifier hábiles para los convertidores.

Modelo	Corriente de Drenaje (I_D)	Tensión de bloqueo (V_{DS})	Resistencia $R_{DS(on)}$	Carga total compuerta (nC)
IRLZ44N	47 A	55 V	22 mΩ	67
IRF540N	33 A	100 V	44 mΩ	63
IRL3705N	89 A	30 V	10 mΩ	140
IRFZ44N	49 A	55 V	28 mΩ	67
IRF3205	110 A	55 V	8 mΩ	146

Existen controladores o drivers de MOSFET para cubrir la demanda de carga presente en la compuerta de estos, como el IR2103, detalle que los microcontroladores como el que se usará aquí no podrá suministrar. Por otro lado, al elegir una conmutación síncrona (dos dispositivos de control para la conmutación) se encontró controladores de medio puente, que son capaces de manejar la tensión y corriente necesaria, además que presenta un desfase en sus salidas el cual es requerimiento para el control síncrono.

La configuración y el diseño de estos controladores viene acompañado de un circuito Bootstrap que no es más que un capacitor y un diodo, que presenta un camino de baja impedancia para cargar el MOSFET.

El valor del capacitor bootstrap, según Diallo y Drivers(2023), es mayor o igual a 10 veces que la capacitancia presente en la compuerta del MOSFET, esto es:

$$C_{boot} \geq 10 C_{gs}$$

A su vez la capacitancia de compuerta es igual a:

$$C_{gs} = \frac{Q_{tgs}}{V_{GS}}$$

Según la Tabla 4.5 el MOSFET IRF540N posee una carga total de compuerta $Q_{tgs} = 63 \text{ nC}$ para aproximadamente $V_{GS} = 12 \text{ V}$.

Por lo tanto, el capacitor de bootstrap deberá ser mayor o igual a:

$$C_{boot} \geq 10 \frac{146 \text{ nC}}{12 \text{ V}} = 12,17 \text{ nF}$$

- **Diseño de las resistencias en compuerta**

Al suministrar corriente a la capacitancia equivalente en la compuerta debe evacuarse al momento de apagarse el MOSFET, para presentar un camino se coloca una resistencia en paralelo entre la compuerta y la fuente (R_{GS}). Los valores van desde $1K\ \Omega$ a $20\ K\Omega$, por lo que se eligió $R_{GS} = 10\ K\Omega$.

Por otro lado, para limitar la corriente que el controlador de MOSFET y el circuito bootstrap proporcionan a la compuerta del MOSFET, se coloca una resistencia en serie a este (R_g). Este valor normalmente se halla de forma experimental, colocando resistencias de distintos valores, y con un osciloscopio medir el tiempo de encendido del MOSFET. Este valor se emplea en la ecuación 4.12, que relaciona corriente, carga y tiempo. Así con el valor de carga en la compuerta del IRF3205, se puede calcular la corriente de encendido, la cual no debe superar la corriente máxima que el IR2103 puede suministrar, ya que un exceso podría provocar sobrecalentamiento y eventual daño al controlador.

$$I_{driver} = \frac{Q_{gs}}{\Delta t_{enc}} \quad (4.12)$$

Se probó primero con resistencias del orden de los $K\Omega$, resultando lentas las transiciones con resistores de alto valor y por ende el cociente entre la carga y el tiempo resultaban bajas, lo que dió permiso para seguir decrementando el valor de R_g por debajo de los $100\ \Omega$, consiguiendo establecer $R_g = 35\ \Omega$ sin revasar la corriente máxima que puede suministrar el IR2103.

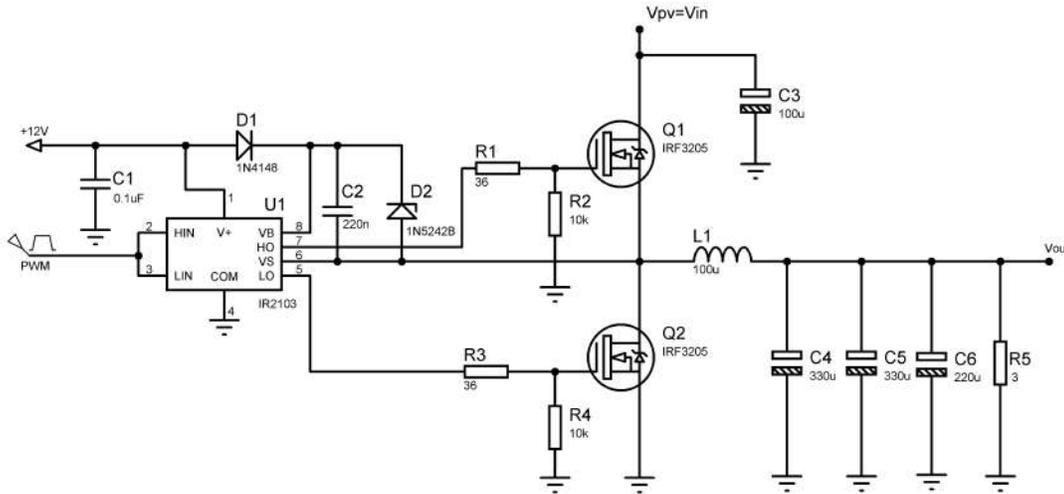


Figura 4.4: Convertidor de corriente continua reductor con circuito Bootstrap y driver IR2103.

4.4.2. Implementación del algoritmo MPPT

4.4.2.1. Requerimientos y criterios de funcionalidad del algoritmo

Antes de proceder con la implementación del algoritmo, se propone los siguientes requerimientos y criterios, desde un punto de vista técnico o funcional.

- **Exactitud de rastreo:** Se espera que el algoritmo busque de manera exacta con una tolerancia de $< 1 W$, los puntos máximos de potencia en diferentes condiciones de irradiancia y temperatura de las celdas solares.

La métrica a utilizar para determinar cuán exacto es el algoritmo será a través del error absoluto medio dada por:

$$MAE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |P_{i_{ref}} - P_{i_{med}}| \quad (4.13)$$

Donde:

$P_{i_{ref}} [W]$ son los diferentes niveles de potencia, que emulará los cambios en la irradiancia y temperatura y el algoritmo deberá ser capaz de seguir;

$P_{i_{med}} [W]$ son las mediciones de potencia en la entrada del convertidor resultado de las mismos cambios mencionados;

n número de muestras tomadas.

- **Eficiencia media o promedio:** Un algoritmo implementado con alta eficiencia (cerca al 100 %) asegurará la máxima extracción de potencia y por ende la aplicación correcta de los modelos analíticos. Por ello se espera que la eficiencia se de al menos o por encima del 96 % según la Tabla 4.4.

La eficiencia se define por cuanto potencia es capaz de extraer el sistema al implementar el algoritmo respecto de la potencia máxima disponible o teórica, matemáticamente definida por:

$$\eta_{MPPT_{prom}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{P_{i_{med}}}{P_{i_{ref}}} \times 100 \% \quad (4.14)$$

- **Tiempo de convergencia:** Aunque pueda parecer irrelevante el tiempo de convergencia al punto máximo de potencia respecto de los minutos en que el tiempo aparentemente permanece constante. En un lugar como el Cusco, se distingue variación en segundos del nivel de irradiancia, esto según el perfil de irradiancia registrado el día 17 de octubre del 2024 mostrado en la gráfica de la Figura 4.5, en el mismo lugar donde se tomarán los datos posteriormente. Se observó que ocurren descensos drásticos o cambios bruscos en el nivel de irradiancia en lapsos tan cortos de 7 segundos (correspondiente al tiempo de muestreo, explicado más adelante).

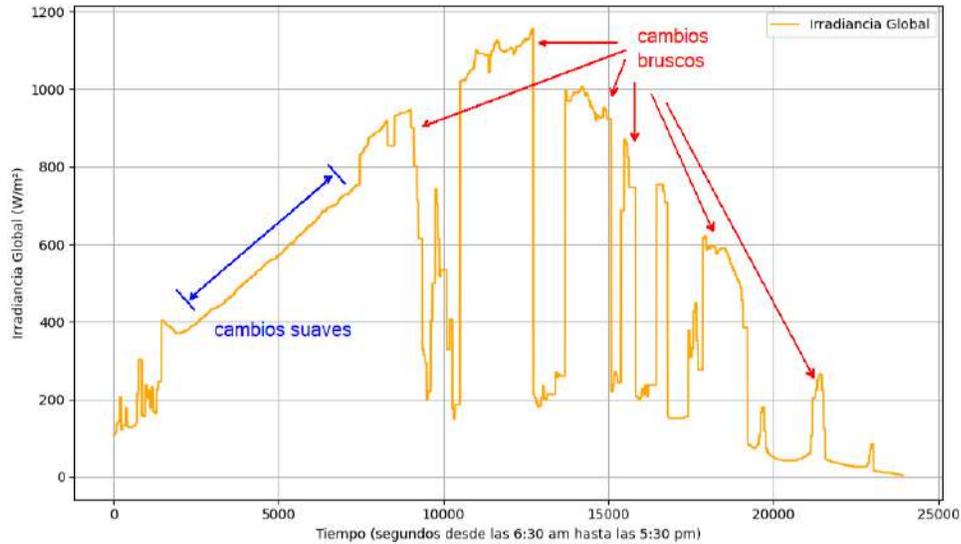


Figura 4.5: Perfil de irradiancia del 17 de octubre del 2024 donde se distinguen los cambios bruscos de los suaves.

Dicho esto y clasificando los cambios de irradiancia en graduales o suaves y bruscos, que se produce en la ciudad del Cusco, suponiendo que es así al menos para los meses finales del año 2024, se concluye que el tiempo de convergencia deberá ser de:

$$t_{conv} < 7 \text{ seg.} \quad (4.15)$$

- Sensibilidad ante cambios graduales:** Según lo visto en el ítem anterior, está el caso de los cambios graduales o suaves (variación de la irradiancia en un intervalo de tiempo en minutos), como se señala en la gráfica de la Figura 4.5, debido a la ausencia de nubosidad o como despejado “aparentemente”. Dicho esto, se puede afirmar que la sensibilidad del algoritmo debe ser capaz de detectar no solo cambios bruscos, sino también variaciones suaves. Para evaluar esta capacidad, se introducirá un parámetro relativamente nuevo, el cual será explicado posteriormente en esta misma sección.
- Oscilación alrededor del punto máximo de potencia:** Se espera que el algoritmo tenga un mínimo o nada de oscilación alrededor del punto de máxima potencia para garantizar estabilidad. Sin embargo, las oscilaciones pueden ser provechosas para los cambios suaves donde las variaciones de corriente y voltaje son casi imperceptibles y que ponen en riesgo la exactitud del algoritmo. Por lo tanto, se debe diseñar un algoritmo que brinde estabilidad en el punto máximo sin perder exactitud debido a los cambios suaves.

4.4.2.2. Evaluación de los algoritmos P&O e IC

Se evaluará si los algoritmos P&O y/o IC cumplen con los requerimientos establecidos. Para ello, es necesario comprender la lógica de control del ciclo de trabajo (D) en función de las condiciones presentadas en las tablas 2.1 y 2.2. En otras palabras se debe analizar la acción equivalente de D sobre V_{pv} en el convertidor Buck.

Esta relación se puede visualizar de forma clara a través de la relación $V_o - V_i$ de la ecuación 4.1. Despejando V_{pv} en función de D, se obtiene:

$$V_o = DV_{pv} \Rightarrow V_{pv} = \frac{V_o}{D} \quad (4.16)$$

A partir de la ecuación 4.16, se observa una relación inversa entre V_{pv} y D. Esto implica que, ante un incremento en V_{pv} , D disminuirá y viceversa. De este modo, las tablas 2.1 y 2.2, en función del ciclo de trabajo para un convertidor Buck, se definen en la Tabla 4.6:

Tabla 4.6: Condiciones de los algoritmos P&O e IC en función del ciclo de trabajo para el convertidor Buck.

Condiciones P&O e IC	Acciones en V_{pv}	Acciones en D
(i)	Incrementar	Disminuir
(ii)	Incrementar	Disminuir
(iii)	Disminuir	Incrementar
(iv)	Disminuir	Incrementar
(v)	$V_{pv} = V_o$	$D = D_o$

Para facilitar la comprensión de los algoritmos P&O e IC, se ha representado la lógica de funcionamiento de la Tabla 4.6, junto con las figuras 2.16 y 2.17, en forma de diagramas de flujo, como se muestra en la Figura 4.6. El código de programación de los mismos se puede encontrar en los anexos 6.3).

Nótese que, en el diagrama de flujo del algoritmo IC de la Figura 4.6.b, se implementa la condición $\Delta V = 0$ para evitar posibles conflictos en el programa, dado que ΔV aparece en el denominador. Además, esta condición ofrece una forma complementaria de identificar la llegada al punto de máxima potencia al evaluarla conjuntamente con ΔI .

Las pruebas de implementación de los algoritmos P&O e IC se llevaron a cabo utilizando una fuente de poder de laboratorio marca Tektronix PWS4305 con capacidad de 30V/5A, la cual se empleó para emular el comportamiento de los paneles solares bajo

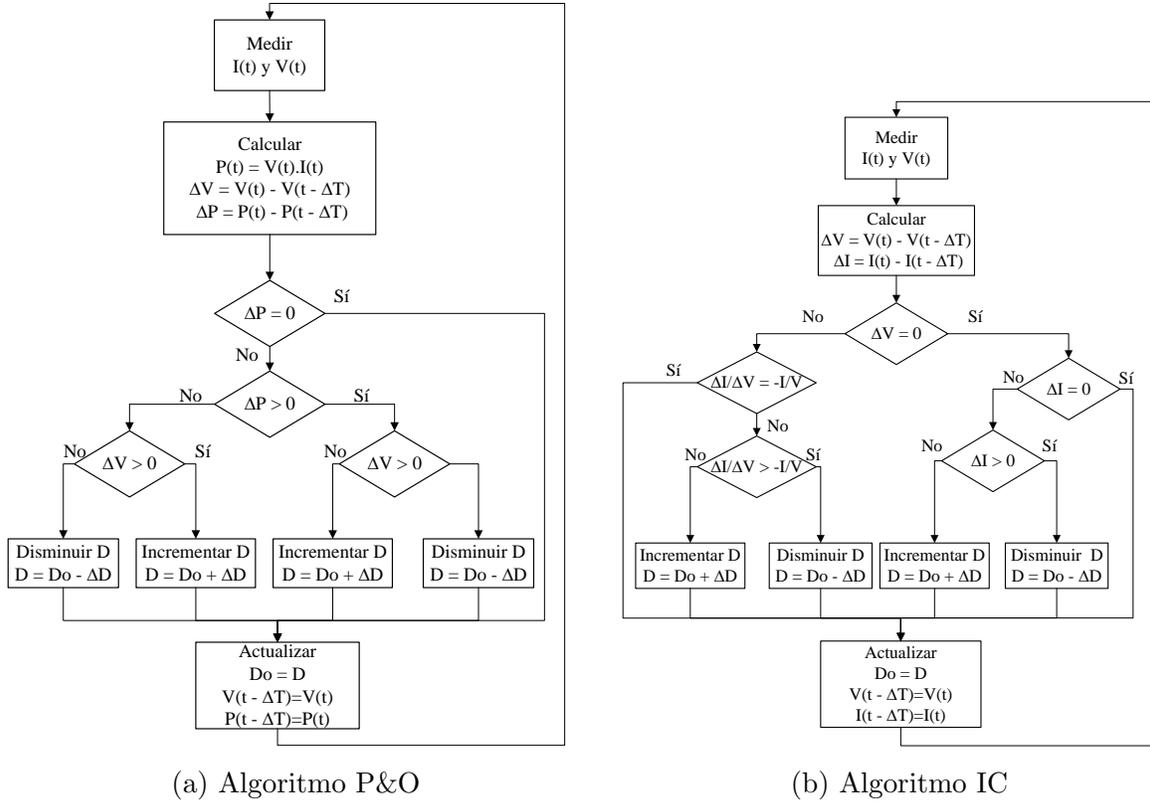


Figura 4.6: Diagramas de flujo de los algoritmos P&O e IC para el convertidor Buck implementado.

diferentes niveles de potencia. Estas pruebas se limitaron a reproducir cambios bruscos o escalonados, ya que, aunque la fuente cuenta con una perilla que permite variar la corriente y la tensión de forma gradual, resultó complicado comparar la potencia medida con la potencia teórica o seleccionada en la fuente para cambios suaves.

A partir de esta delimitación, se seleccionaron combinaciones específicas de corriente y tensión para establecer los siguientes niveles de potencia de referencia: 10, 20, 30, 36 y 54 W, aplicados de forma creciente y decreciente de manera escalonada.

La prueba del algoritmo P&O se llevó a cabo con un ciclo de trabajo inicial del 50% y un ancho de paso del 1.96% con el cual logró alcanzar el primer nivel de potencia de referencia. Aunque el algoritmo logró detectar con éxito la mayoría de los niveles de referencia de potencia asignados, como se observa en la Figura 4.7.a, se detectaron oscilaciones en todos ellos. Además, el algoritmo tardó 40 segundos en alcanzar el primer nivel de referencia de 10 W, sin embargo solo 2 segundos en promedio para alcanzar el resto. Estas oscilaciones presentan una amplitud promedio de 3 W, como se observa en la Figura 4.7.b para el nivel de referencia de 54 W. Las muestras registradas no son valores enteros debido a la resolución del orden de 10^{-3} de los sensores de corriente y voltaje, como se muestran en las Tablas 4.22 y 4.25 de la Sección 4.6. Lo que descalifica su

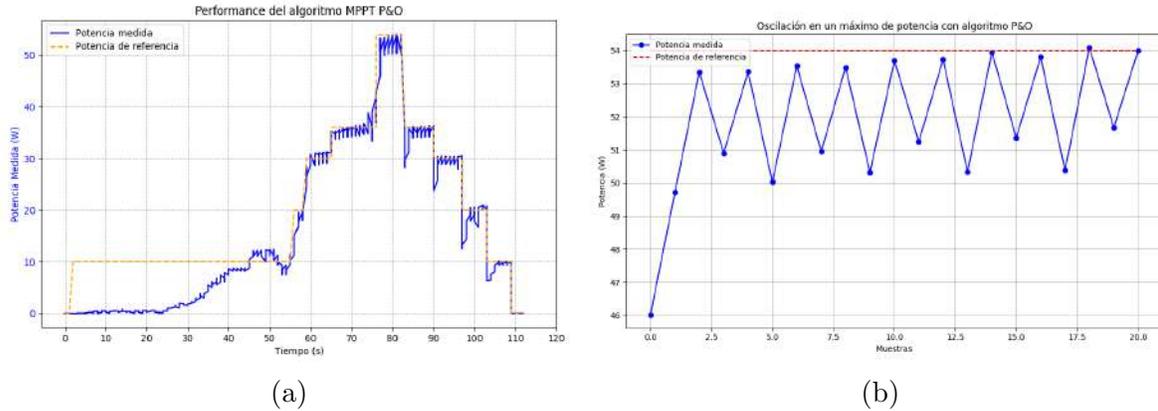


Figura 4.7: a) Performance del algoritmo P&O para diferentes niveles de potencia. b) Oscilaciones presentadas en el punto máxima de potencia en la implementación del algoritmo P&O.

implementación para su aplicación en pruebas reales con los paneles según los requerimientos establecidos.

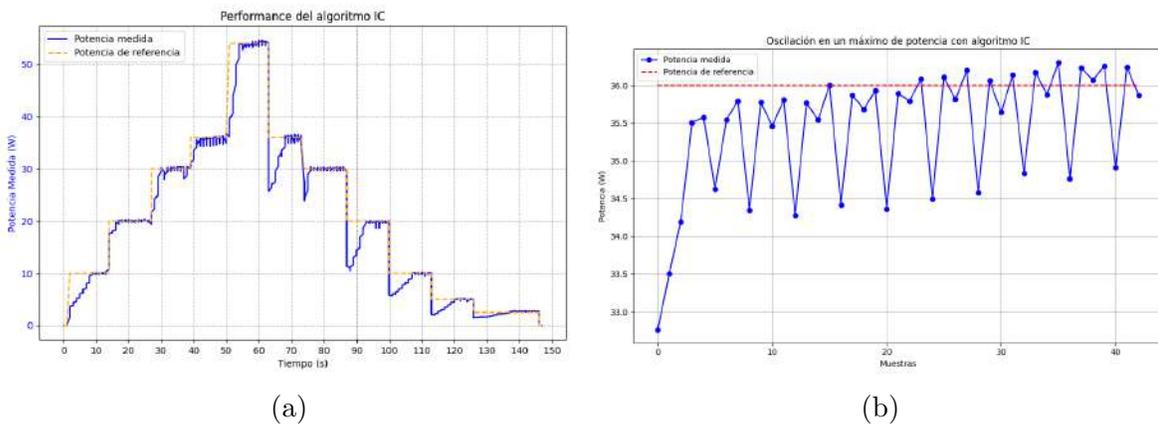


Figura 4.8: a) Performance del algoritmo IC para diferentes niveles de potencia. b) Oscilaciones presentadas en el punto máxima de potencia en la implementación del algoritmo IC.

De manera similar, el algoritmo IC se inició con un ciclo de trabajo del 50%, pero con un ancho de paso del 0.78%. Alcanzó con éxito el 100% de los niveles de referencia asignados y mostró un mejor desempeño en el arranque en comparación con el algoritmo P&O, ya que lo logró en menos de 10 segundos. Sin embargo, también se detectaron oscilaciones, aunque de menor magnitud visualmente, como se observa en la Figura 4.8.a. El tiempo de búsqueda fue de 3 segundos, y la amplitud de las oscilaciones fue de aproximadamente 1.5 W (Figura 4.8.b), lo que hace que este algoritmo (IC) sea una opción prometedora para su aplicación en pruebas reales.

Para resumir y contrastar los resultados obtenidos por los algoritmos respecto a los va-

lores requeridos, se presenta la Tabla 4.7. Esta muestra que, entre los algoritmos P&O e IC, el de mejor desempeño es el algoritmo IC, debido a su menor error absoluto medio (MAE) y mayor eficiencia, aunque tarda 1 segundo más en alcanzar el punto máximo de potencia en comparación con el algoritmo P&O. En cuanto a los valores requeridos, ambos algoritmos cumplen con una eficiencia superior al 96 % y un tiempo de convergencia inferior a 7 segundos. Se concluye que el algoritmo IC es el más adecuado para pruebas reales, y a partir de este se plantea realizar mejoras para reducir el MAE y eliminar las oscilaciones.

Tabla 4.7: Tabla de métricas de exactitud al implementar los algoritmos P&O e IC.

	Algoritmo P&O	Algoritmo IC	Valor requerido
MAE	4 W	1.56 W	<1 W
Eficiencia	96.98 %	99.5 %	>96 %
Tiempo de convergencia	2 seg.	3 seg.	<7 seg.
Oscilación en el MPP	Sí	Sí	No
Tamaño de paso del ciclo de trabajo (ΔD)			
P&O: 1.96 %; IC: 0.78 %			

Para realizar las mejoras, es fundamental identificar qué parte del algoritmo IC genera las oscilaciones. De acuerdo con la Figura 4.6.b, el punto máximo se alcanza cuando:

$$\Delta V = 0 \wedge \Delta I = 0 \vee \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V} \quad (4.17)$$

Y, según se observa en la Figura 4.8.b, mientras estas oscilaciones no cesen al menos por un instante, no se cumplirán las condiciones de la ecuación 4.17. Esto se debe a que el ciclo de trabajo se actualiza constantemente en $+\Delta D$ o $-\Delta D$, lo que impide que D se estabilice en un valor fijo. En otras palabras, la falta de estabilización en el ciclo de trabajo es la causa principal de las oscilaciones.

4.4.2.3. Propuesta de una mejora para implementar el algoritmo IC

En la literatura se proponen diversos métodos para estabilizar el ciclo de trabajo o reducir y eliminar las oscilaciones. Entre ellos, destacan los métodos basados en lógica difusa (Shiau et al., 2015), que modifican el ciclo de trabajo mediante reglas de inferencia para diferentes combinaciones de voltaje y corriente. También se encuentran métodos que

emplean factores de escalamiento, estimando el voltaje en circuito abierto y la corriente de cortocircuito, como lo presentan Chuang, Liu, y Ye (2020) y Owusu-Nyarko et al. (2021). No obstante, debido a su complejidad y menor practicidad en la aplicación, dichos métodos no se implementaron en este trabajo.

Recientemente, en el presente año, Chellakhi, Beid, Abouelmahjoub, y Doubabi (2024) publicaron una investigación en la que implementaron un método basado en un factor de escalamiento, esta vez considerando los cambios de potencia, corriente y voltaje. Este enfoque resulta más práctico para su aplicación en esta tesis, dado que también se miden estos valores. Dichos cambios se integran en una sola variable, como se muestra en la ecuación 4.18.

$$M = |\Delta P + \Delta V \Delta I| \quad (4.18)$$

La ecuación 4.18 se representa en la curva que describe M en relación con la curva voltaje-potencia de un panel fotovoltaico (ver Figura 4.9). Se observa que este método permite identificar el punto de máxima potencia siempre y cuando M permanezca por debajo de un umbral (Th). A su vez, en este punto, la magnitud del ancho de paso se aproxima a cero, lo que ocasiona la desaparición de las oscilaciones.

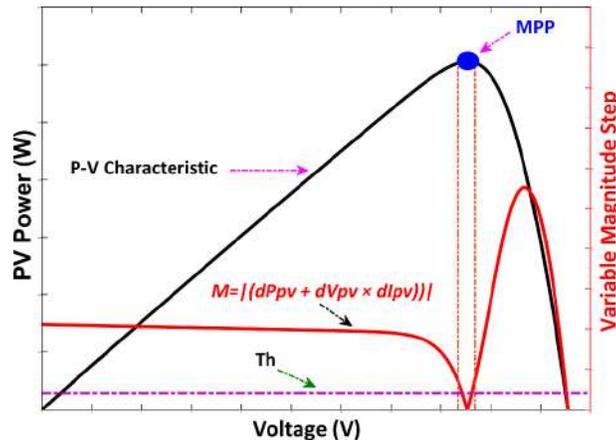


Figura 4.9: Curva de la variación del ancho del ciclo de trabajo.

Sin embargo, debido a que no se ha tenido acceso completo al artículo mencionado, más allá de las imágenes y su resumen, no se pudo implementarlo solamente con el principio de funcionamiento del método de la Figura 4.9, no obstante fue complemento para controlar las oscilaciones.

Por otra parte se ha investigado que Arduino dispone de una función llamada `millis()`, que devuelve el número de milisegundos transcurridos desde que la placa comienza a ejecutar su programa o periódicamente. Esta función permite medir intervalos de tiempo mediante comparaciones con estructuras `if`, el cual permite realizar tareas en intervalos específicos sin interrumpir la ejecución general del programa, esto facilita la realización

de tareas en paralelo. Es con esta función y a través comparaciones de tiempo, que se ajustaron dinámicamente los anchos de paso del ciclo de trabajo con determinadas duraciones para el funcionamiento del algoritmo IC. Esto permite cumplir las condiciones establecidas en la ecuación 4.17, ajustando $\Delta D = 0$ cuando el punto máximo se localiza dentro de los 3 segundos de convergencia que el algoritmo IC requiere.

Dicho esto, como se vio en la Figura 4.5, se clasificaron dos tipos de cambios en la irradiancia (suaves y abruptos), por lo que se hizo una estimación cuantitativa de estos cambios en términos de M , de esta manera se buscó el ajuste del ancho de paso con valores pequeños para cambios suaves y con valores grandes para cambios abruptos, según la Tabla 4.8.

Tabla 4.8: Valores de M y ΔD para cambios suaves y abruptos en la irradiancia.

Tipo de cambio	Valor equivalente en M	Variación de ΔD	Duración
Suaves	$0,21 \leq M < 4$	$s_0 = 2$	$T_0 = 1s$
		$s_1 = 1$	$T_1 = 2s$
		$\Delta D = 0$	$T_2 = 1s$
Abruptos	$M \geq 4$	$b_0 = 8$	$T_0 = 0,5s$
		$b_1 = 2$	$T_1 = 2s$
		$b_2 = 1$	$T_2 = 1s$
		$\Delta D = 0$	$T_3 = 1s$

En la Tabla 4.8 se especifica los valores de ΔD en términos digitales con la duración respectiva en lo que dura la búsqueda del punto máximo por parte del algoritmo IC. Se aprecia la secuencia de estos valores descritos por s_i y b_i , donde estos son los valores para los cambios suaves (**s**) y para los cambios abruptos (**b**) y ambos terminan en $\Delta D = 0$ para estabilizar el punto máximo.

Este procedimiento se explica mejor en el diagrama de flujos de la Figura 4.10, el cual es explicado a continuación:

- **Medir y calcular las variables eléctricas:**

En primera instancia se mide la corriente (I) y voltaje (V), para calcular la potencia (P), la variación de V , I , P y M . Para los cuales en el arranque del programa el voltaje y corriente son inicializados en cero. Seguidamente se almacena el valor del tiempo de ejecución del programa hasta ese instante almacenado en una variable tipo `unsigned long t = millis()`. Además se inicia ΔD en cero.

- **Habilitar la detección de cambios:**

Si el valor de M es mayor o igual a 4, el programa inhabilita la detección de más cambios y también la acción de modificar el ancho de paso para cambios suaves descrito por `modo suave`, y si el valor de M está dentro del intervalo de 0.21 a 4, entonces también inhabilita la detección de cambios, pero esta vez deshabilita `modo abrupto`.

- **Ejecución del algoritmo IC en paralelo a los cambios en ΔD :**

Cualquiera que sea la modalidad de cambio se inicia la asignación de valores en ΔD de forma decreciente según la Tabla 4.8. En lo que dure esta asignación de valores el algoritmo IC es ejecutado sin problemas ya que la funcionalidad de `millis()` lo permite.

- **Reiniciar detección de cambios:**

Una vez llegado al valor de $\Delta D = 0$, se asigna un breve espacio de tiempo para que las oscilaciones se estabilicen, y el programa vuelva a habilitar la detección de cambios para una siguiente búsqueda, mientras no se superen los umbrales establecidos.

Nótese en el diagrama de flujos de la Figura 4.10 que se colocan la duración de los tiempos de los anchos de paso en términos de instantes de tiempo, esto debido a que el valor de τ se actualiza en cada repetición del bucle de programa y por lo tanto se debe comparar este valor con los valores de t_1 , t_2 , t_3 y t_4 . En lo que dura la ejecución de b_0 , b_1 , b_2 y s_0 , s_1 .

Los resultados de la implementación de esta lógica se muestran en la Subsección 5.1.1 de los resultados respecto a los objetivos específicos. En ella se verá que se alcanza con los requerimientos establecidos.

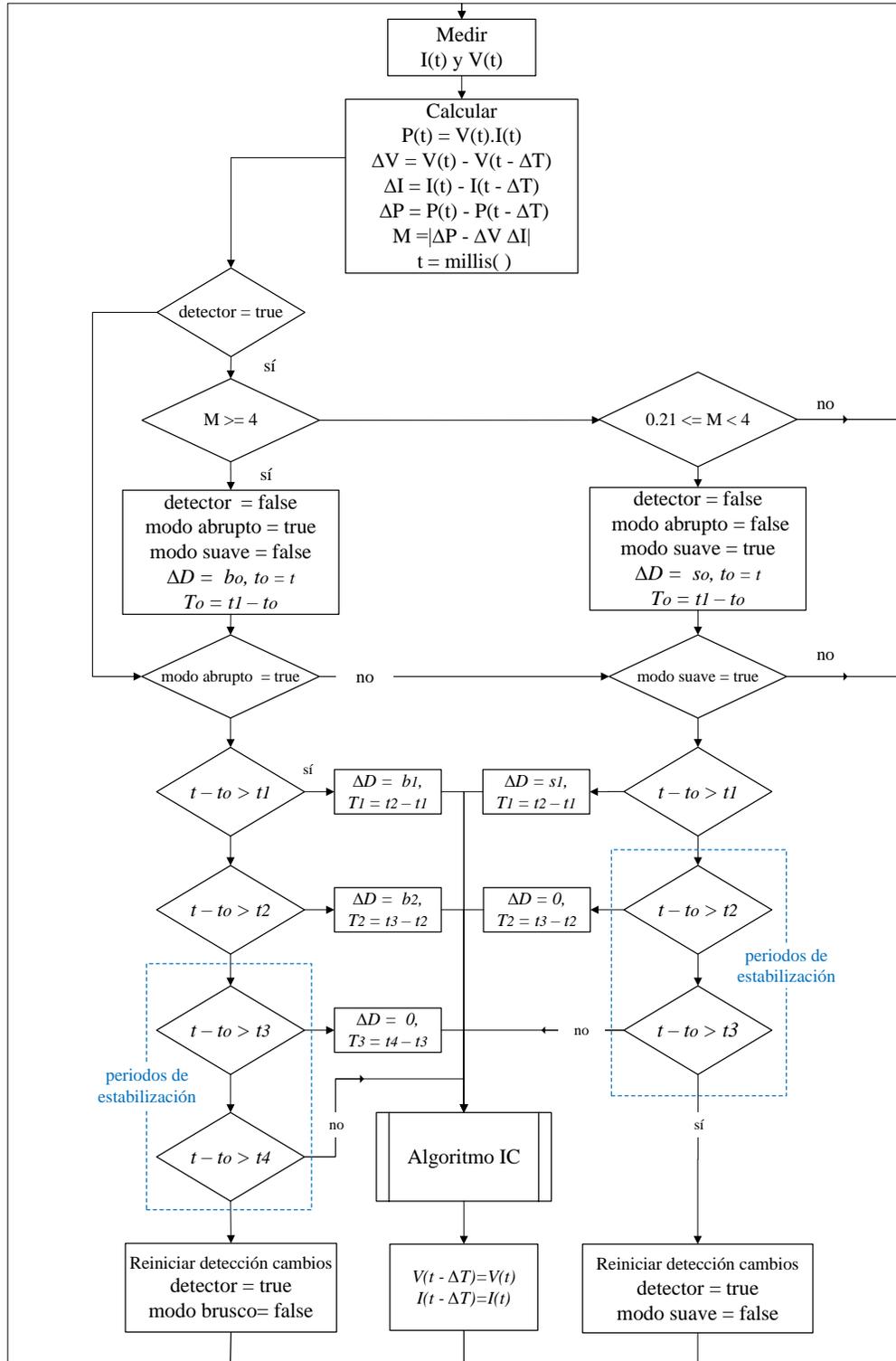


Figura 4.10: Diagrama de flujos del algoritmo IC mejorado propuesto para eliminación de las oscilaciones y el control de la sensibilidad en los cambios de irradiancia.

4.4.3. Selección del microcontrolador de adquisición de datos

4.4.3.1. Requerimientos de hardware y software

Se requiere que el microcontrolador del sistema seguidor del punto de máxima potencia (MPPT) cumpla las siguientes funciones:

- Recoja, procese y calcule las magnitudes de las señales de salida de los sensores de los sistemas MPPT, uno por panel.
- Realice procedimientos matemáticos básicos de sumas, restas, multiplicaciones y comparaciones, además se pueda implementar algoritmos MPPT clásicos como el P&O y el IC con relativa facilidad.
- Proporcione señales digitales PWM y sea fácil la manipulación del ancho de pulso.
- Pueda enviar datos a un nodo de integración de datos con el menor hardware posible.

Además se requiere que el microcontrolador tenga las siguientes capacidades en software y hardware :

- Número de puertos ADC: 7
 - 2 puertos para medición de corriente, uno por panel.
 - 2 puertos para medición de voltaje, uno por panel.
 - 2 puertos para medición de temperatura de superficie de paneles, uno por panel.
 - 1 puerto para medición de temperatura de la placa a implementar.
- Número de puertos digitales PWM: 2, para el control de los sistemas de conmutación de los convertidores. Uno por convertidor.
- Frecuencia de reloj mínimo de 20 MHz. Para realizar las lecturas de las magnitudes de corriente, voltaje y temperatura y ejecutar el algoritmo IC mejorado.
- Lenguaje de programación de alto nivel para facilitar la programación.

El microcontrolador seleccionado para este sistema, de acuerdo con la Tabla 4.9 y en función de los requerimientos establecidos, es el ATmega328P, que constituye el núcleo de la placa de desarrollo Arduino Nano. Aunque su frecuencia de reloj no cumple estrictamente con el mínimo requerido, esta placa permite la adquisición y transmisión de datos sin necesidad de circuitos adicionales. La diferencia entre la frecuencia requerida y la proporcionada por el ATmega328P es aceptable, considerando que la velocidad de los cambios de irradiancia se da en una escala de segundos como se vio en la Figura 4.5. También se puede justificar su selección a través de los siguientes ítems.

Característica	PIC16F877A	ATmega328P	ESP32
Arquitectura	8 bits	8 bits	32 bits
Velocidad del procesador	20 MHz	16 MHz	240 MHz
Memoria Flash	14 KB	32 KB	4 MB
Memoria RAM	368 bytes	2 KB	520 KB
Cantidad de pines GPIO	33	22	36
Capacidad ADC	10 bits, 8 canales	10 bits, 8 canales	12 bits, 18 canales
Conectividad	No disponible	Interfaz USB	Wi-Fi y Bluetooth
Costo aproximado	$s/30,00 - s/40,00$	$s/20,00 - s/30,00$	$s/30,00 - s/45,00$
Consumo energético	Bajo	Moderado	Moderado
Complejidad del desarrollo	Moderada	Baja	Moderada

Tabla 4.9: Comparativa entre PIC16F877A, Arduino Nano y ESP32 para procesamiento de datos en sistemas MPPT.

- **Facilidad de uso y disponibilidad de recursos:** Arduino Nano es ampliamente conocido por su facilidad de uso, especialmente si se compara con microcontroladores como el PIC, que requieren configuraciones más complejas. Arduino tiene una gran cantidad de bibliotecas disponibles que simplifican la programación, lo que acelera el desarrollo del proyecto. Por ejemplo, para el control PWM iterativo y continuo de los circuitos de conmutación.
- **Comunicación y conectividad:** Arduino Nano tiene puertos de comunicación fáciles de usar, como USB y UART, que facilitan la conexión a otros dispositivos o sistemas de monitoreo, como una PC o un datalogger, sin necesidad de circuitos adicionales. Tal es el caso que esta tesis se requerirá el puerto USB para el envío de las mediciones de corriente, tensión y temperatura al nodo de integración de datos.
- **Compatibilidad con sensores y módulos:** Más adelante se verá los sensores utilizados, los cuales son compatibles con este microcontrolador ya que cuenta con 8 entradas ADC de 10 bits los suficientes para los dos circuitos para la extracción del punto máximo de potencia.
- **Capacidad de procesamiento y rendimiento:** Aunque un microcontrolador PIC podría ser más adecuado para aplicaciones de bajo consumo o con requisitos

más estrictos de rendimiento, Arduino Nano (con su ATmega328P) tiene suficiente capacidad de procesamiento para implementar algoritmos MPPT (como P&O o IC) de manera eficiente, sin presentar problemas de rendimiento en la mayoría de las aplicaciones.

Para el control de los circuitos de conmutación se hizo uso de la librería “PWM.h” el cual tiene integrado las funciones necesarias para generar señales de ancho de pulso variable (PWM). El comando para generar señales PWM con diferentes valores de ancho de pulso es:

```
pwmWrite(<pin de salida digital PWM>, <valor del ancho de pulso: 0–255>)
```

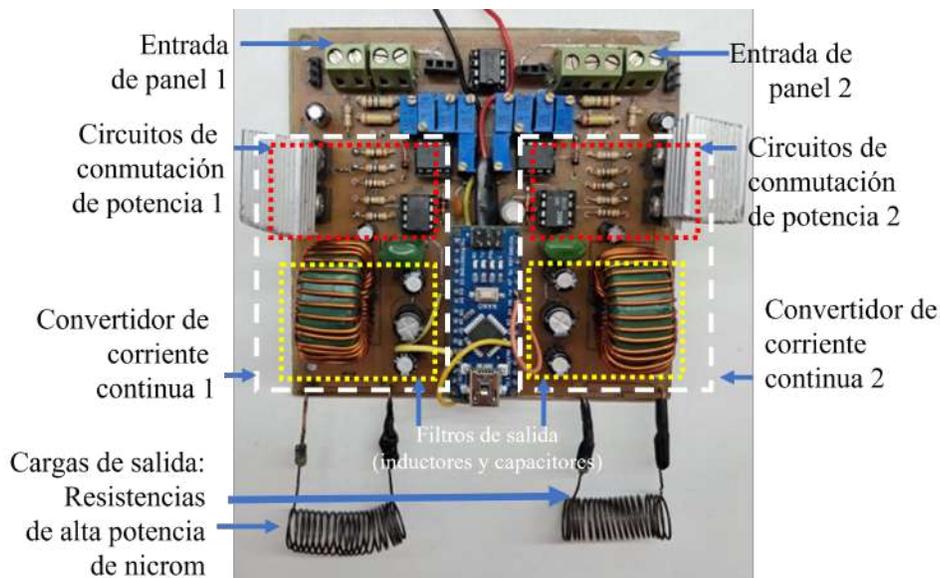


Figura 4.11: Implementación de circuitos convertidores potencia para 2 paneles de distinto tiempo en servicio.

4.5. Diseño e implementación de la instrumentación fotovoltaica

La instrumentación fotovoltaica se refiere a los sistemas diseñados para medir variables como la corriente, el voltaje y la temperatura de los paneles fotovoltaicos. Esto se diferencia de la instrumentación ambiental, que se abordará más adelante, enfocada en la medición de parámetros como la irradiancia, la temperatura ambiente y la velocidad del viento.

4.5.1. Criterios para la selección de la instrumentación fotovoltaica

Antes de iniciar el diseño del sistema de medición de corriente, voltaje y temperatura de superficie, es fundamental definir criterios y requisitos técnicos que se ajusten a las necesidades del proyecto. Estos aspectos son:

- **Rango de medición:** Definida por los límites máximos y mínimos de las magnitudes a medir, que puede incluir una tolerancia debido al límite superior del rango de variabilidad de generación de potencia del panel (ver Tabla 4.1).
 - Corriente: 0 - 4.35 A (I_{mpp}) + tolerancia de 15 %.
 - Voltaje: 0 - 22.5 V (V_{oc}) + tolerancia de 15 %.
 - Temperatura: 10 °C - 85 °C (considerando el rango de operación del panel y las condiciones de temperatura en la ciudad del Cusco).
- **Compatibilidad:** Este criterio se refiere a la capacidad de integración de los sensores con el controlador seleccionado. Es deseable que los sensores tengan una salida analógica y/o digital que permita sincronizar en tiempo real las lecturas de la instrumentación fotovoltaica con las mediciones ambientales.
- **Precisión:** Aunque se prefiere una alta precisión para garantizar mediciones confiables, este criterio puede ser flexible, ya que posteriormente se compararán las lecturas entre sensores de la misma magnitud para mejorar el manejo de errores relativos. Por ello, se prefieren sensores con una precisión entre moderada a alta.
- **Costo de acceso:** La accesibilidad desde el punto de vista de la disponibilidad y del costo, se busca seleccionar sensores que cumplan con los tres criterios anteriores y, con base en ello, evaluar si la adquisición de un dispositivo específico es justificable y accesible.

Dicho todo esto se resumen los criterios explicados anteriormente en la siguiente tabla:

4.5.2. Elección e implementación del sensor de corriente o amperímetro

Se llevó a cabo una búsqueda de sensores con características similares a las especificadas en la Tabla 4.10. Los resultados de esta búsqueda se presentan en la siguiente tabla, donde se enlistan los sensores seleccionados.

De las opciones encontradas se observa que el INA219 y el ACS758 cumplen con 3 requisitos, excepto con el rango de medición requerida, donde tiene una corriente de medición

Tabla 4.10: Criterios para la selección de la instrumentación fotovoltaica

	Corriente	Voltaje	Temperatura
Rango de medición	0 - 5 A	0 - 26 V	10 °C - 85 °C
Compatibilidad	salida analógica	Salida analógica	Salida analógica
Precisión	Moderada - alta	Moderada - alta	Moderada - alta
Costo de acceso	Accesible	Accesible	Accesible

Tabla 4.11: Comparación de sensores de corriente

Característica	INA219	ACS712	ACS758	LA 55-P
Corriente máxima	3.2A (bidireccional)	5A, 20A, 30A (según modelo)	50A, 100A, 150A, 200A (según modelo)	50A (según modelo)
Compatibilidad	salida digital	salida analógica	Salida analógica	salida analógica
Precisión	Alta ($\pm 0.5\%$)	Moderada ($\pm 1.5\%$)	Moderada ($\pm 1\%$)	Alta ($\pm 0.65\%$)
Costo	s/25.00	s/12 - s/15.00	s/25 - s/35.00	\$36

por debajo de la requerida y la sobrepasa. El LA 55-P tiene características similares a los dos anteriores excepto que este sensor no se encuentra en el mercado local y tiene un precio exorbitante, aunque este monto cueste 0.85% de diferencia de precisión respecto del ACS712, se da por elegido este último con la idea de que los dos sensores elegidos para la toma de datos se hagan en las mismas condiciones ambientales y obtener una diferencia de lecturas entre ambas para el mejor manejo de errores.

4.5.2.1. Implementación del ACS712-20A

Al sensor seleccionado y adquirido no se necesita implementar más que una etapa de filtro de señales ruidosas del ambiente y de la propia placa generada por los 55 KHz del sistema de conmutación y así evitar fluctuaciones de voltaje en la salida del sensor ACS712.

Al ser la salida del ACS712-20A una señal analógica de corriente continua, se procede a diseñar un filtro pasabajo con Al ser la salida Otro punto a considerar, es el efecto de carga del sensor de corriente sobre las entradas ADC.

Para abordar este último punto, se requiere echar un vistazo a las hojas de dato del microcontrolador y del sensor. Según la hoja de datos del chip ATmega328p, el ADC está

optimizado para señales analógicas con una impedancia de salida de aproximadamente $10\text{ k}\Omega$ o menos, sin embargo, sugiere el uso de fuentes con salidas de baja impedancia para así minimizar la transferencia de carga necesaria del condensador S/H de la Figura 4.12 ante señales que varían rápidamente.

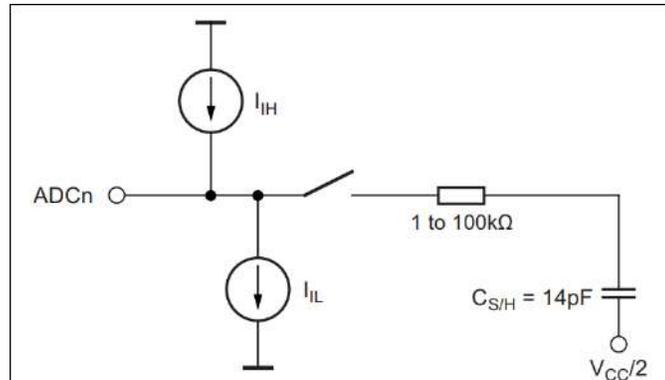


Figura 4.12: Circuito del ADC de entrada del microcontrolador ATMEGA328P.

Por otra parte, la hoja de datos del sensor ACS712 no menciona nada sobre su impedancia de salida, sin embargo, se puede visualizar un op-amp en modo seguidor o buffer antes del pin de salida en su diagrama de bloques funcional, lo que indica implícitamente poseer una impedancia de salida baja, por ello concluimos que al menos este sensor no requerirá de un op-amp externo para el acoplamiento de impedancias, por lo que solo será necesario diseñar un filtro pasabajo.

Si la frecuencia fundamental de la señal PWM del convertidor es 55 KHz y la atenuación presentada por un filtro pasabajo de primer orden es de 20 dB/década , entonces la frecuencia de corte del filtro a diseñar deberá ser alrededor de 5.5 KHz o menos.

Se calcula entonces el valor de la resistencia para la frecuencia de corte hallada y un capacitor de un valor de $C = 1\text{ nF}$ (recomendación del fabricante). Por lo tanto, en:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \Rightarrow R = \frac{1}{2\pi f_c C}$$

$$R = 10\ \Omega$$

El amperímetro con el ACS712 queda entonces:

4.5.3. Elección e implementación del voltímetro

La elección del sensor de voltaje se baso en la complejidad de uso y su costo, no tanto por la precisión en vista que se tendrá una relación de lecturas entre el sensor de voltaje

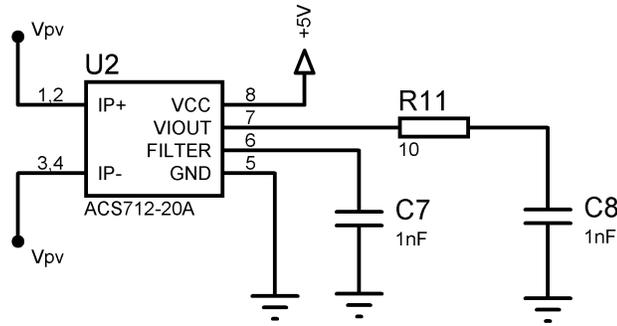


Figura 4.13: Circuito ACS712 con filtro pasabajo para medir corriente.

para el panel con uso y el nuevo.

Tabla 4.12: Comparación de sensores de voltaje

Característica	FZ0430	INA219	Divisor de Tensión	MCP3008
Rango de medición	0-25V DC	0-26V DC	Ajustable	0-3.3V/5V DC
Precisión	Baja	Alta	Media	Media
Complejidad de uso	Baja	Media	Muy baja	Media
Costo	S/ 15-20	S/ 30-45	S/ 2-10	S/ 25-35

Por ello de la Tabla 4.12 se escogió a un divisor de tensión para las lecturas.

El requerimiento es medir tensiones menores a 26 V, considerando un margen de error según la Tabla 4.1 y una salida de 5 V máximo para las lecturas ADC. La tensión de salida de un divisor es:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_i$$

Para voltajes de entrada y salida máxima, la relación de resistencias es:

$$R_1 = 4,2R_2$$

Para que la corriente de polarización del divisor no interfiera en la corriente de salida del panel, se asigna $R_2 = 250 K$ de tal manera que $R_1 \approx 1 M$.

Para el correcto acoplamiento de impedancia se sumo un microchip LM358, que posee internamente 2 amplificadores operacionales los cuales se configuraron en modo seguidores, con esto el circuito es el que se muestra en la siguiente figura:

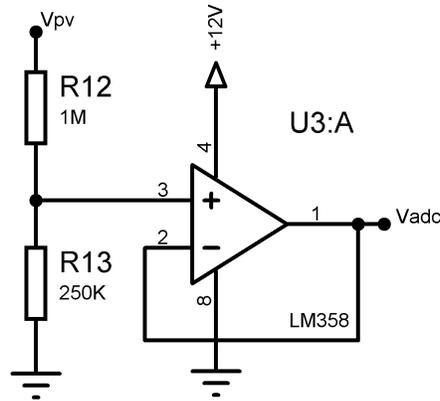


Figura 4.14: Circuito del sensor de voltaje formado por un divisor de voltaje.

4.5.4. Elección, diseño e implementación del sensor de temperatura superficial

Para la elección del sensor de temperatura se considero la temperatura no uniforme de la superficie de los paneles fotovoltaicos, al menos bajo la suposición de no uniforme para los 0.4852 m^2 de área efectiva, esta variación de temperatura sobre la superficie del panel se corroboró con una imagen tomada con una cámara termográfica, mostrada a continuación:

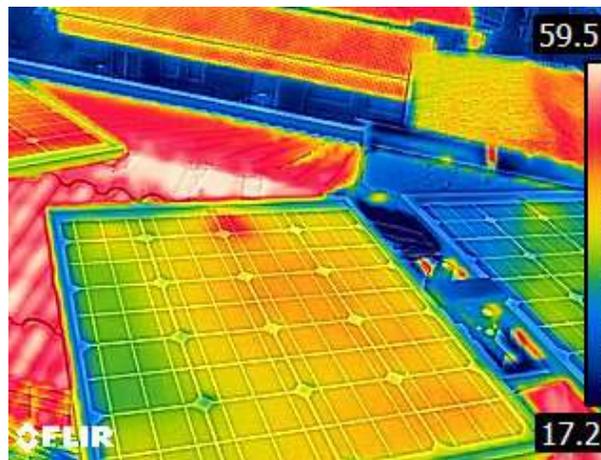


Figura 4.15: Temperatura de panel fotovoltaico tomada con cámara termográfica FLIR.

En esta imagen 4.15, se corrobora la no uniformidad de la temperatura superficial de uno de los paneles a usar constratado por la escala de temperaturas del borde derecho en esta misma imagen.

Con base a este pequeño análisis y una suposición inicial más certera se procedió a buscar las opciones según los requisitos elaborados. Los resultados de esta búsqueda se resu-

me en la siguiente tabla:

Tabla 4.13: Comparativa de sensores para medir la temperatura de la superficie de un panel solar.

Característica	NTC Thermistor	Termopar	RTD (Termómetro de Resistencia)	Cámara Termográfica
Tipo	Resistencia Variable	Sensor de Voltaje	Resistencia Variable	Imágenes Infrarrojas
Rango de Temperatura	-50°C a 150°C	-200°C a 1,800°C	-200°C a 850°C	-20°C a 2,000°C
Precisión	±0.5°C	±1.5°C	±0.1°C	±1°C
Costo	Bajo	Medio	Alto	Muy Alto

De las opciones encontradas se eligió el NTC por no excederse del rango de temperaturas requerido y tener una precisión cercana a los del termopar y del RTD. En cuanto a la cámara termográfica tiene un costo alto, aunque se cuenta con una cámara termográfica marca FLIR, con la que se tomó la foto de la Figura 4.15 esta no cuenta con el envío de datos en tiempo real, por ello se procedió a la adquisición de sensores NTC con aplicación sobre superficies (ver características en anexos).

Para medir la temperatura superficial se usará 4 NTCs (comprados de un mismo lote e idénticos) dispuestos en serie en un puente de Wheatstone el cuál ofrecerá una salida de voltaje promediada de estas cuatro. A continuación se presenta el diseño y demostración matemática del sistema de medición de temperatura promedio superficial.

4.5.4.1. Diseño de puente de Wheatstone para un NTC

Primero se diseño el sistema de medición con 1 NTC. El método seguido para diseñar el puente de Wheatstone será basado en la linealización de los NTC's y la calibración del puente, en el siguiente rango de temperaturas: $T_{min} = 18\text{ °C}$ a $T_{max} = 86\text{ °C}$, ubicando la temperatura central en 52 °C cercana a la temperatura nominal de operación del panel (NOCT=48 °C).

El rango seleccionado se debió a las limitaciones de condiciones para la calibración donde 86 °C es el valor al que hierve el agua en la ciudad del Cusco (medido con el mismo termómetro utilizado en la calibración) y 18 °C por ser la temperatura ambiente promedio a lo largo del día por encima de los 15 °C y facilidad en la calibración y evitar uso de hielo para alcanzar temperaturas inferiores a 18 °C (temperatura del agua de grifo de agua). Con esto, se procedió a seguir los pasos para diseñar los valores de las resistencias de un puente de Wheatstone para la medición de temperatura.

- **Linealización de los NTC:**

La linealización para el NTC requiere conocer el valor de la resistencia del NTC en el punto central del rango de temperaturas seleccionado. Para ello se implementó un depósi-

to de agua a 52°C y en ella se sumergió por completo los 8 NTCs adquiridos (4 por panel), obteniendo valores alrededor de :

$$R_p = R_{NTC}(T_{med} = 52^{\circ}\text{C}) \approx 3880 \Omega$$

Donde se denomina R_p al valor de la resistencia para linealizar los NTC. El valor comercial cercana a esta resistencia fue de 3900Ω . Este valor se mantendrá para el diseño con 4 NTCs.

- **Obtención de los valores extremos de resistencia equivalentes al rango de temperatura:**

Con las resistencias de linealización implementadas en paralelo a los NTC (procedimiento seguido del método) se procedió a sumergir los NTC linealizados en agua a 18°C y 86°C , obteniendo los siguientes valores mostrados en la Tabla 4.14.

Se seleccionó el promedio de estas 8 lecturas denotadas por $R_{lin_{min}}$ y $R_{lin_{max}}$ (resistencia NTC linealizadas de valor mínimo y máximo):

$$\begin{aligned} R_{lin_{max}}(T_{min} = 18^{\circ}\text{C}) &= 3007 \Omega \\ R_{lin_{min}}(T_{max} = 86^{\circ}\text{C}) &= 1054 \Omega \end{aligned} \tag{4.19}$$

- **Cálculo de las resistencias del puente:**

Con estos valores se calcula la variación del valor de la resistencia o rango de resistencia y en función a esta calcular el valor de la resistencia de las ramas del puente, excepto de la rama donde se ubica el NTC.

$$\Delta R = R_{lin_{max}} - R_{lin_{min}} = 1953 \Omega$$

Con la finalidad de amplificar la resolución y obtener una diferencia de voltaje manejable en los puntos centrales del puente, se tiene R (resistencia de ramas de puente de Wheatstone):

$$R = 100 \Delta R = 195300 \Omega$$

Con esto se calcula el valor de la resistencia complementaria al NTC posicionado en la misma rama del puente, denotado aquí por R_c :

Tabla 4.14: Valores de los NTC a 18 °C y 86 °C

T (°C)	18	86
R1	3004.76751	1046.34146
R2	3006.34548	1059.66387
R3	3004.76751	1058.60265
R4	3007.39437	1054.34986
R5	3007.91789	1058.07175
R6	3004.24028	1036.13256
R7	3011.56542	1057.54065
R8	3007.91789	1063.9008

$$R_c = R - R_{lin_{max}} = 195300 - 3007 = 192298 \Omega$$

Este valor establece el balance del puente (diferencia de voltaje igual a cero) en la temperatura inferior, por lo que cuando el NTC disminuya su valor, debido a un aumento de temperatura, el puente incrementa la diferencia de voltaje partiendo de cero. Dicho esto, la ecuación de salida del puente para 1 NTC es:

$$V_2 - V_1 = V_{in} \left(\frac{1}{1 + \frac{R_c}{R} + \frac{R_{lin}}{R}} - \frac{1}{2} \right) \quad (4.20)$$

Donde R_{lin} es el valor del NTC linealizado dentro del puente de la Figura 4.16.

Con los valores hallados del puente para 1 NTC, se procede a escalar este diseño para la medición con 4 sensores NTC.

4.5.4.2. Diseño de puente de Wheatstone para cuatro NTC

Para diseñar el puente con cuatro NTC, se asumirá que todos los sensores son idénticos, basándose en los resultados obtenidos en la Tabla 4.14. Con esta suposición, se considera que:

$$\begin{aligned} R1_{lin_{min}} &= R2_{lin_{min}} = R3_{lin_{min}} = R4_{lin_{min}} \\ R1_{lin_{max}} &= R2_{lin_{max}} = R3_{lin_{max}} = R4_{lin_{max}}. \end{aligned}$$

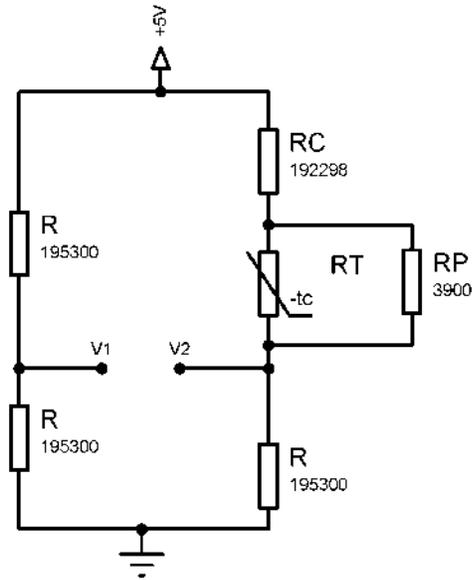


Figura 4.16: Puente de Wheatstone con 1 NTC para medición temperatura en un solo punto.

Ahora si colocamos los NTC uno a continuación del otro o en serie a las temperaturas límites mínimo y máximo para hallar $R'_{lin_{min}}$ y $R'_{lin_{max}}$, se obtendrá:

$$R'_{lin_{max}}(T_{min} = 18^{\circ}C) = R1_{lin_{max}} + R2_{lin_{max}} + R3_{lin_{max}} + R4_{lin_{max}},$$

$$R'_{lin_{min}}(T_{min} = 86^{\circ}C) = R1_{lin_{min}} + R2_{lin_{min}} + R3_{lin_{min}} + R4_{lin_{min}}.$$

Bajo la suposición mencionada se obtiene que:

$$R'_{lin_{max}}(T_{min} = 18 C) = 4R_{lin_{max}}$$

$$R'_{lin_{min}}(T_{max} = 86 C) = 4R_{lin_{min}}$$

De manera similar al caso diseño del puente con 1 NTC, se calcula $\Delta R'$ igual a:

$$\begin{aligned} \Delta R' &= R'_{lin_{max}} - R'_{lin_{min}} \\ &= 4R_{lin_{max}} - 4R_{lin_{min}} \\ &= 4(R_{lin_{max}} - R_{lin_{min}}) \\ \Delta R' &= 4\Delta R \end{aligned}$$

Con esto se calcula R'

$$R' = 100\Delta R' = 100 * 4 * \Delta R = 4 * 100\Delta R$$

$$R' = 4R$$

y R'_c :

$$R'_c = R' - R'_{lin_{max}}$$

$$= 4R - 4R_{lin_{max}}$$

$$= 4(R - R_{lin_{max}})$$

$$R'_c = 4R_c$$

La diferencia de voltaje $V_2 - V_1$ del puente con 4 NTC de la Figura 4.17, es:

$$V_2 - V_1 = V_{in} \left(\frac{1}{1 + \frac{R'_c}{R'} + \frac{R'_{lin}}{R'}} - \frac{1}{2} \right) \quad (4.21)$$

Reemplazando los valores de $R' = 4R$ y $R'_c = 4R_c$, la expresión anterior queda:

$$V_2 - V_1 = V_{in} \left(\frac{1}{1 + \frac{R_c}{R} + \frac{R'_{lin}}{4R}} - \frac{1}{2} \right) \quad (4.22)$$

de donde R'_{lin} es la suma de los NTC linealizados: $R'_{lin} = R1_{lin} + R2_{lin} + R3_{lin} + R4_{lin}$ dispuestos en serie, tal como se aprecia también en la siguiente figura:

Los valores de las resistencias mostrados en la Figura 4.17 se obtienen de reemplazar los valores de las resistencia halladas en el primer diseño.

$$R' = 4R = 781224 \Omega$$

$$R'_c = 4R_c = 769193 \Omega$$

Nótese también que las ecuaciones 4.20 y 4.22 son casi idénticas excepto por el número 4 de la división $\frac{R'_{lin}}{4}$, dando a entender que este término es el **promedio de los valores de los 4 NTC** en serie, para el cual el puente ofrece una única salida de voltaje.

4.5.4.3. Demostración matemática del promediado de los NTC

Se va a comprobar matemáticamente este resultado a través de la relación Resistencia - temperatura de cada NTC linealizado, aproximando a una línea recta: $R = mT + b$ y suponiendo que cada termistor está a diferentes temperaturas dadas por:

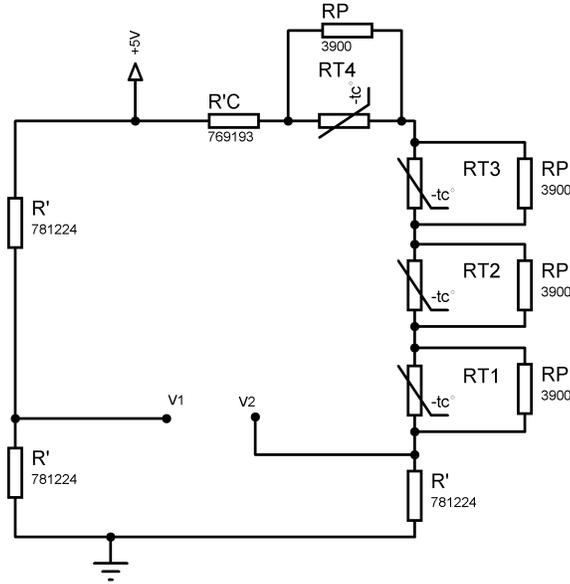


Figura 4.17: Puente de Wheatstone con 4 NTC para medición temperatura de superficie de panel solar.

$$R1_{lin} = m_1 T_1 + b_1$$

$$R2_{lin} = m_2 T_2 + b_2$$

$$R3_{lin} = m_3 T_3 + b_3$$

$$R4_{lin} = m_4 T_4 + b_4$$

Sumando todos los miembros izquierdos y derechos, se obtiene:

$$R1_{lin} + R2_{lin} + R3_{lin} + R4_{lin} = m_1 T_1 + b_1 + m_2 T_2 + b_2 + m_3 T_3 + b_3 + m_4 T_4 + b_4$$

Ordenando términos:

$$R1_{lin} + R2_{lin} + R3_{lin} + R4_{lin} = (m_1 T_1 + m_2 T_2 + m_3 T_3 + m_4 T_4) + b_1 + b_2 + b_3 + b_4$$

Pero bajo la suposición de que $R1_{lin}$, $R2_{lin}$, $R3_{lin}$ y $R4_{lin}$ son idénticos en cuanto a fábrica se tiene que: $m_1 = m_2 = m_3 = m_4 = m$ y $b_1 = b_2 = b_3 = b_4 = b$

Por lo tanto,

$$R1_{lin} + R2_{lin} + R3_{lin} + R4_{lin} = m(T_1 + T_2 + T_3 + T_4) + 4b$$

Dividiendo la ecuación entre 4:

$$\frac{R1_{lin} + R2_{lin} + R3_{lin} + R4_{lin}}{4} = m \frac{(T_1 + T_2 + T_3 + T_4)}{4} + b$$

quedando así finalmente:

$$R_{promedio} = mT_{promedio} + b$$

Esta expresión demuestra que el usar 4 o «n» NTC en serie en un mismo puente de Wheatstone es como si se estaría usando solo uno cuyo valor es el promedio de las demás, y es correspondiente a una temperatura también promedio de las temperaturas a las que está cada NTC.

4.5.4.4. Cálculo de la resistencia de ganancia del amplificador de instrumentación

Para amplificar y escalar el voltaje diferencial de salida del puente de Wheatstone diseñado se usará el amplificador de instrumentación AD620 por su disponibilidad rápida, alto rechazo al ruido común y fácil ajuste de ganancia mediante una resistencia externa.

Para el cálculo que este amplificador de instrumentación deberá proporcionar se divide el voltaje máximo requerido sobre la entrada máxima o voltaje diferencial máximo.

Para ello se debe a introducir los NTC (todos juntos), esta vez implementado en los puentes, dicho sea de paso implementados con potenciómetros de precisión, en agua a 18 °C y 86 °C, obteniendo los siguientes valores que se muestran en la Tabla 4.15.

Tabla 4.15: Voltajes diferenciales en los límites del rango de temperatura propuesto.

Temperatura	Voltaje diferencial 1	Voltaje diferencial 2
18 °C	0 mV	1.5 mV
86 °C	11 mV	13 mV

Las mediciones mostradas en la Tabla 4.15 son el promedio de muestras de voltajes diferenciales tomadas en 1 minuto, utilizando un termómetro con registro de datos (descrito más adelante en la validación del sensor). Para la temperatura de 86 °C, se empleó un termo de agua con un orificio pequeño para mantener dicha temperatura lo más estable posible.

Se observa también, a partir de la tabla mencionada, un ajuste exacto en el puente 1 (voltaje diferencial 1) de 0 mV para la temperatura inferior. Por otro lado, el voltaje diferencial 2 presenta una tensión offset de 1.5 mV para la temperatura inferior, mientras que para la temperatura superior (86 °C) el voltaje diferencial 1 registra una tensión de 11 mV y el voltaje diferencial 2 registra 13 mV.

El voltaje máximo requerido es de 5 V, voltaje máximo de lecturas del microcontrolador ATmega328P, y considerando el voltaje offset del puente de Wheatstone 2, se obtiene la siguientes ganancias.

$$G_1 = \frac{5}{V_{max} - V_{min}} = \frac{5}{11 - 0} \times 1000$$

$$G_1 = 454,54$$

y

$$G_2 = \frac{5}{V_{max} - V_{min}} = \frac{5}{13 - 1,5} \times 1000$$

$$G_2 = 434,78$$

La ecuación de ganancia del amplificador de instrumentación AD620 es:

$$G = \frac{49,4 K}{R_G} + 1 \quad (4.23)$$

Despejando R_G y reemplazando los valores de G_1 y G_2 se tiene:

$$R_{G_1} = 108,92 \Omega$$

y

$$R_{G_2} = 113,88 \Omega$$

La desventaja del amplificador de instrumentación es que requiere de un voltaje de alimentación simétrico, para el AD620 se requiere en el rango de ± 2.3 V y ± 18 V, cuya implementación se verá más adelante. El esquema circuital para la medición de la temperatura superficial se muestra en la Figura 4.18.

Para hallar la ecuación de transformación de voltaje a temperatura se midió el voltaje a la salida de los amplificadores de instrumentación, obteniendo valores muy cercanos entre sí en ambas salidas, por ello se consideró el mismo voltaje para ambos. Los voltajes obtenidos alrededor del rango de temperatura seleccionado son:

Con estos datos, se realiza un gráfico de dispersión para hallar el ajuste de los datos y una ecuación de estimación, que será utilizada para la conversión de voltaje a temperatura, se observa, a continuación, en la Figura 4.19:

El coeficiente de determinación hallada tiene un valor de $R^2 = 0,9953$ equivalente a un buen ajuste de los datos y mostrando cuán lineal son los sensores implementados. Además se optó por hallar una ecuación de estimación de la temperatura en función del voltaje en reemplazo de una razón de proporcionalidad en vista que se posee aproximaciones en el diseño de los componentes y considerando su estabilidad térmica. La ecuación es:

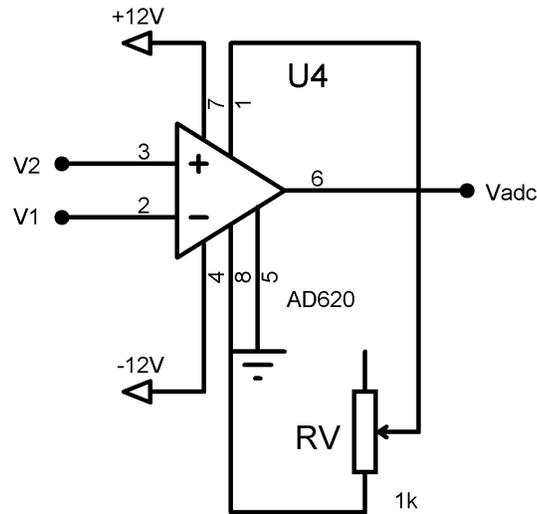


Figura 4.18: Configuración del amplificador de instrumentación AD620 para las lecturas ADC.

Tabla 4.16: Voltajes obtenidos a las salidas de los amplificadores de instrumentación para diferentes temperaturas.

Voltaje (V)	Temperatura ($^{\circ}C$)
0.008	16
0.29	18
1.56	30.2
2.84	46.9
3.22	52.7
4.67	65.1
5.11	69.6

$$Temperatura [^{\circ}C] = \frac{1}{S} Voltaje [Voltios] + T_o \quad (4.24)$$

Donde S es la sensibilidad en $mV/^{\circ}C$ igual a 92.68 y T_o es la temperatura inferior real obtenida de medición.

A continuación, se presenta el procedimiento para la obtención de datos ambientales de

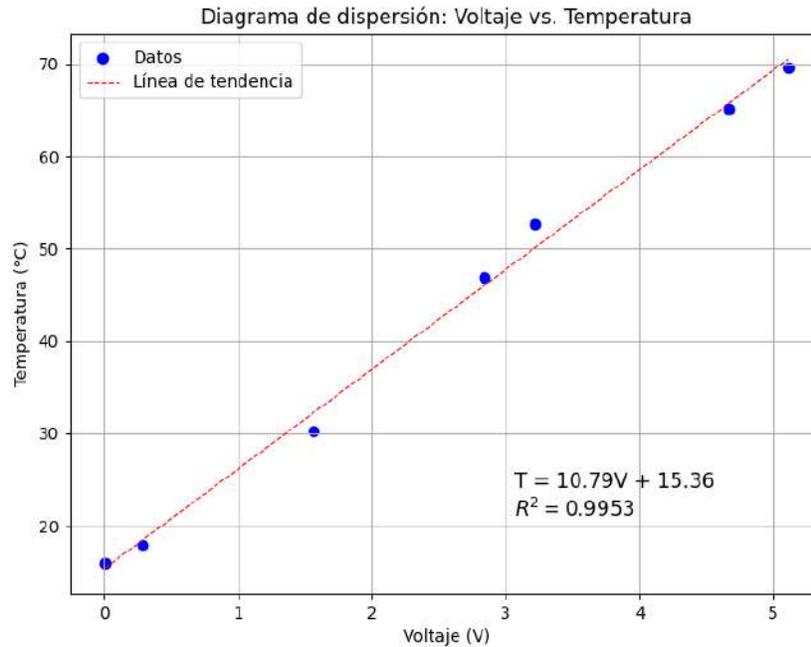


Figura 4.19: Diagrama de dispersión para cálculo de ajuste y ecuación de conversión de voltaje a temperatura.

irradiancia, temperatura ambiental y velocidad de viento.

4.5.5. Adquisición de variables climáticas de la estación meteorológica

La estación meteorológica modelo Vantage Pro2 de DAVIS Instruments Corp. esta diseñada para medir y registrar datos climáticos de alta precisión en tiempo real a través de un data logger conectado a la consola y a su vez, por medio de un puerto USB, transmitirlos a un ordenador, que para la aplicación será un raspberry pi 3b para guardar estos datos a nivel local.

Para la transmisión de datos, DAVIS Instruments Corp. proporciona un manual de referencia para los modelos Vantage Pro, Vantage Pro2 y Vantage Vue cuyos parámetros de comunicación serial son: 8 bit de datos, 1 bit de empuzo, 1 bit de paro, sin paridad. La velocidad en baudios por defecto es 19200, sin embargo, puede seleccionarse entre 1200, 2400, 4800, 9600 y 14400 y 19200 baudios.

La Tabla 4.17 muestra las principales características de los 3 tipos de memoria del data-logger WeatherLink para conocer más de cerca cómo ha de extraerse los datos climáticos necesarios de la estación.

Tabla 4.17: Cuadro comparativo de los tipos de memoria del WeatherLink.

Características	Memoria de archivo	Memoria EEPROM	Memoria de procesador
Propósito	Almacenar datos históricos de las lecturas climáticas	Guardar configuraciones permanentes del sistema	Almacenar datos en tiempo real de los sensores
Tipo de datos	Registros de temperatura, humedad, presión, etc.	Calibraciones, ubicación (latitud/longitud), configuración del transmisor	Lecturas actuales de sensores, valores máximos/mínimos del día
Duración de los datos	A largo plazo (hasta que se sobrescriben cuando se llena)	Permanente, hasta que se actualizan manualmente	Temporal, se actualizan continuamente
Capacidad	132 KB (almacena hasta 2560 registros)	4 KB	4 KB
Acceso a los datos	Accesible desde la PC para análisis	No accesible desde la PC, configurado por el sistema	Accesible vía comandos LOOP y LPS

El objetivo con la estación meteorológica es extraer los datos de algunos sensores en tiempo real, para así almacenarlos al mismo instante en que se almacenan los datos eléctricos y la temperatura de superficie de los paneles solares. Para ello, se puede enviar los comandos «LOOP» y «LPS» al datalogger para pedir acceso a estos datos en tiempo real.

Al hacer la petición con LOOP la respuesta del logger es uno o más paquetes de 99 bytes cada uno, dependiendo del número de paquetes solicitados. En estos paquetes se encuentran todas las mediciones del clima que se integran en la consola como: Temperatura, humedad, velocidad del viento, dirección del viento, UV, presión atmosférica, precipitación, etc. La respuesta de LPS es lo mismo que LOOP y unas cuantas mediciones adicionales como la evapotranspiración y algunos pronósticos de velocidad de viento y precipitación.

Para acceder a los datos ambientales mencionados se debe acceder a unos índices que corresponden a la localización de un parámetro en específico dentro de la trama de 99 bytes. Los índices de datos para los datos requeridos se muestran en la Tabla 4.19, se adjuntó en los anexos los índices de más parámetros para mayor interés.

Con los parámetros de la comunicación serial y la ubicación de los índices necesarios

Tabla 4.18: Comparación entre los comandos LOOP y LPS.

Característica	LOOP	LPS
Parámetros de comandos	número de paquetes - decimal	-tipo de paquetes - decimal. -número de paquetes - decimal.
Tipo de Datos	Datos climáticos instantáneos (ej. temperatura, humedad.)	Datos instantáneos y predictivos.
Frecuencia de Envío	Cada 2 segundos entre paquetes.	Cada 2.5 segundos entre paquetes.

Tabla 4.19: Índices para extraer información de radiación solar, temperatura ambiente y velocidad de viento.

Campo	Índice	Tamaño	Explicación
Radiación Solar	44	2	La unidad es en vatios/metro cuadrado.
Temperatura ambiente	12	2	El valor se envía como décimas de grado en F. Por ejemplo, se devuelve 795 para 79.5°F.
Velocidad de viento	14	1	Es un valor sin signo de un byte en mph.

para este trabajo, se adaptó parte del código en python proporcionado en los anexos del trabajo de tesis de Huaman (2018) para transmitir datos desde la consola al nodo de integración de datos.

Algorithm 1 Comunicación con Datalogger y procesamiento de datos

- 1: **Configurar parámetros de comunicación serial:** serial.Serial(parámetros de comunicación serial)
 - 2: **while** verdadero **do**
 - 3: **Solicitar un paquete:** ser.write(b'LOOP 1')
 - 4: **Leer paquete de 99 bytes:** data ← ser.read(99)
 - 5: **Esperar 6.5 segundos**
 - 6: **Extraer valores de la trama de datos**
 - 7: **Convertir unidades**
 - 8: **Enviar datos:** Convertir datos a JSON y enviarlos
 - 9: **end while**
-

A continuación, se explica cada parte del algoritmo de programación dejando el código completo en los anexos.

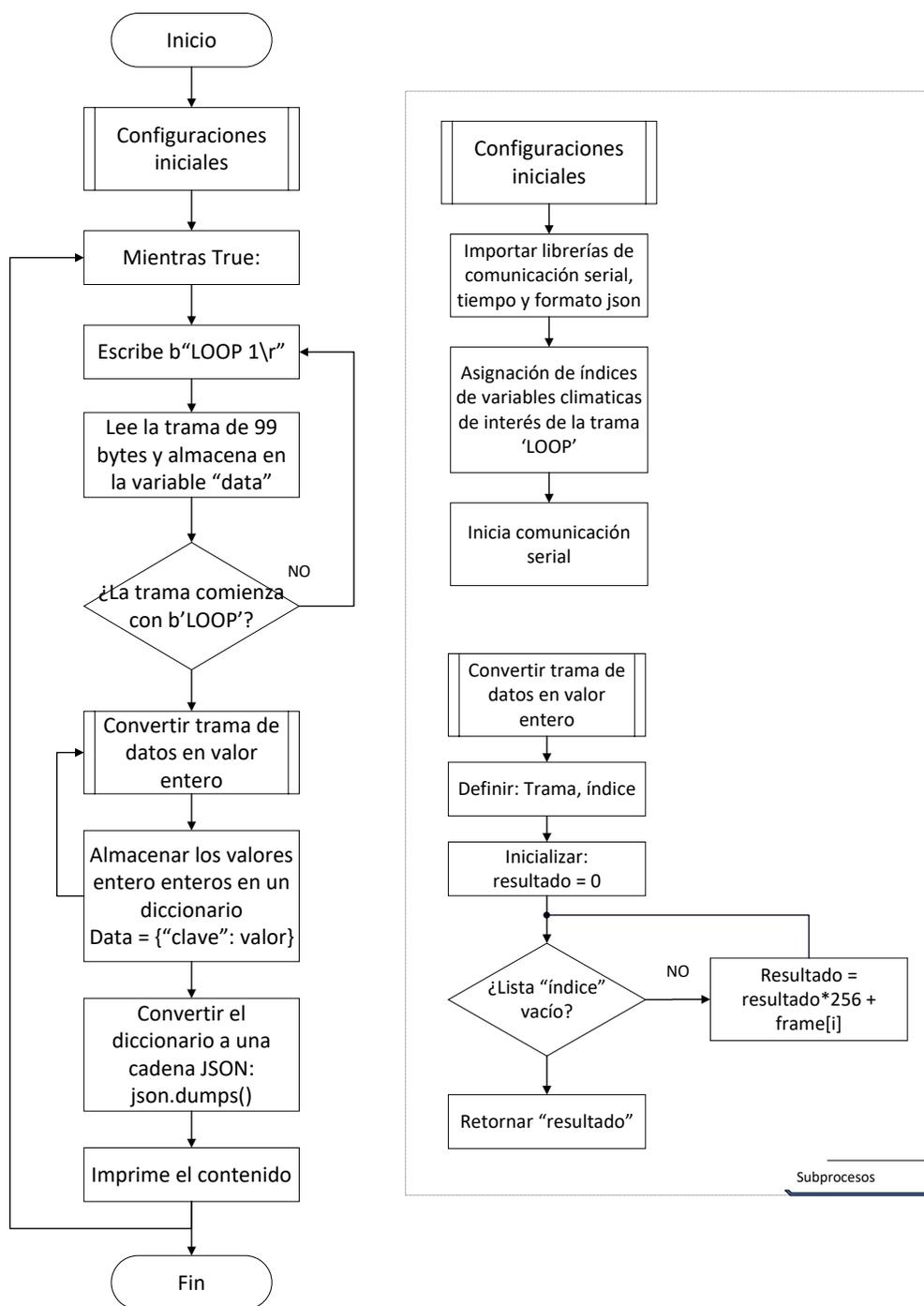


Figura 4.20: Diagrama de flujo para la comunicación serial entre la consola de Davis Instruments y el nodo de integración de datos.

- **Configuración inicial serial:** Se configura el puerto USB por donde se ha de

recibir los datos, la velocidad de transmisión, resolución de datos.

- **Solicitar trama de datos:** El receptor envía o escribe una cadena de texto LOOP en formato bytes para solicitar el paquete de 99 bytes donde se localizan todos los parámetros ambientales.
- **Recibir la trama de datos:** El receptor esta vez lee los datos solicitados en respuesta del comando anterior.
- **Extraer los datos de la trama:** Se extrae y convierte los parámetros necesarios según los índices de posicionamiento en la trama de datos. Convierte los datos byte a byte a formato decimal según el tamaño del parámetro en la trama.
- **Conversión de unidades:** Se realiza un cambio de sistema de unidades para la temperatura y la velocidad de viento.
- **Envío de datos:** Los datos adquiridos y procesado se envían en notación JavaScript (JSON) a la plataforma de programación visual node - RED, el cuál se explicará más adelante.

Antes de pasar a la siguiente subsección se debe tomar nota que el envío de datos no se realiza cada 2 segundos como menciona en el manual de protocolo de comunicación sino cada 6.5 segundos cuyo valor determinará el tiempo de muestreo del sistema de adquisición de datos ambientales y por ende el tiempo de muestreo de los datos fotovoltaicos (corriente, voltaje y temperatura de los paneles).

4.5.6. Consumo de potencia del sistema y circuitos de alimentación

El consumo máximo de corriente y potencia máxima de cada uno de los elementos activos y pasivos del sistema para un voltaje de operación en Voltios se muestra en la Tabla 4.20.

Adicionalmente se esta considerando un sensor LM35 que se ubicará en el entorno de la placa a implementar y un ventilador para que refrigere esta misma y evitar que se sobrecalienten los elementos de conmutación en vista que la potencia generada por los paneles se disiparan en resistencia de hilos de nicrom.

Considerando la potencia total requerida, se optó por elegir una fuente regulada reductora como el módulo LM2596 capaz de entregar 3A en su salida. Uno de estos módulos alimentará los dispositivos que requieran 5 Voltios y otros dos funcionarán como un regulador inversor capaz de funcionar como una fuente simétrica de +12 V y -12 V esto a consideración para el funcionamiento del amplificador de instrumentación AD620.

El voltaje negativo se obtiene elevando el pin de tierra del regulador (ON/OFF-GND) al voltaje negativo de salida y, posteriormente, conectar a tierra el pin de retroalimentación

Tabla 4.20: Consumo de corriente y potencia estimada de componentes del sistema.

Componente	Voltaje de Operación	Consumo de corriente máximo	Potencia máxima
IR2103 Driver MOSFET	12 V	2 mA	0.024 W
ACS712 Sensor de Corriente	5 V	10 mA	0.05 W
AD620 Amplificador Instrumental	+12 V / -12 V	2 mA	0.048 W
LM358 Amplificador Operacional	12 V	1 mA	0.012 W
Puente de Wheatstone	5 V	6.4 μA	0.032 mW
LM35 Sensor de Temperatura	5 V	0.06 mA	0.0003 W
Ventilador	12 V	1000 mA	12 W
Raspberry Pi 3	5 V	800 - 1000 mA	4 - 5 W
Consola Davis	12 V	120 mA	1.44 W
Total de Consumo		1941 - 2141 mA	17.57 - 18.57 W

(Instruments, 2023). De este modo, el regulador detecta el voltaje de salida invertido y lo regula. Utilizando el punto de tierra de salida de un primer regulador conectado al voltaje de referencia de salida de un segundo se obtiene una fuente simétrica como se muestra en la Figura 4.21.b. Se colocan dos diodos a la entrada y la salida para protección contra polaridad inversa.

4.6. Calibración de los sensores

Para garantizar la precisión de los sensores de corriente, voltaje y temperatura superficial se realizó un procedimiento de comparación respecto de un instrumento patrón o de referencia, para este caso, con un multímetro electrónico Fluke modelo 287, con funciones de amperímetro, voltímetro y termómetro, este último mediante un termopar tipo K (consultar hoja de datos en los anexos).

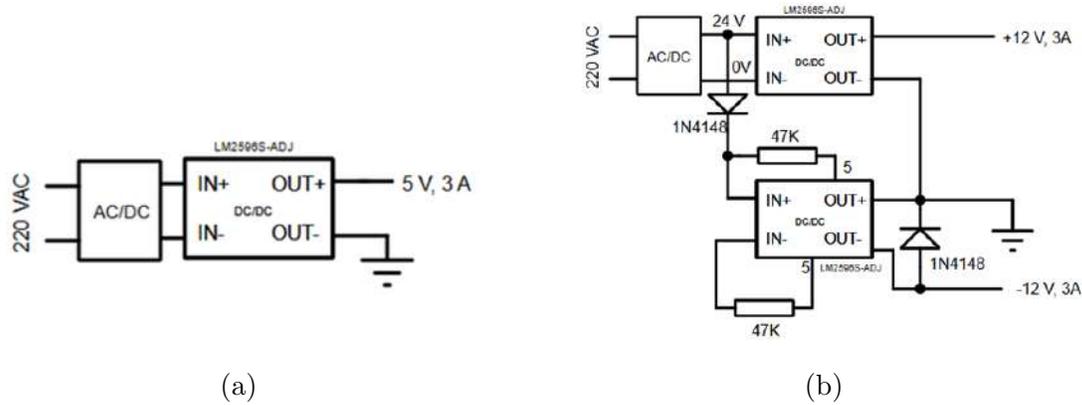


Figura 4.21: Fuentes de alimentación para el sistema: (a) Fuente de alimentación de 5 V, 3 A, (b) Fuente simétrica de +/- 12 V.

La adquisición de los datos de los sensores calibrados se obtuvieron a través del microcontrolador arduino y los datos de referencia mediante “reconocimiento óptico de caracteres” en tiempo real. Ambas lecturas, tomadas al mismo tiempo, fueron sincronizadas en un script python y exportadas a archivos .csv para su posterior análisis.

Para calibrar los sensores de corriente y tensión se utilizó una fuente de alimentación Tektronik modelo PWS4305 de 30 V y 5 A. Esta fuente de alimentación cuenta con una perilla que permitió realizar un barrido de corrientes y tensiones para obtener más de un valor y así calibrar los sensores (corriente y tensión) dentro del rango deseado. Y con respecto a los sensores de temperatura, se utilizó un recipiente con agua caliente a 65 °C, y desde este valor obtener más datos de temperatura a medida que el agua se enfría.

4.6.1. Calibración de los sensores de corriente

El módulo de medición de corriente ACS712 relaciona la corriente que transcurre por el conductor interno del chip con el campo magnético proporcional a este, y lo convierte en voltaje cuyo valor se utiliza para las mediciones ADC. A la relación de corriente - voltaje se le llama *sensibilidad* y se utiliza para reconvertir el voltaje en lecturas de corriente mediante la siguiente ecuación:

$$I = \frac{V_{salidaACS712} - V_{offset}}{Sensibilidad}$$

Donde $V_{offset} = V_{salidaACS712}(I = 0A)$ es el voltaje de salida a 0 A.

Para hallar la sensibilidad y realizar la calibración de los sensores se implementó el siguiente circuito esquemático mostrado en la Figura 4.22.

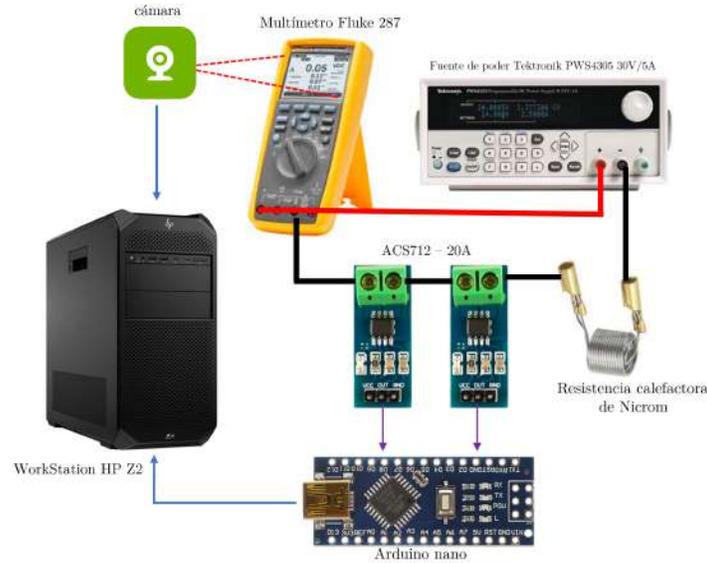


Figura 4.22: Esquema de conexiones para la calibración, obtención de datos y validación de los sensores de corriente ACS712-20A.

Con este arreglo en serie, se obtuvo las tensiones de salida para las corrientes de 0 A y 5 A (límite superior) y con estas se obtuvo las sensibilidades, estos resultados se muestran en la siguiente tabla:

Tabla 4.21: Voltajes de salida del ACS712 en los límites del rango de corriente y sensibilidad correspondiente.

	$I = 0 \text{ A}$	$I = 5 \text{ A}$	Sensibilidad [mV/A]
Voltaje 1 ACS712	2.694 V	2.704 V	108.6
Voltaje 2 ACS712	3.237 V	3.244 V	108.0

Con estos valores se procedió a realizar el barrido de corrientes con incrementos de 0.1 A desde 0 A hasta 5 A (límite superior) obteniendo al final 289 muestras. A continuación, se presentan algunas muestras en la Tabla 4.22.

Con estos datos se graficó 3 diagramas de dispersión entre: $I_1 - I_{ref}$, $I_2 - I_{ref}$ y $I_1 - I_2$, donde I_1 son los valores de corriente del sensor 1, I_2 valores del sensor 2 e I_{ref} es la corriente de referencia; para observar gráficamente la relación de los datos y posteriormente calcular el coeficiente de determinación R^2 para evaluar el ajuste de los datos respecto de los valores reales y entre sí ($I_1 - I_2$).

La Figura 4.23 presenta los coeficientes de determinación R^2 para cada combinación de corrientes, mostrando un ajuste “perfecto” de los datos con $R^2 = 1$, sin embargo para

Tabla 4.22: Mediciones de los sensores y del instrumento de referencia de corriente.

$I_{sensor1} (A)$	$I_{sensor2} (A)$	I_{ocr}
0.080	0.060	0.0732
0.511	0.500	0.4993
1.307	1.299	1.2996
2.009	1.995	1.9989
2.804	2.798	2.7913
3.604	3.591	3.5978
4.460	4.448	4.4546
5.005	4.993	4.9971

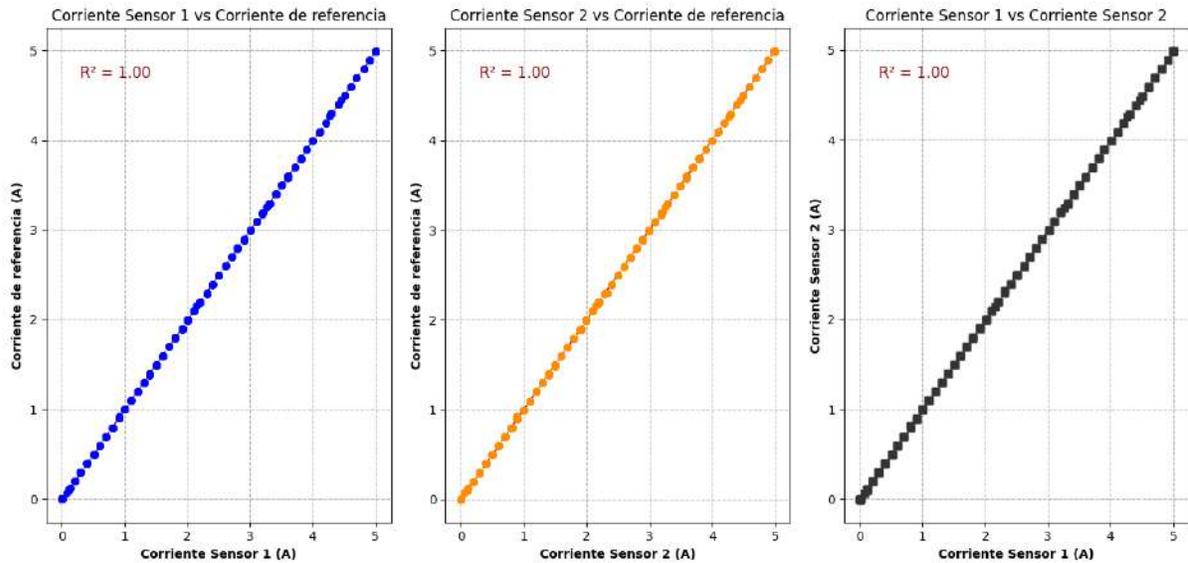


Figura 4.23: Diagramas de dispersión de la calibración de los sensores de corriente respecto al instrumento de referencia - amperímetro.

tener una idea más objetiva de la distribución de los datos, la precisión y exactitud se calculó algunos estadísticos de tendencia central para evaluar la calibración realizada. Algunos estadísticos calculados son: la media (promedio), mediana y la moda, que se muestran en la Tabla 4.23.

En términos de tendencia al error cero (referencia) y relacionando los valores obtenidos de la Tabla 4.23 se puede decir:

Tabla 4.23: Estadísticos de tendencia central para evaluar calibración de corriente.

Errores	Media \bar{x} (mA)	Mediana Md (mA)	Moda Mo (mA)
$I_{ref} - I_1$	-9.02	-8.1	-7.5
$I_{ref} - I_2$	3.32	3.9	4.1
$I_2 - I_1$	-12.34	-13.5	-14.1

- La media del sensor 1 y 2 están alejadas en -9 mA y 3 mA, respectivamente, respecto de la referencia error igual a cero.
- \bar{x} , \tilde{x} y Mo de los errores están en el orden de los “mA”.
- Los sensores tienen un sesgo negativo, respecto del instrumento patrón ya que: $\bar{x} < \tilde{x} < Mo$.
- Existe un sesgo positivo de la diferencia $I_2 - I_1$.
- Hay una distancia de alrededor 1 mA entre media y mediana y entre mediana y moda de todos las diferencias de la Tabla 4.23.

Dicho esto, se puede concluir: Existe sesgos en escala de «mA» respecto de la referencia de error igual a cero, esto se debe al error de precisión intrínseco de los sensores, que puede ser manejado sin problemas respecto de la escala en Amperios que se necesita medir, se puede decir que es hasta cierto punto oportuno, teniendo en cuenta el tiempo de servicio de los paneles, intencionalmente se puede asignar el sensor 1, que sobreestima los valores de referencia en 9 mA, al panel usado y el sensor 2 que subestima en 3 mA al panel nuevo, esto en parte compensará cualquier sesgo que se pueda producir en la medición simultánea de la corriente. Además ya que las diferencias entre media y mediana, mediana y moda son de alrededor de 1 mA, podemos asumir que no hay gran disparidad lo cual permite asumir la normalidad de los datos con la finalidad de obtener los límites de los errores dentro del 96% de los datos.

Para contrastar estas conclusiones y suposiciones se graficaron los histogramas correspondientes a cada error de la Tabla 4.23.

En la Tabla 4.24 se presentan los valores límite de error que engloba el 96% de los datos.

La Tabla 4.24 indica el error de los sensores respecto del amperímetro de referencia y la relación de mediciones entre el sensor de corriente 1 y 2 o

$$I_{sensor1} = I_{sensor2} + 12,34 mA \pm 2\sigma/\sigma = 7,74 mA \quad (4.25)$$

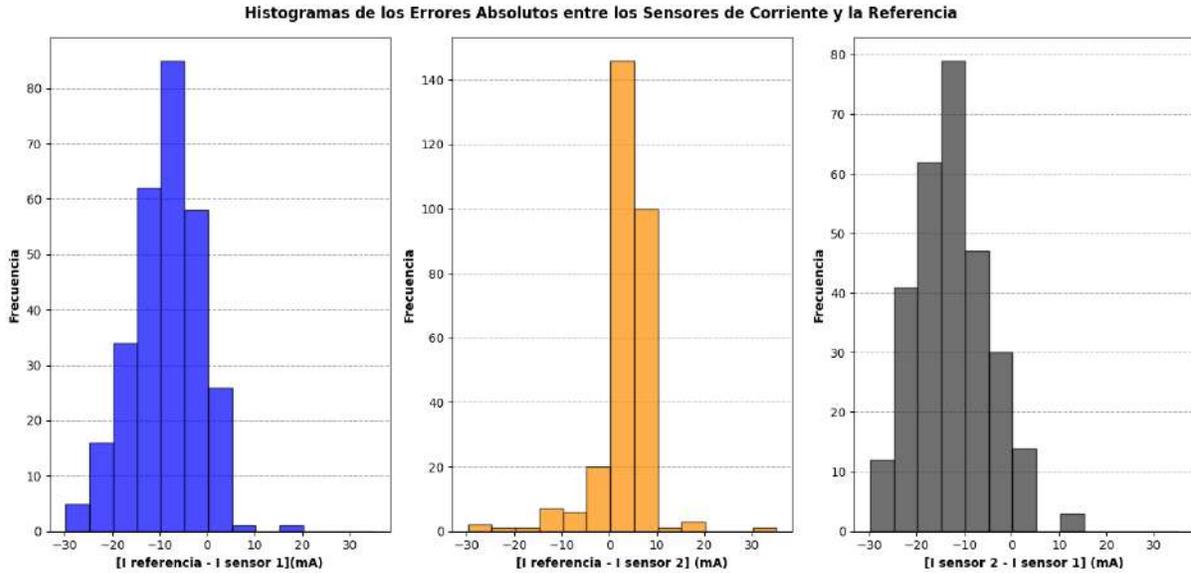


Figura 4.24: Histogramas de los errores de calibración de los sensores de corriente.

Tabla 4.24: Desviación estándar y valores a 2σ de la media de los errores de calibración de los sensores de corriente.

	Desviación estándar (σ) (mA)	Límite inferior a 2σ (mA)	Límite superior a 2σ (mA)
Histograma de 4.24.a	6.9504	-22.92	4.88
Histograma de 4.24.b	5.52	-7.72	14.35
Histograma de 4.24.c	7.74	-27.41	2.74

4.6.2. Calibración de los sensores de voltaje

Siguiendo un procedimiento similar a la calibración de los sensores de corriente, se procedió a armar el siguiente esquema de conexiones para la calibración de los sensores de voltaje.

Se realizó un barrido de voltaje entre 0 V a 20 V, con incrementos de 0.1 V obteniendo en total 798 muestras. Algunas de estas se muestran en la Tabla 4.25.

De la Tabla 4.25 se puede apreciar mayor precisión alrededor de 10 V y mayor error en los extremos del rango calibrado. Se puede apreciar gráficamente en 4.26.

Para mostrar con más detalle este ajuste también se graficaron sus respectivos diagramas de dispersión y se calcularon los estadísticos de tendencia central:

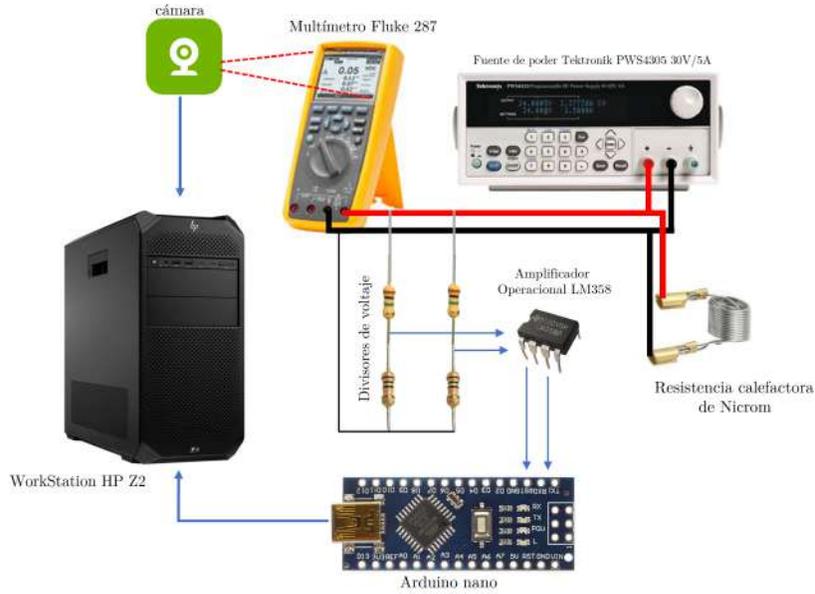


Figura 4.25: Esquema de conexiones para la calibración de los sensores de voltaje.

Tabla 4.25: Algunos datos de voltaje obtenidos en la calibración de los sensores de voltaje.

$V_{sensor1}$ (V)	$V_{sensor2}$ (V)	V_{ocr}
2.3778	2.3765	2.4980
4.9107	4.9106	5.0000
7.4432	7.4443	7.5020
9.9971	0.9854	10.001
12.6131	12.6108	12.596
15.0393	15.0413	15.0072
18.6314	18.6113	18.5000
20.1369	20.1386	20.001

La Figura 4.27, al igual que la corriente, también muestra un ajuste perfecto entre sensores respecto de la referencia y entre sí. De los cuales sus estadísticos descriptivos son:

De esta Tabla 4.26 se hace las siguientes observaciones:

- La media de los sensores 1 y 2 están alejadas en 10 mV respecto de la referencia error igual a cero.

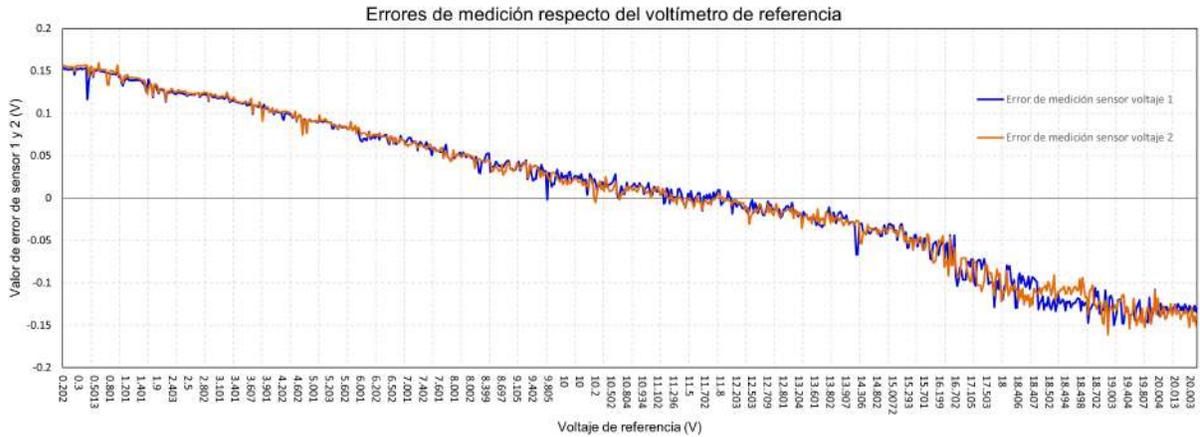


Figura 4.26: Errores de medición respecto del voltímetro de referencia.

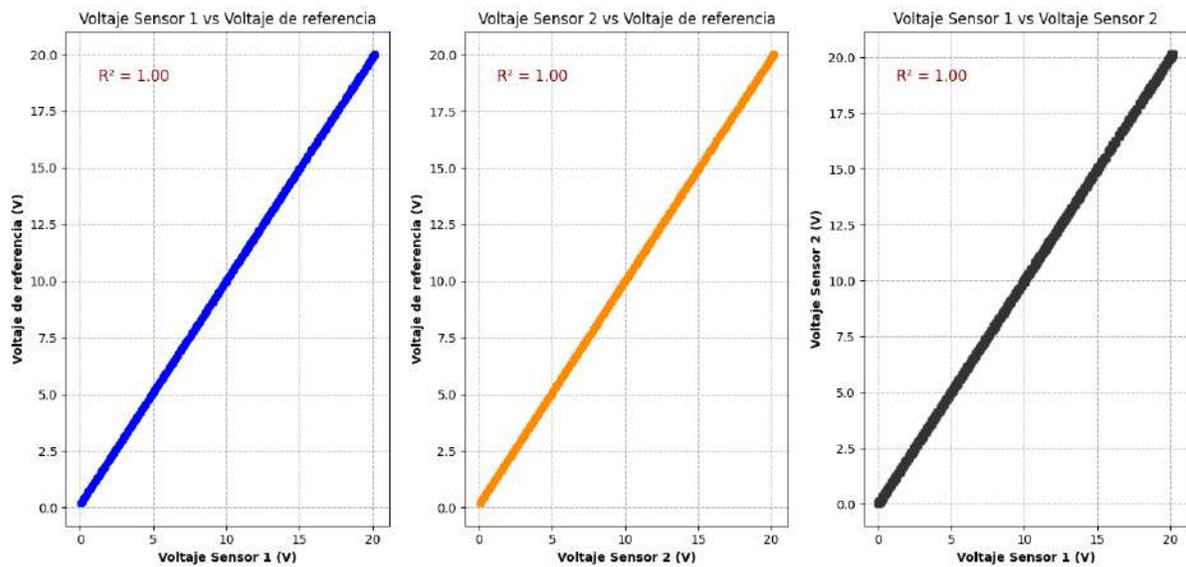


Figura 4.27: Diagramas de dispersión entre los sensores de voltaje y el voltímetro.

- Los sensores tienen distribución trimodal (3 modas).
- Los estadísticos para las diferencias entre lecturas son prácticamente cero respecto del manejo posterior de dos cifras.

Dicho todo esto se puede concluir: En contraste con la Tabla 4.25, los sensores tienen mayor error en los extremos del rango calibrado apareciendo tres modas, sin embargo, los estadísticos de $V_2 - V_1$ son prácticamente cero lo que lleva a asumir con más certeza la normalidad de los datos para hallar los errores extremos dentro del 96 % de los datos excepto por la relación de los sensores con la referencia. Todo esto se puede apreciar mejor con histogramas correspondientes de la Figura 4.28.

Tabla 4.26: Medidas estadísticas de tendencia central de los errores de los sensores de Voltaje.

	Media (V)	Mediana (V)	Moda (V)
Histograma de 3.25.a	0.0101	0.0128	-0.1386, -0.0102, 0.1191
Histograma de 3.25.b	0.01	0.0091	-0.1205, -0.0108, 0.1194
Histograma de 3.25.c	0.0001	-0.0004	-0.002

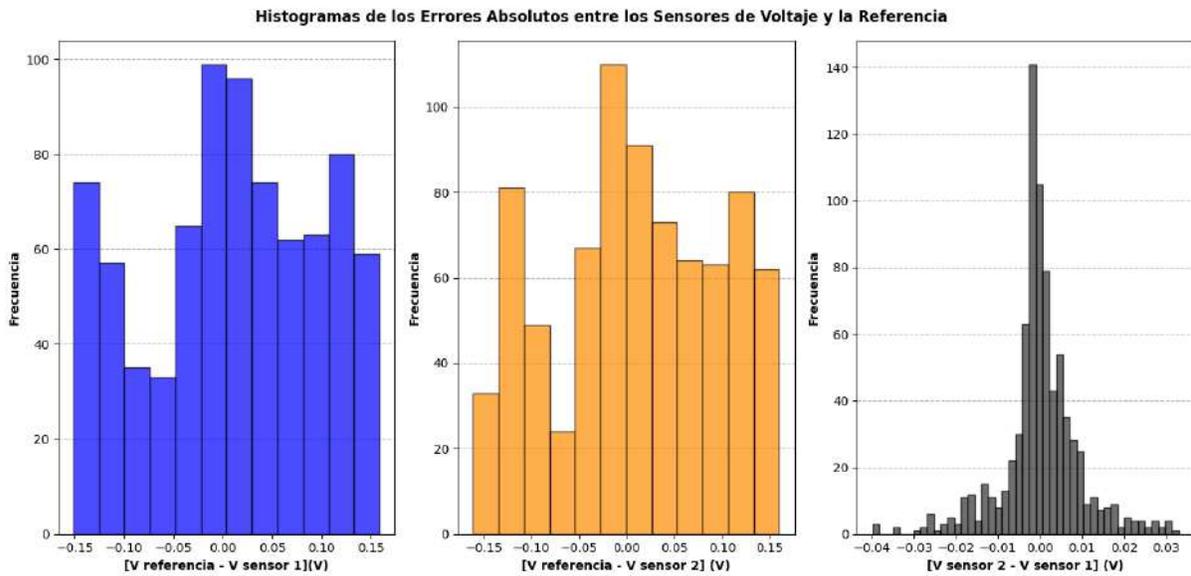


Figura 4.28: Histogramas de los errores absolutos entre los sensores de voltaje y la referencia.

Tabla 4.27: Desviación estándar y valores a 2σ de la media de los errores de calibración de los sensores de voltaje.

	Desviación estándar (σ) (V)	Límite inferior a 2σ de la media (V)	Límite superior a 2σ de la media (V)
Histograma de 3.25.a	0.0864	-0.1627	0.1829
Histograma de 3.25.b	0.0868	-0.1636	0.1837
Histograma de 3.25.c	0.0093	-0.0186	0.0187

Finalmente, la relación de mediciones entre sensores de voltaje es:

$$V_{sensor1} = V_{sensor2} \pm 18 mV \quad (4.26)$$

4.6.3. Calibración de los sensores de temperatura superficial bajo condiciones homogéneas

Por “condiciones homogéneas” se refiere que la calibración de los sistemas de medición de temperatura, se realizó con todos los NTC sumergidos, como si fueran uno solo, en un mismo depósito de agua a diferentes temperaturas, ya que posteriormente, en el siguiente capítulo, se verificará su funcionamiento como sistema de medición promedio de temperatura, en el cual se sumergirán cada NTC en distintos depósitos de agua a diferentes temperaturas. Con esta aclaración se procede a describir el proceso de calibración de estos sistemas.

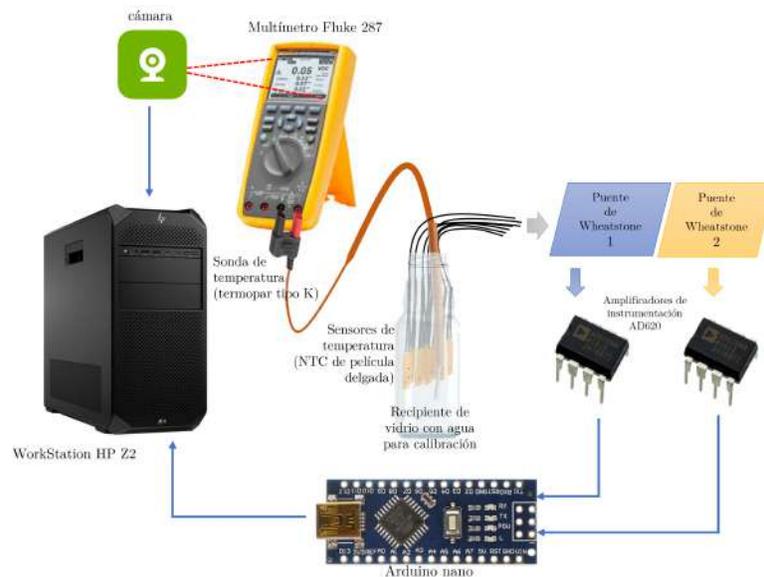


Figura 4.29: Esquema de conexiones para la obtención de datos, comparación y validación de los sensores de voltaje.

Teniendo en cuenta el esquema de la Figura 4.29 para la calibración de los sistemas de medición de temperatura, se procedió a llenar una botella de vidrio con agua a 62 grados para que por radiación y con ayuda de un ventilador forzar el descenso de temperatura más rápido de lo normal hasta alcanzar los 19 °C. Se omitió las lecturas por encima de los 62 °C para no sobreexponer el sensor a esas temperaturas. En esta toma de datos se obtuvo 3316 muestras, debido al tiempo en que demoró enfriar forzosamente el agua, de estos datos algunas se presentan en la Tabla 4.28.

Tabla 4.28: Algunos datos de temperatura obtenidos en la calibración de los sistemas medición de temperatura.

$T_{sensor1}$ ($^{\circ}C$)	$T_{sensor2}$ ($^{\circ}C$)	T_{ocr} ($^{\circ}C$)
61.1989	61.0497	62
52.814	52.8927	52
47.8447	47.2135	47
41.4125	40.2848	40.6
36.4099	36.1069	37.6
31.3449	32.6155	32.5
26.9191	26.8459	27
19.3236	19.9696	19.6

Aun cuando no se haya calibrado a los sensores en todo el rango preestablecido las gráficas de la Figura 4.30 muestran un ajuste de datos muy fuerte de alrededor con casi $R^2 = 1$. Nótese también un pequeño salto de temperatura por debajo de los 40 $^{\circ}C$, esto debido a mezclar bruscamente el recipiente de calibración con agua fría para seguir enfriando el agua, ocasionando la pérdida de datos entre 38 a 40 $^{\circ}C$.

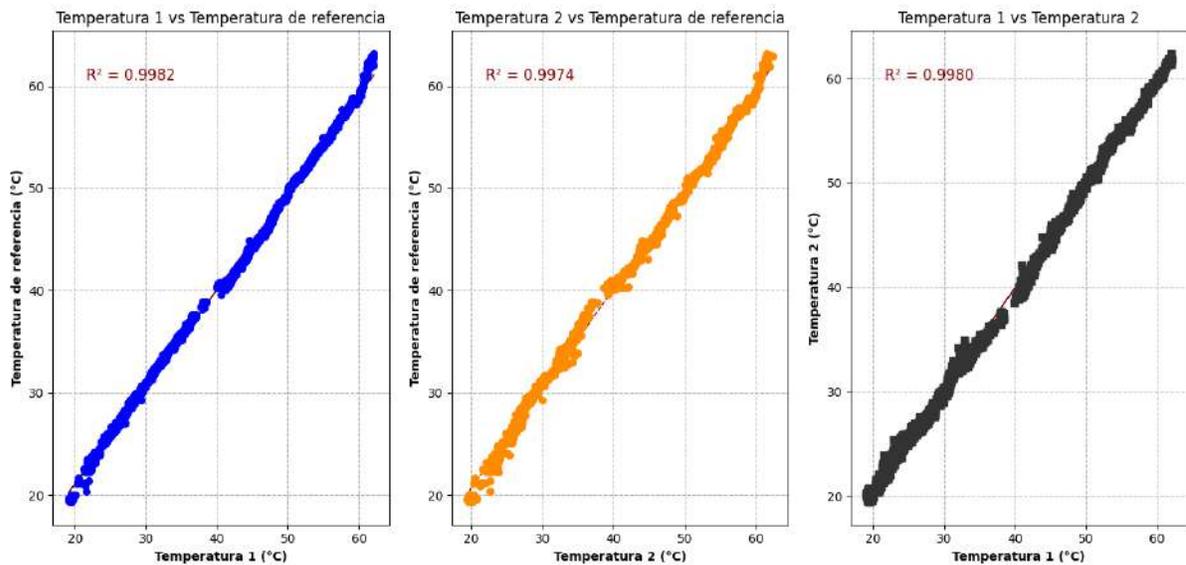


Figura 4.30: Diagramas de dispersión entre los sensores de temperatura y el termómetro.

Los estadísticos de tendencia central son:

Observaciones respecto a la Tabla 4.29:

Tabla 4.29: Medidas estadísticas de tendencia central de los errores de los sensores de temperatura.

	Media (°C)	Mediana (°C)	Moda (°C)
Histograma de 3.28.a	0.2001	0.5266	-0.785, 0.8581
Histograma de 3.28.b	0.2173	0.1769	-0.3992
Histograma de 3.28.c	-0.0172	-0.06	-0.1852

- La media de los sensor 1 y 2 están próximas entre sí difiriendo en $-0,0172^{\circ}\text{C}$.
- La distribución de errores del segundo sensor es bimodal (dos sensores).

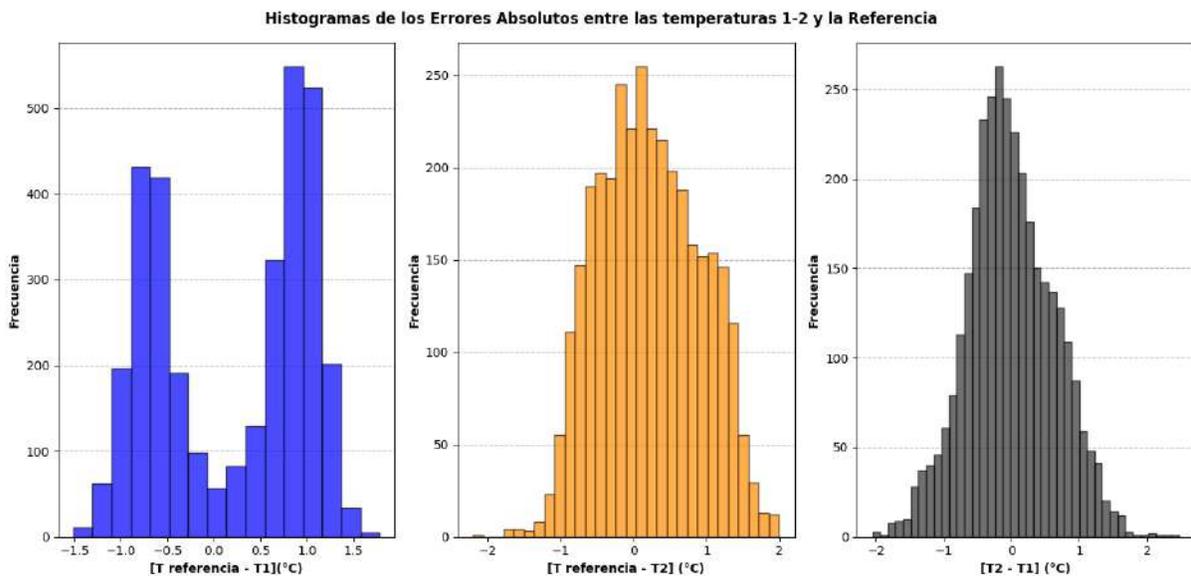


Figura 4.31: Histogramas de los errores entre los valores de los sensores y de la referencia.

$$T_{sensor1} = T_{sensor2} \pm 1,3^{\circ}\text{C} \quad (4.27)$$

El error máximo dentro de 2σ es de 1.3°C , lo que podría afectar la precisión del modelo de Osterwald y el basado en la caracterización fotovoltaica. Sin embargo, el impacto de este error se vería atenuado por el factor de corrección del coeficiente de temperatura de la potencia máxima, cuyo valor es $0,0041^{\circ}\text{C}^{-1}$.

Tabla 4.30: Desviación estándar y valores a 2σ de la media de los errores de calibración de los sensores de temperatura.

	Desviación estándar (σ) ($^{\circ}C$)	Límite inferior a 2σ ($^{\circ}C$)	Límite superior a 2σ ($^{\circ}C$)
Histograma de 3.28.a	0.8098	-1.4195	1.8196
Histograma de 3.28.b	0.6959	-1.1746	1.6092
Histograma de 3.28.c	0.6415	-1.3	1.2657

4.7. Integración de sensores, implementación de datalogger y sistema de monitorización

Para integrar y sincronizar las lecturas eléctricas (tensión y corriente fotovoltaica), la temperatura promediada del panel solar y los datos climatológicos (irradiancia, temperatura ambiente y velocidad del viento) se utilizó una raspberry pi 3 como nodo de integración de datos como se aprecia en la Figura 4.1. Este mismo servirá como un registrador de datos usando su memoria de almacenamiento externo (micro SD).

Con la conexión a internet servirá como una interfaz de monitoreo de datos en tiempo real mediante la plataforma de desarrollo NODE RED. Aprovechando las ventajas de esta plataforma también se implementó un dashboard para visualizar la evolución de los datos en tiempo real.

4.7.1. Creación de nodos de comunicación serial con nodos de adquisición de datos

Los nodos de adquisición de datos son en este caso: el microcontrolador ATMEGA328P y el datalogger Weatherlink de la estación meteorológica, ambos poseen salidas USB para la comunicación con un ordenador, en este caso el nodo de integración, raspberry.

A continuación se mostrará los nodos, llamados así a los bloques funcionales preconfigurados para realizar tareas específicas, y sus configuraciones respectivas:

4.7.1.1. Nodo serial In y serial Out para comunicación con arduino

Con los nodos serial In y serial Out se habilita un puerto USB de la raspberry para la comunicación bidireccional con el ATMEGA328P. Estos datos se reciben en formato JSON (JavaScript Object Notation) para después ser convertidos a objeto Javascript

y puedan ser procesados en el entorno de NODE RED.

En la configuración de este nodo se ingresan los parámetros de comunicación serial, estos deben coincidir con los configurados en el ATMEGA328P (ARDUINO). La Figura 4.32 muestra las ventanas de configuración de los nodos mencionados.

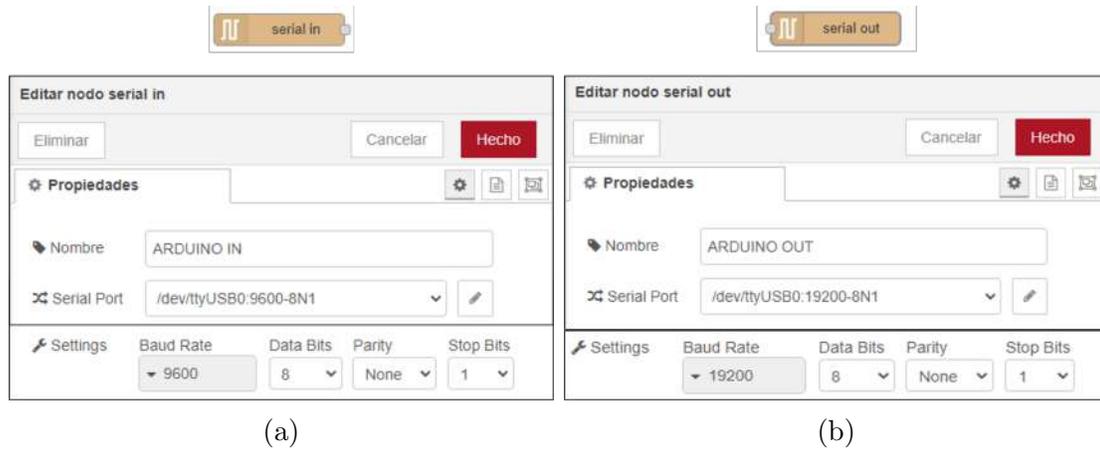


Figura 4.32: Nodos para la comunicación serial entre arduino y raspberry pi 3: (a) Configuración de nodo serial In, (b) Configuración de nodo serial Out.

4.7.1.2. Nodo Exec para comunicación con datalogger Weatherlink

Este nodo se utilizó para la comunicación entre el datalogger Weatherlink y la raspberry. A diferencia del envío de datos del Arduino, el datalogger Weatherlink requiere la petición de datos mediante la escritura de «LOOP 1» como se describe en el algoritmo 1, por ello la solución fue utilizar un nodo Exec que ejecuta scripts externos o de la consola. El script a ejecutar es el algoritmo 1 realizado con este fin. El de este nodo es el que se muestra en la Figura 4.33:

Lo que hará el nodo exec será ejecutar por única vez el script, con el algoritmo 1, debido a que este se encuentra dentro de un bucle while indefinido.

Ahora, se requiere sincronizar el envío de datos tanto eléctricos como climáticos en los mismos instantes de tiempo por ello se requiere hacer un control de datos antes de almacenarlos en hojas de registro.

4.7.2. Sincronización e integración de datos

El inicio de envío de datos desde los nodos de adquisición de datos se sincroniza utilizando un nodo **function** en modo condicional, este se conecta al nodo Exec para que al



Figura 4.33: Nodo exec y la llamada al script python para adquirir datos climáticos.

detectar que el primer paquete de Arduino fue enviado se de inicio a la petición de datos a la consola de la estación según el diagrama de flujo de la Figura 4.20.

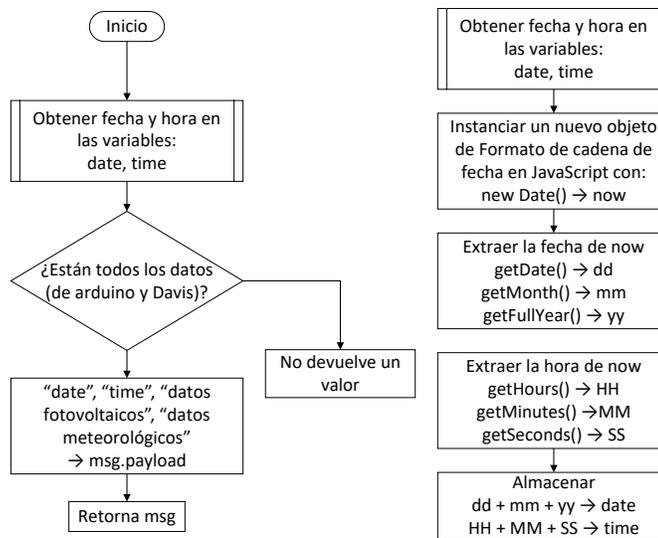


Figura 4.34: Diagrama de flujo para sincronizar los datos eléctricos y climáticos.

Ahora, se tiene dos flujos de datos, ambos se reciben en formato JSON que son convertidos a un formato de objeto de JavaScript mediante un nodo **json** (ver Figura 4.35), esto con el fin de acceder y manipular a los datos de estos paquetes.

Seguidamente, los datos se bifurcan hacia diferentes nodos **Function** con el objetivo de separar e independizar las variables contenidas en los paquetes de datos recibidos, accediendo a cada una de sus propiedades mediante *notación de punto*, por ejemplo: `msg.payload.temperatura`. Estos nodos, a su vez, están conectados a nodos del **dashboard** como `ui_chart` o `ui_gauge`, permitiendo la visualización de la evolución tempo-

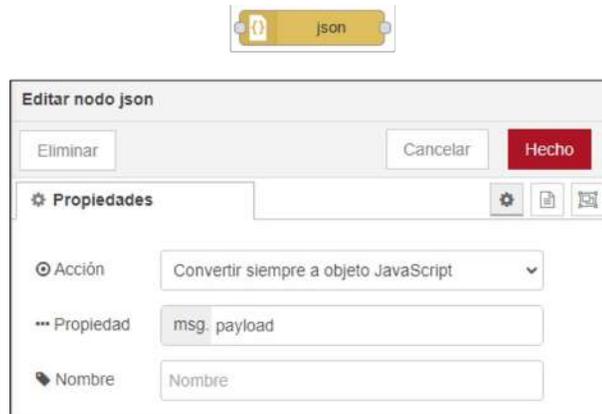


Figura 4.35: Nodo `json` para convertir cadena JSON a objeto JavaScript.

ral de los datos y su representación a través de diversos *widgets* gráficos.

En otro nodo `Function`, los mismos datos convergen para integrar ambas líneas de flujo, una con variables eléctricas y otra con datos climáticos, presentando aún en esta etapa un desfase temporal en el orden de milisegundos. Para solucionar este inconveniente, se implementó el diagrama de flujo representado en la Figura 4.34, en el cual, en primera instancia, se obtiene la marca de tiempo compuesta por segundos, minutos, horas y la fecha completa (día, mes y año). Luego, se extraen todos los valores de los dos objetos recibidos desde el Arduino y el datalogger *WeatherLink*, y se almacenan en **memorias persistentes** de Node-RED. Esta estrategia permite consolidar en un solo objeto `msg.payload` todos los datos tanto climáticos como eléctricos, esperando hasta que estén disponibles en su totalidad. En caso contrario, el flujo no retorna ningún dato hasta que se cumpla la condición de completitud.

4.7.3. Construcción de datalogger a nivel local

A través de un conjunto de nodos de procesamiento, verificación y escritura de archivos, se construyó un datalogger funcional a nivel local dentro de Node-RED. La secuencia de pasos seguida para su implementación se detalla a continuación:

1. Nodo “Filename generator”:

- Genera el nombre de un archivo basado en la fecha actual (`maplin_YYYYMMDD.csv`) y lo almacena en `msg.filename`.
- Almacena el contenido original del `msg.payload` en `msg.filecontent` para mantener los datos antes de que el `payload` cambie.
- Pasa un patrón de búsqueda de archivos (`msg.payload = {"pattern": msg.fname}`) al siguiente nodo para verificar si el archivo ya existe.

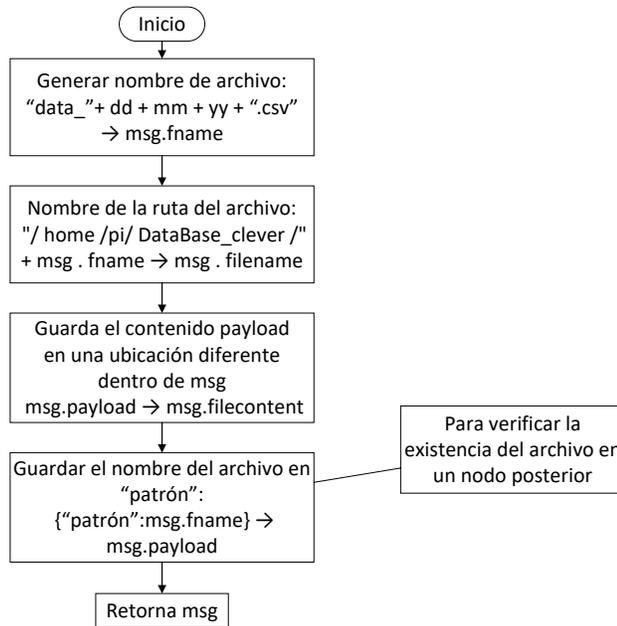


Figura 4.36: Diagrama de flujo para la creación de un archivo .csv.

2. Nodo “fs-file-lister”:

- Busca archivos en una carpeta específica de Windows utilizando el patrón de archivo generado previamente (`msg.fname`).
- Si el archivo ya existe, sigue una rama del flujo; si no existe, sigue otra.

3. Nodo “Switch”:

- Verifica si el archivo ya existe o no, basándose en el conteo de archivos encontrados.
- Si el archivo **no existe**, se crea uno nuevo.
- Si el archivo **ya existe**, se agrega contenido al archivo existente.

4. Nodos “Change”:

- Restablecen el `msg.payload` al contenido del archivo (`msg.filecontent`), que contiene los datos de los sensores.

5. Nodos “CSV”:

- Estos nodos convierten los datos del `msg.payload` en formato CSV.
- Tienen una plantilla para los encabezados del archivo: date, time, CorrientePV1, VoltajePV1, PotenciaPV1, TemperaturaPV1, CorrientePV2, VoltajePV2, PotenciaPV2, TemperaturaPV2, SolarRadiation, Temperature, WindSpeed, Humidity y UV

6. Nodo "File":

- Escribe el contenido CSV en el archivo especificado en `msg.filename`.
- Si el archivo ya existe, simplemente agrega los nuevos datos al final. Si no existe, crea un nuevo archivo.

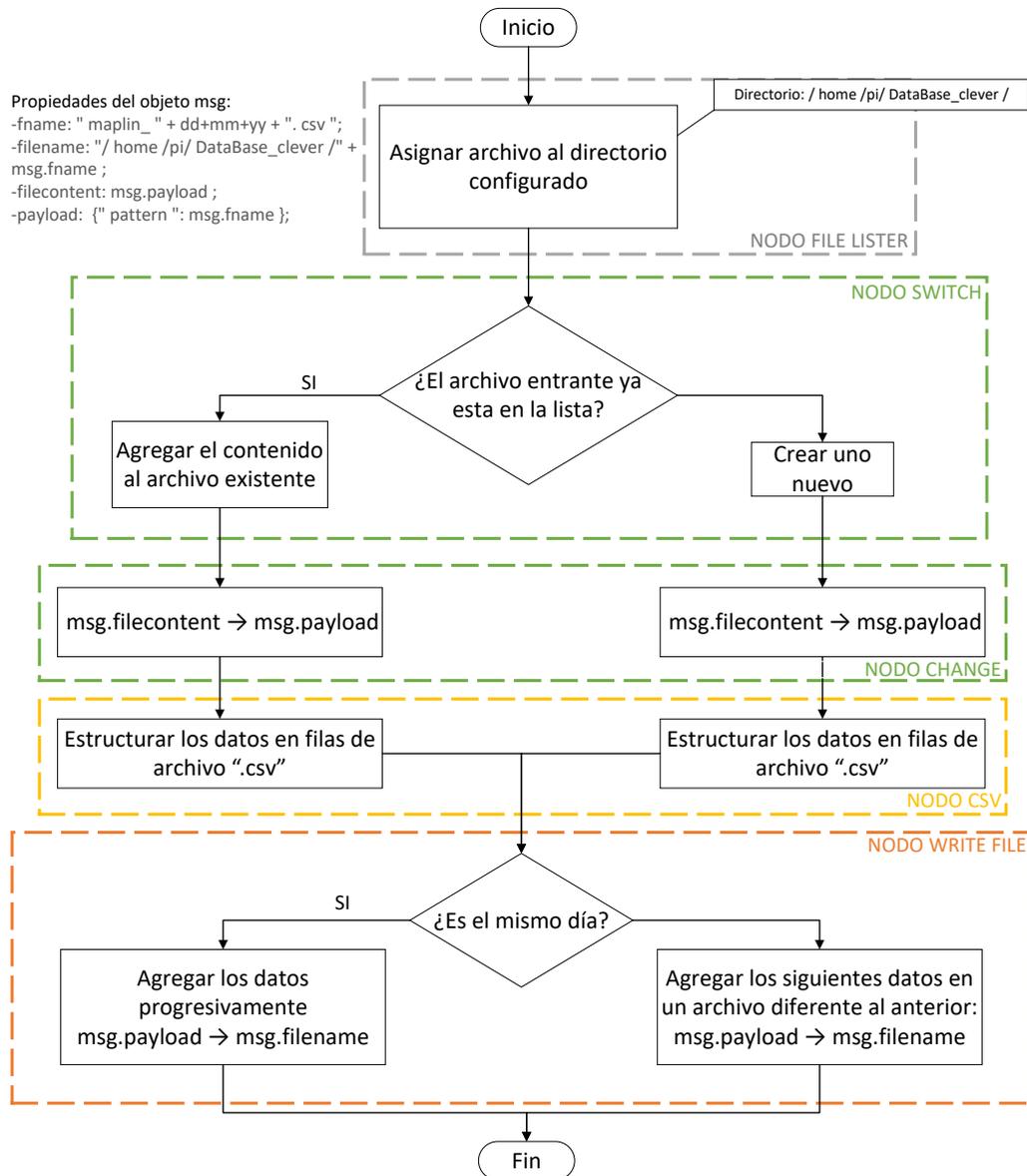


Figura 4.37: Diagrama de flujo de data logger de la Figura 4.38.

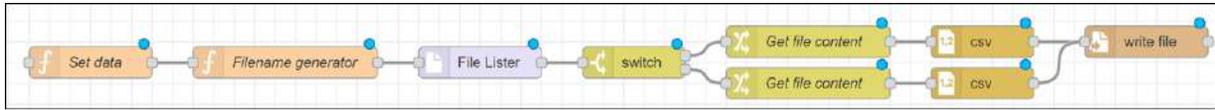


Figura 4.38: Flujo de datalogger local.

4.7.4. Implementación de nodos de monitorización y de acceso remoto

Para vigilar la transmisión de datos al nodo de integración y monitorizar posibles errores de funcionamiento de los circuitos implementados, se implementó en node red varias gráficas que conforman una dashboard y con otro nodo llamado `remote-access` vincular esta dashboard a un celular o una pc. Así el diagrama de flujo general es el que se muestra en la siguiente figura:

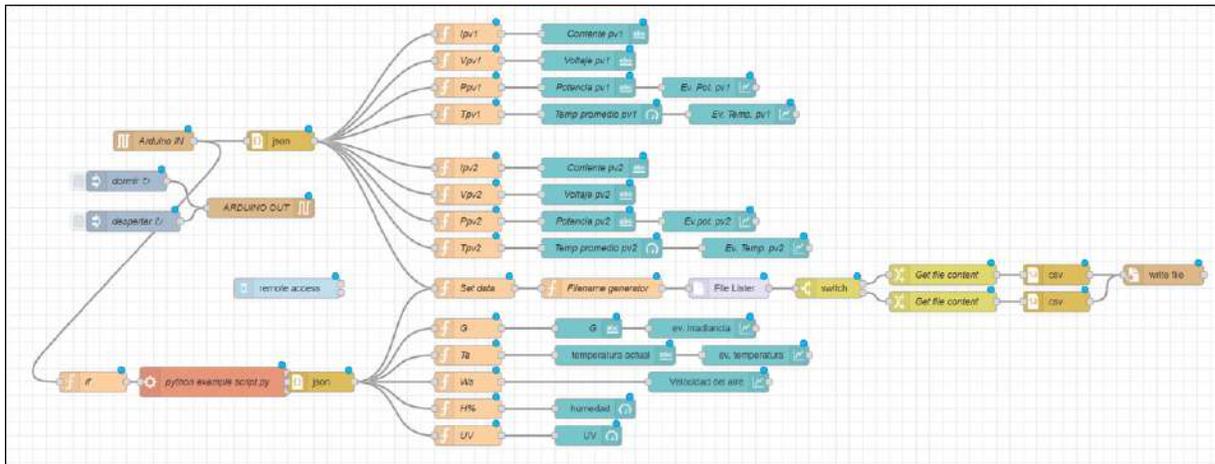


Figura 4.39: Flujo de programación general para integrar datos eléctricos y climáticos, registro de datos en formato CSV y monitorización web.

4.7.5. Dispositivos seleccionados del sistema

Tabla 4.31: Dispositivos elegidos para la adquisición e integración de datos.

Funcionalidad	Dispositivo
Adquisición de datos	ATMega328P/ Arduino Nano
Almacenamiento e integración	Raspberry pi 3B
Sensor de corriente	ACS712 - 20A
Sensor de voltaje	Divisor de voltaje
Sensor de temperatura superficial	termistor NTC

Capítulo 5

RESULTADOS

La presentación de los resultados se estructuró en dos partes: una enfocada en los objetivos específicos y otra en el objetivo general, con el propósito de contrastar los hallazgos con los planteamientos establecidos en el capítulo 1 de Introducción.

5.1. Resultados respecto a los objetivos específicos

5.1.1. En relación con el objetivo específico 1: Diseñar e implementar dos sistemas seguidores de máxima potencia para la aplicación de los modelos analíticos de estimación de irradiancia

En esta subsección se muestra los resultados de funcionamiento respecto al objetivo específico 1 en dos escenarios: a nivel laboratorio con fuentes de alimentación y en condiciones reales insitu.

Primeramente, para los resultados a nivel laboratorio, se utilizó como entrada la fuente de alimentación Tektronik PWS4305 30V/5A, con la cual se obtuvieron gráficas de las formas de onda, la eficiencia y la función como adaptador de impedancia de los convertidores, en un rango de ciclo de trabajo del 14 % al 92 %, además se midió la exactitud y performance del algoritmo mejorado a diferentes niveles de entrada variadas escalonadamente.

En segundo lugar, en las pruebas bajo condiciones reales, se utilizaron paneles fotovoltaicos como fuente de entrada. En este caso, se verificó el correcto funcionamiento del algoritmo MPPT, su relación con el parámetro de control implementado, así como el desempeño general del sistema expuesto a la intemperie a lo largo de una jornada.

5.1.1.1. Formas de onda en los convertidores CC-CC

Con ayuda de un osciloscopio digital de la marca Tektronix modelo TBS 1202B, se realizaron capturas de pantalla de las formas de ondas en los diferentes puntos del convertidor CC tales como: en las salidas de control, en el funcionamiento de los conmutadores de potencia en la salida y en la entrada.

- **Formas de onda Control de los MOSFET**

Se estableció las salidas PWM del microcontrolador con ciclo de trabajo del 60% y 55 KHz de diseño para cada circuito, obteniendo formas de onda sin grandes diferencias en el primer y segundo circuito implementado, por ello se colocaron las imágenes solo de un convertidor excepto por la Figura 5.1.a que muestra dos salidas PWM para ambos circuitos.

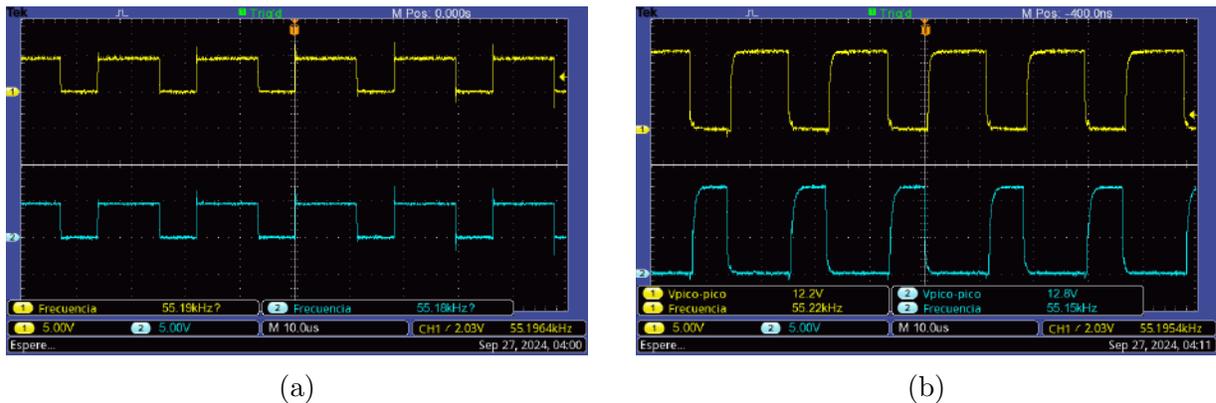
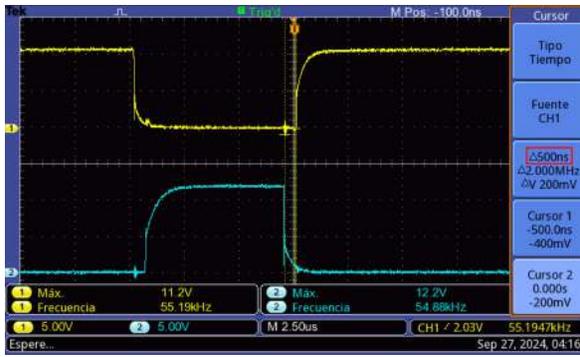


Figura 5.1: Señales de control de los interruptores de potencia. a) Señal PWM de salida del Arduino y entrada del controlador IR2103. b) Señales presentes en la compuerta - surtidor de los MOSFET rectificación síncrona (en amarillo - lado high side y en azul - lado low side).

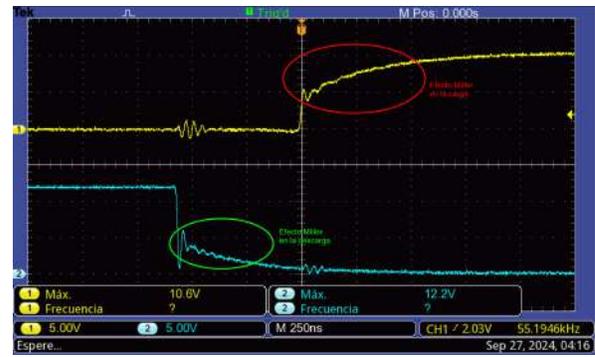
La Figura 5.1.b muestra las salidas amplificadas de 5 V a aproximadamente 12 V y un desfase 180° para la rectificación síncrona de un mismo controlador.

El controlador IR2103 inserta un tiempo muerto para evitar que los circuitos de conmutación se cortocircuiten durante el tiempo encendido y apagado tal es el caso, como se aprecia en la Figura 5.2.a, que se obtuvo 500 ns.

Se detectó otro fenómeno presente y propio de los MOSFET, que es el efecto Miller (ver Figura 5.2.b), este efecto resume las capacitancias parásitas presentes en la compuerta - drenador y compuerta - surtidor que retarda la subida y bajada en el encendido y apagado de los MOSFET, respectivamente.



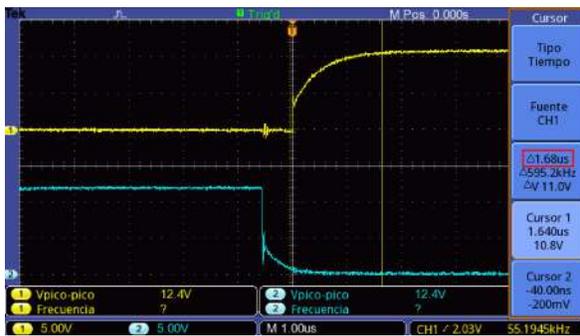
(a)



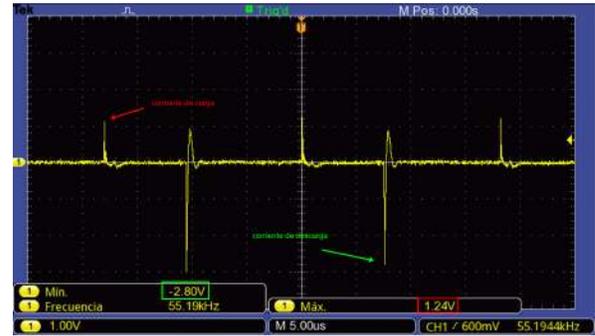
(b)

Figura 5.2: a) Demostración del tiempo muerto entre el encendido y apagado de los interruptores de potencia. b) Efecto Miller en la carga y descarga.

Se muestra también los tiempos de subida y los voltajes de encendido y apagado o ya que el efecto Miller está presente, voltajes de carga y descarga de los MOSFET los cuales fueron muy necesarios a la hora de diseñar la resistencia de compuerta para evitar daños por sobrecorriente en el IR2103. Como se observa en las Figuras 5.3.a y 5.3.b se obtuvo $1.68 \mu\text{s}$ de subida y voltajes pico de 1.24 V (carga) y -2.8 V (descarga). Los cuales permitieron establecer un $R_g = 36 \Omega$.



(a)



(b)

Figura 5.3: a) Tiempo de subida de carga de capacitancia interna G-S del MOSFET. b) Voltajes análogos a la corriente de carga y descarga.

Hasta aquí las formas de onda cuando $V_{in} = 0 \text{ V}$, a continuación se muestra en la Figura 5.4.a, la forma de onda en el nodo común (S) respecto de tierra o lo que es lo mismo decir, el voltaje entre drenador - surtidor en el MOSFET de lado bajo para $V_{in} = 7 \text{ V}$. Esta es la forma de onda después de la entrada, pero recortada para extraer el voltaje promedio o DC en función del ciclo de trabajo.

La Figura 5.4.b muestra, en amarillo, la forma de onda entre compuerta del MOSFET de lado alto y tierra, y en azul, la forma de onda entre la compuerta del MOSFET de lado bajo y tierra. Con estas curvas vemos que el IR2103 entrega un voltaje por encima

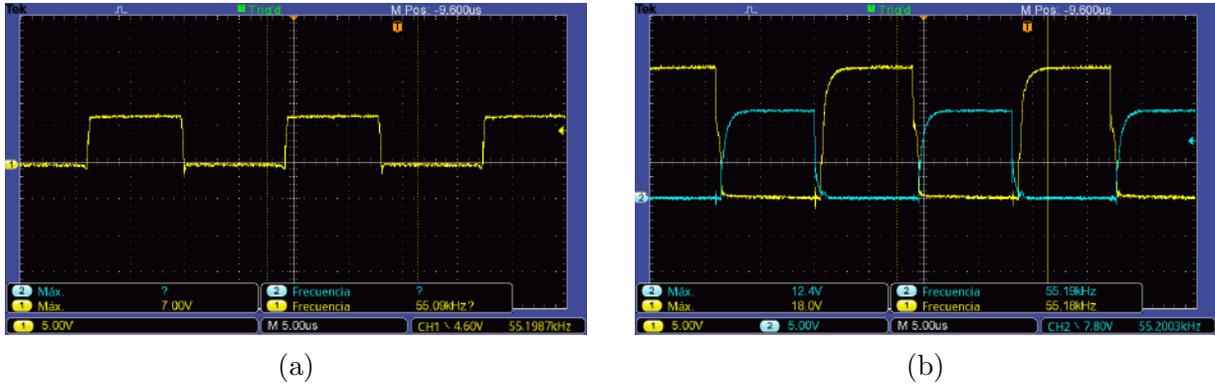


Figura 5.4: a) Forma de onda en el nodo común entre los switches de high side y low side
 b) Formas de onda a la salida del controlador IR2103 cuando la entrada del convertidor es diferente de cero.

de los 12 V respecto de tierra, manteniendo el voltaje de 12 V respecto del nodo común en el lado alto.

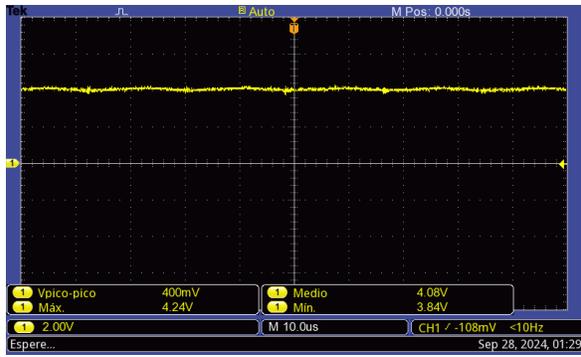
- **Formas de onda de salida y de entrada**

Se proporciona la imágenes del funcionamiento final del convertidor Buck. Para el mismo voltaje de entrada de $V_{in} = 7V$ y ciclo de trabajo del 60% se tiene una salida de voltaje media de 4.08 V con un rizado de aproximadamente 400 mV, tal como se aprecia en las Figuras 5.5.a y 5.5.b. En esta última se aprecia oscilaciones en los valles de la onda de rizado, se asume que sean producto de las conmutación de los MOSFET que para el caso no fue necesario el uso de ningún filtro adicional como los filtros Snubber.

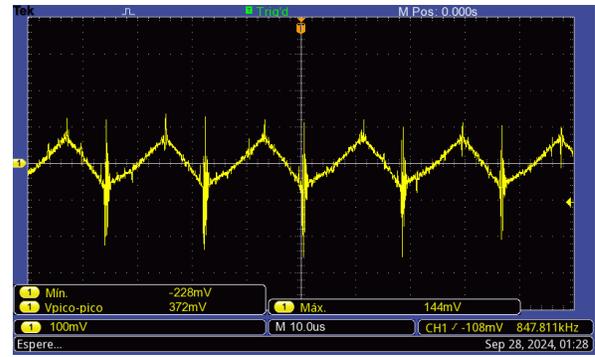
Finalmente se muestra en la Figura 5.5.c el voltaje de entrada aplicado luego de conectar un capacitor con polaridad de $50 \mu F$, para compensar las fluctuaciones de voltaje producto de las conmutaciones. Obteniendo al final un voltaje de entrada con un rizado de onda cuadrada de 1.8 V de amplitud.

5.1.1.2. Rendimiento del convertidor CC-CC

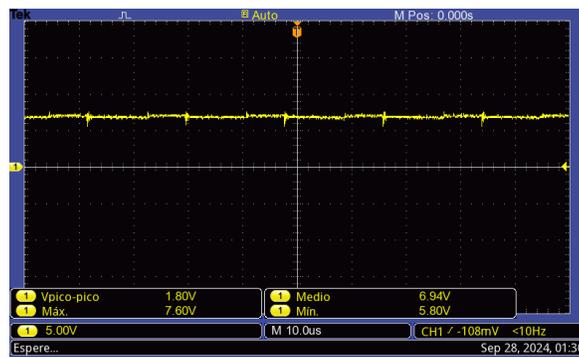
Con el fin de corroborar el principio de funcionamiento de los sistemas seguidores de potencia se procede a calcular el rendimiento medio de los convertidores implementados en un rango de 14% a 92% de ciclo de trabajo con incrementos de aproximadamente del 1%. El voltaje y corriente de entrada son de 18.5 V y 4.35 A, los que corresponden a la potencia máxima de los paneles a utilizar. Se recogerá los valores de voltaje de salida bajo la misma dinámica de recolección de datos mostradas en las Figuras 4.22, 4.25 y 4.29.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.5: a) Forma de onda de voltaje a la salida con acoplamiento DC. b) Forma de onda de voltaje a la salida con acoplamiento AC. c) Forma de onda a la entrada en acoplamiento DC.

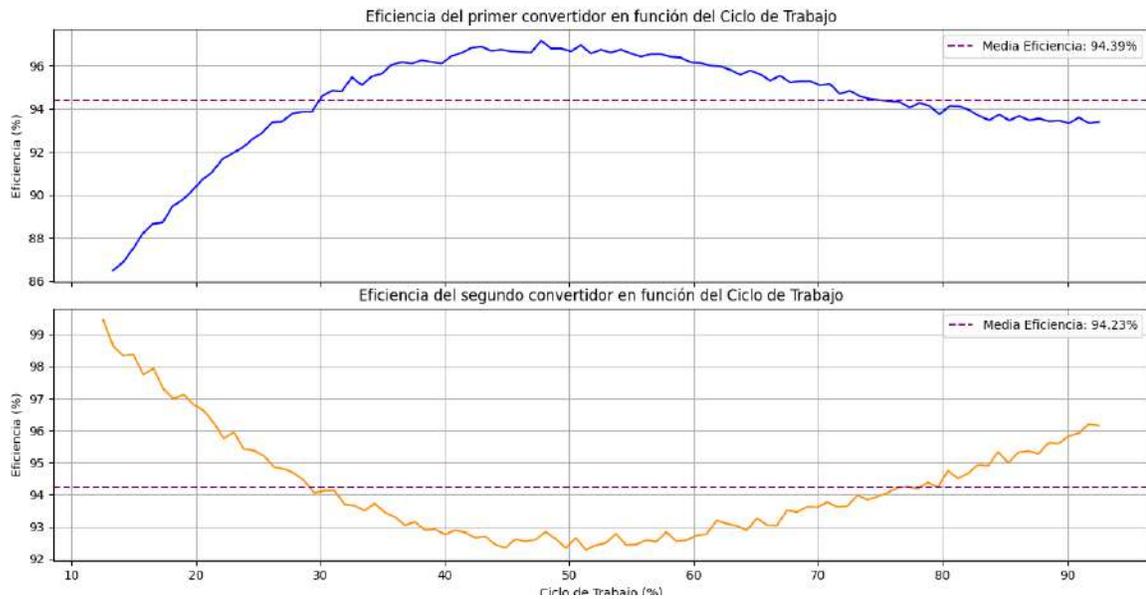


Figura 5.6: Eficiencia de los convertidores de corriente continua tipo reductor.

Se ha obtenido una eficiencia media de aproximadamente del 94% para ambos convertidores. Con los datos con que se obtuvieron las gráficas de eficiencia se graficaron también las curvas de tensión - potencia y tensión - corriente de la Figura 5.7 para demostrar la funcionalidad de los convertidores.

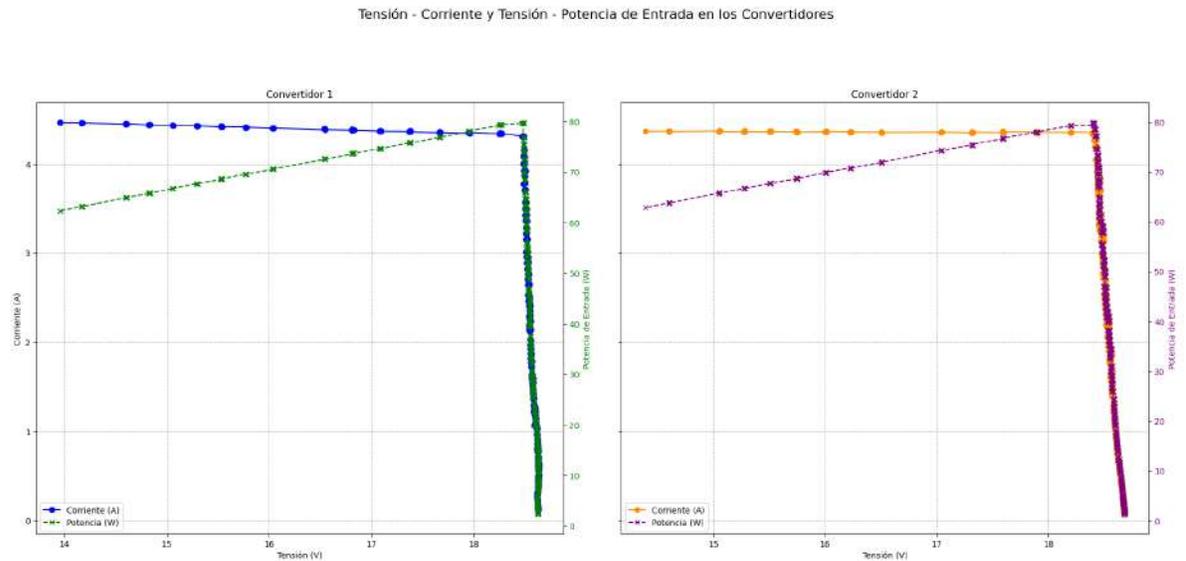


Figura 5.7: Relación tensión vs. corriente y tensión vs. potencia en la entrada de los convertidores.

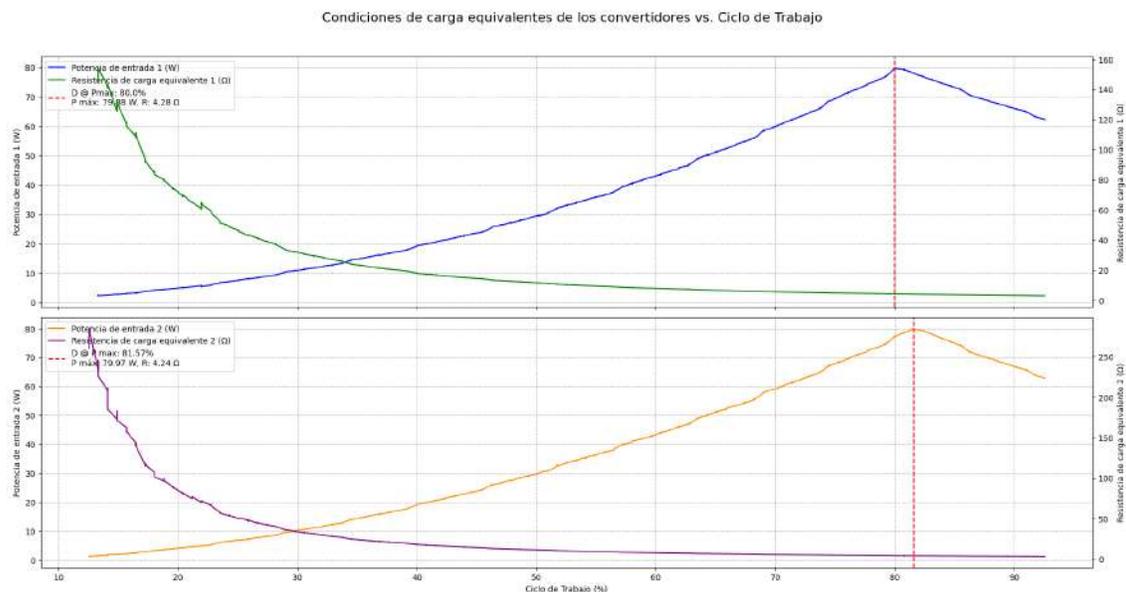


Figura 5.8: Condiciones de carga equivalentes de los convertidores.

Ahora se grafica la potencia vs. ciclo de trabajo para contrastar con el cociente entre

voltaje - corriente, con la finalidad de demostrar que los convertidores son capaces de comportarse como una resistencia variable en función del ciclo de trabajo alcanzando condiciones de carga desde 4Ω a 150Ω para el convertidor 1 y desde 4Ω a 270Ω para el convertidor 2.

Se puede observar en la Figura 5.8, que la potencia máxima se alcanza a un valor de ciclo de trabajo cercano al diseñado para una entrada de voltaje igual a 18.5 V y corriente de 4.35 A en la cual la carga equivalente es 4.25Ω , el resumen de estas lecturas obtenidas se muestra en la tabla 4.1.

Tabla 5.1: Potencia máxima alcanzada para el ciclo de trabajo y resistencia equivalente diseñada.

	Potencia máxima alcanzada	Ciclo de trabajo a la máxima potencia	Resistencia equivalente reflejada en la entrada
Circuito 1	79.88 W	80 %	4.28 Ω
Circuito 2	79.97 W	81.57 %	4.24 Ω

5.1.1.3. Rendimiento del algoritmo MPPT implementado

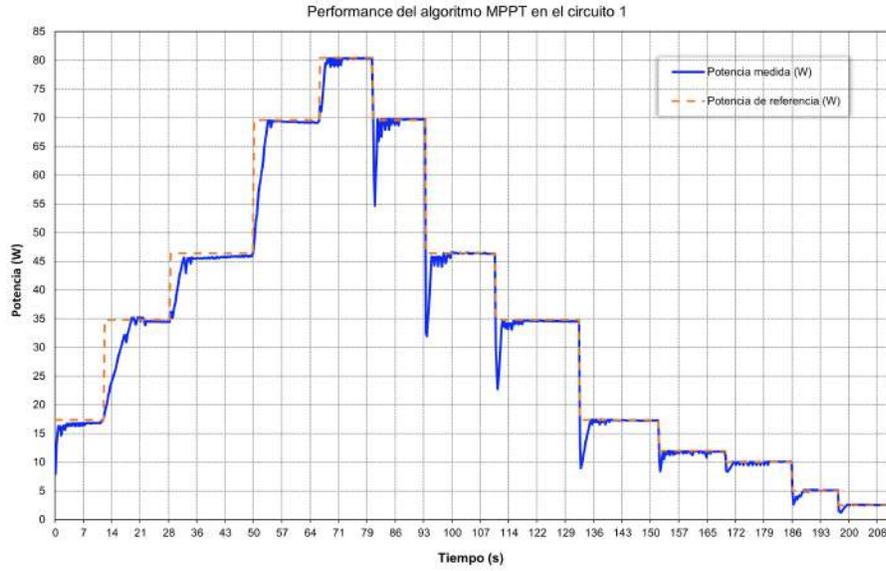
La performance y rendimiento del algoritmo MPPT implementado basado en el algoritmo IC con las mejoras hechas en el capítulo de implementación se muestra en la Figura 5.9.a para el primer circuito. En esta se observa el alcance de todos los niveles de potencia de referencia (2.5, 5, 10, 12.5, 17.5, 35, 47, 70 y 80.5 W) con éxito, y como ejemplo de la eliminación de las oscilaciones para el valor máximo de potencia de 80.5 W en la Figura 5.9.b. Las oscilaciones remanentes antes de la estabilización se debe a que antes de establecer el ancho de paso en cero pasó por un valor mínimo en digital de 1. Los resultados numéricos para este algoritmo se muestran en la Tabla 5.2.

Con estas evidencias se concluye un nuevo método de eliminación de oscilaciones en los puntos de máxima potencia basado en el algoritmo IC.

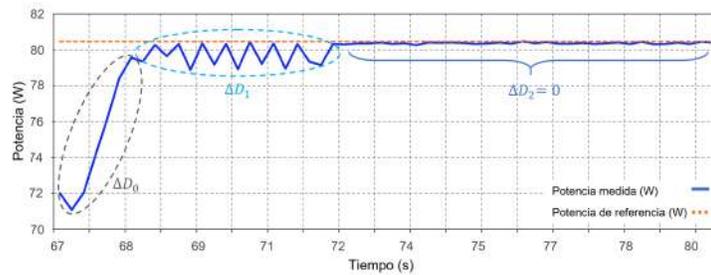
5.1.1.4. Resultados en condiciones reales

Para la recopilación de datos, se instaló el panel fotovoltaico nuevo al nivel del panel usado y al del sensor de irradiancia (piranómetro), cuyo ángulo de inclinación respecto de la horizontal fue de 0° y orientados hacia el norte.

Respecto a los sensores NTC, estos se fijaron con cinta de aluminio por la parte de atrás de los paneles siguiendo la metodología descrita por Nishioka et al. (2018).



(a)



(b)

Figura 5.9: a) Performance del algoritmo IC mejorado para diferentes niveles de potencia de referencia. b) Muestra de la eliminación de oscilaciones para una potencia de referencia de 80.5 W.

Tabla 5.2: Tabla de métricas de exactitud al implementar el algoritmo IC modificado.

	Algoritmo IC mejorado	Valor requerido
MAE	0.2 W	<1 W
Eficiencia	99.88 %	>96 %
Tiempo de convergencia	5 seg.	<7 seg.
Oscilación en el MPP	No	No



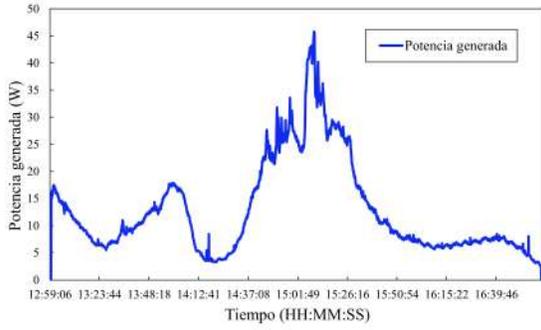
Figura 5.10: Instalación y orientación de los paneles fotovoltaicos.



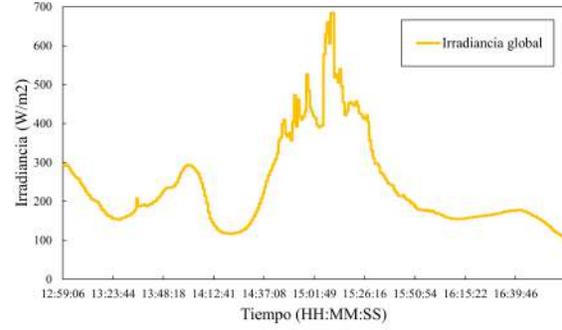
Figura 5.11: Instalación de sensores de temperatura de superficie NTC e ISS Davis Instruments debajo de los paneles fotovoltaicos.

Dicho esto, se puso en marcha la etapa de prueba el día 19 de noviembre del 2024 desde aproximadamente las 13:00 hrs hasta las 17:00 hrs. En esta sección se mostrará las curvas que tienen relación con el funcionamiento con el algoritmo MPPT implementado para verificar su buen funcionamiento en condiciones reales o con conexión a los panel, también se graficaron los diagramas de dispersión entre las variables que intervienen para ubicar el punto máximo de potencia y se calculó el coeficiente de correlación de Spearman asumiendo que los datos no son normales. En primer lugar se muestra el perfil de la potencia generada en el día de prueba de la Figura 5.12.a, visiblemente este perfil es muy idéntico al perfil de irradiancia descrito ese día (5.12.b). Lo que lleva a la suposición de que el algoritmo tuvo efecto en el seguimiento del punto máximo de potencia a lo largo de la prueba.

El funcionamiento del algoritmo puede ser corroborado con la evolución del ciclo de trabajo de la Figura 5.13.a, el algoritmo estuvo ajustando el ciclo de trabajo por cada cambio producido en la irradiancia, el efecto del ciclo de trabajo es la resistencia equivalente



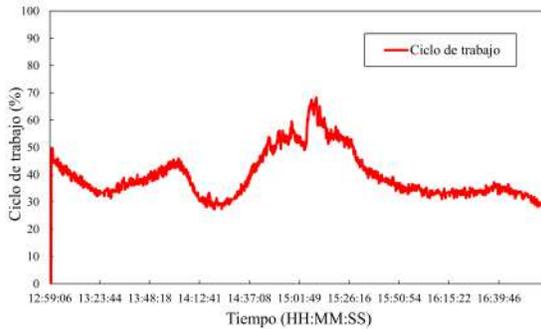
(a)



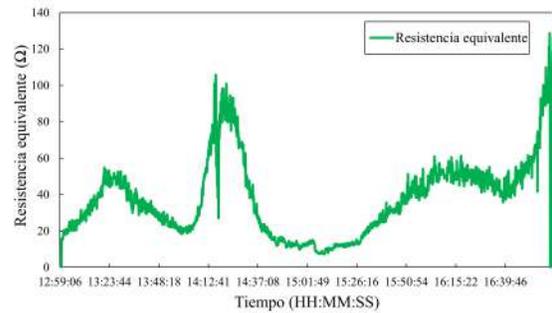
(b)

Figura 5.12: Mediciones de prueba de los sistemas implementados del día 19 de noviembre. a) Perfil de la potencia generada. b) Perfil de irradiancia.

visto desde el panel hacia el convertidor lo que implica que esta resistencia también varió (5.13.b).



(a)



(b)

Figura 5.13: Mediciones de prueba de los sistemas implementados del día 19 de noviembre. a) Perfil del ciclo de trabajo. b) Perfil de la resistencia equivalente vista desde el panel.

En la Figura 5.14 se aprecia las variaciones de la variable M , para la evaluación llamada “Sensibilidad”, lo que indica que el algoritmo estuvo activo todo el tiempo.

Ahora para dar por validado estas gráficas respecto al algoritmo MPPT, se graficaron diagramas de dispersión para observar y medir la relación entre la potencia generada y el ciclo de trabajo y la resistencia equivalente. La correlación obtenida entre la potencia generada y el ciclo de trabajo es de 0.9816 para el primer circuito y de 0.9747 para el segundo lo que indica una correlación muy fuerte, lo que también demuestra la suposición hecha en el diseño: $D^2 \propto G$.

Lo mismo se hizo para medir el grado de correlación entre la resistencia equivalente y la potencia, obteniendo una correlación negativa muy fuerte de -0.9829 para el circuito 1 y

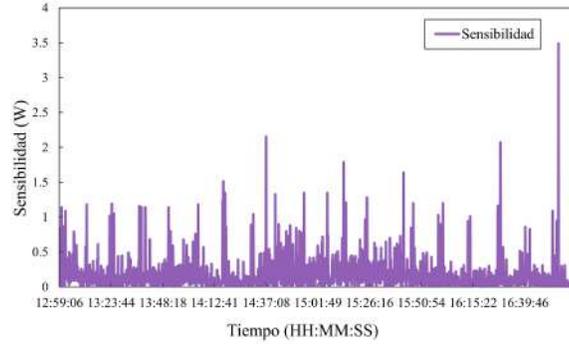


Figura 5.14: Cambios detectados en M para el día de prueba.

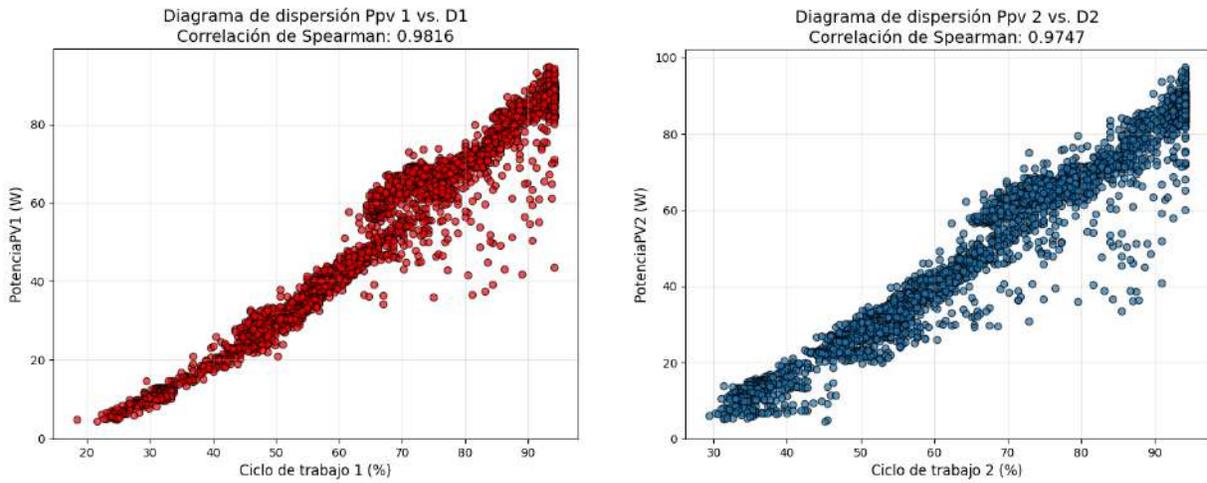


Figura 5.15: Diagramas de correlación entre la potencia generada por los paneles fotovoltaicos y el ciclo de trabajo.

-0.9776 para el circuito 2. Lo que también demuestra la suposición de diseño: $R_{pv} \propto \frac{1}{G}$.

Y por último la correlación entre la resistencia y el ciclo de trabajo. Esta relación está respaldada por la ecuación $R_{PV} = \frac{R_o}{D^2}$, lo que según las figuras 5.17 queda demostrada al tener una correlación negativa muy fuerte, por la potencia cuadrática, de -0.9974 para el primer circuito y de -0.9950 para el segundo circuito.

Con las Figuras 5.15, 5.16 y 5.17 podemos asegurar que los circuitos con los algoritmos MPPT implementados varían su impedancia de entrada vista desde el panel y así transferir la máxima potencia o lo que es lo mismo buscar el punto máximo de operación. Además se observa que estas curvas van en concordancia con las curvas de la Figura 5.8 y con las suposiciones hechas en la etapa del diseño de la carga de salida.

La evaluación del cumplimiento del objetivo 1 se enfocó en analizar el rendimiento de los convertidores de corriente continua a continua y el desempeño de los algoritmos MPPT

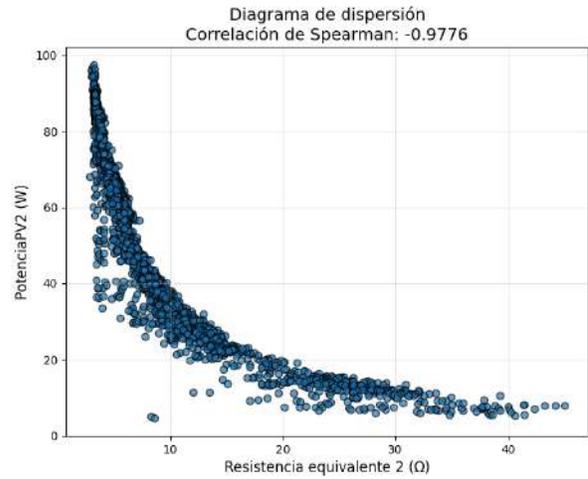
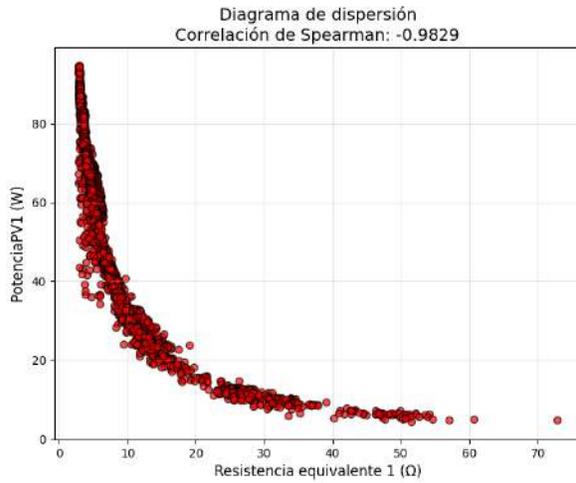


Figura 5.16: Diagramas de correlación entre la resistencia equivalente y la potencia generada.

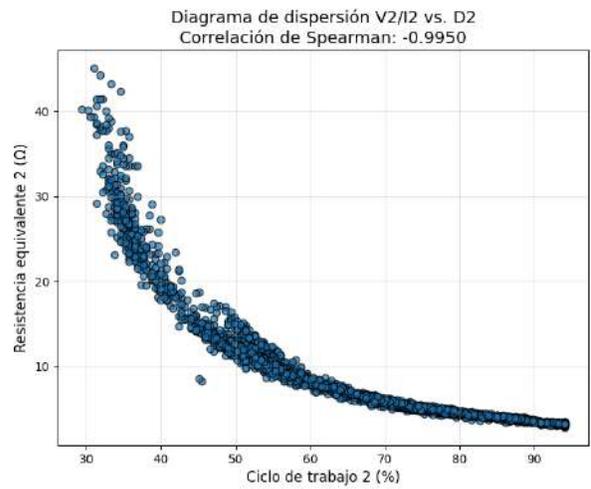
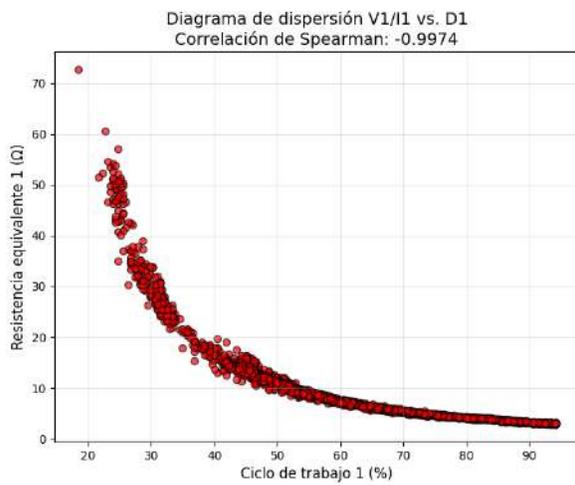


Figura 5.17: Diagramas de correlación entre la resistencia equivalente y el ciclo de trabajo.

implementados en cada circuito y presentando evidencia gráfica y de correlación de su funcionamiento. En la Tabla 5.3 se presenta el resumen de estos resultados en relación con el objetivo específico 1.

Tabla 5.3: Tabla resumen de los resultados obtenidos en relación con el objetivo específico 1.

Rendimiento medio de los convertidores entre 14 % a 92 % de ciclo de trabajo	
Del convertidor 1	94.39 %
Del convertidor 2	94.23 %
Rendimiento del algoritmo MPPT implementado	
MAE	0.2 W
Eficiencia	99.88 %
Tiempo de convergencia	5 seg.
No presenta oscilación en el punto máximo de potencia	

5.1.2. En relación con el objetivo específico 2: Implementar la instrumentación electrónica para la adquisición de datos, así como un nodo para su registro y almacenamiento

Estos resultados se pueden resumir de los resultados obtenidos en la calibración de los sensores y un panel de visualización donde se muestra el registro en tiempo real de todos los sensores que se utilizaron para la aplicación de los modelos analíticos.

5.1.2.1. Relación de calibración de sensores

Se muestra a continuación la tabla de relación de lecturas en la calibración de los sensores así como sus valores máximos y mínimos.

Tabla 5.4: Tabla resumen de la relación de calibración de los sensores de corriente, voltaje y temperatura.

Ecuaciones de relación entre sensores		
Sensor	Ecuación	σ
Corriente	$I_{sensor1} = I_{sensor2} + 12,34 mA \pm 2\sigma$	7,74 mA
Voltaje	$V_{sensor1} = V_{sensor2} \pm 2\sigma$	18,6 mV
Temperatura	$T_{sensor1} = T_{sensor2} \pm 2\sigma$	1,3 °C

5.1.2.2. Resultados del sistema de promediado de temperatura con 4 sensores NTC

Esta variable será utilizada el modelo de Osterwald de ahí el porque de la implementación además de la potencia máxima. Para la verificación del sistema de medición de temperatura promedio, se utilizó 4 envases de plástico con agua a diferentes temperaturas, de tal forma que el promedio de estas pueda leerse con el sistema implementado.

Se procedió a medir las temperaturas en estos envases con el mismo instrumento antes utilizado en la validación del sistema en forma homogénea. Las fotografías tomadas de estas 4 mediciones son las que se muestran a continuación:

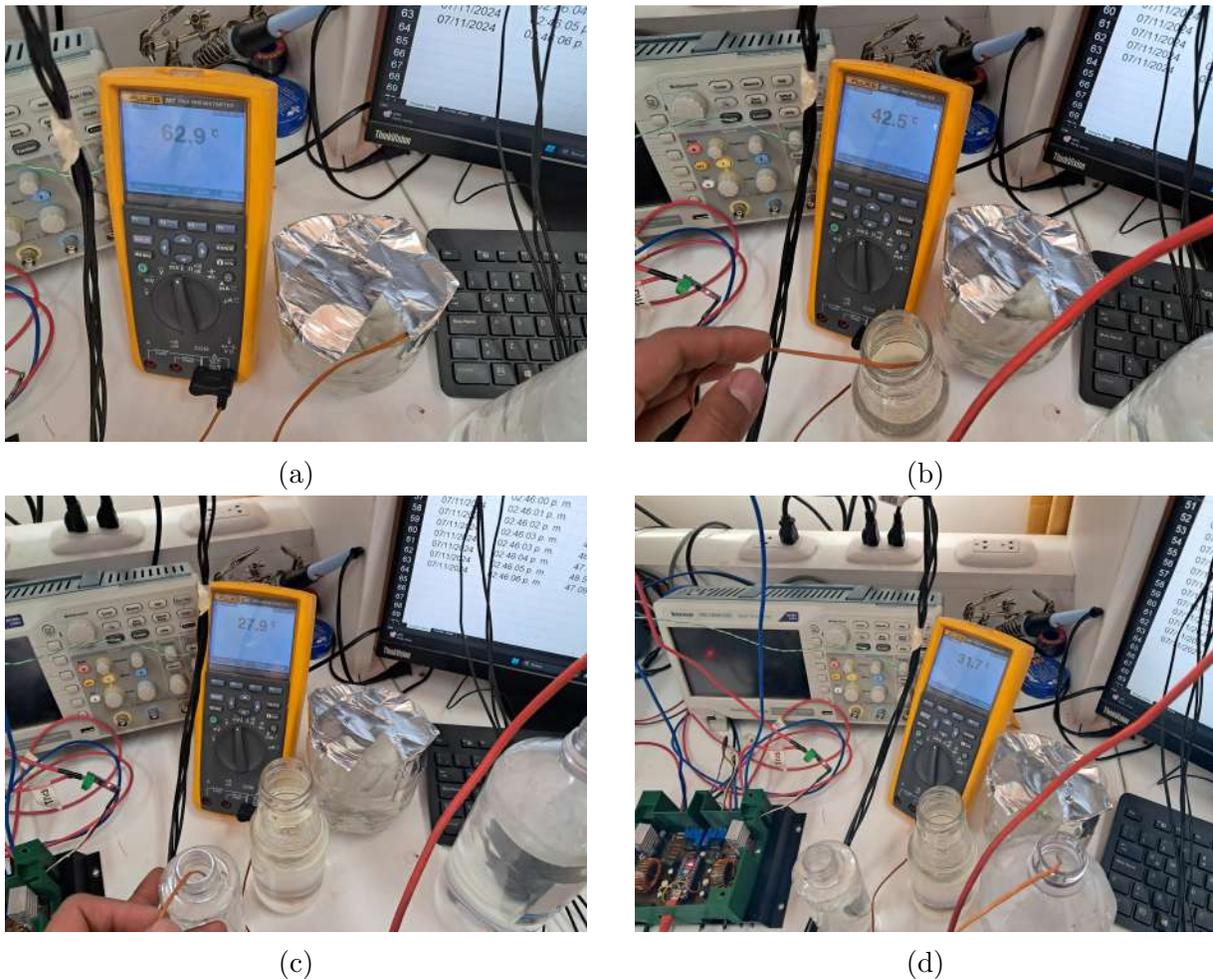


Figura 5.18: Medición de temperatura de los depósitos de agua para prueba del sistema de promediado de temperatura. a) $T_1 = 62,9^{\circ}C$, a) $T_2 = 42,5^{\circ}C$, a) $T_3 = 27,9^{\circ}C$ y a) $T_4 = 31,7^{\circ}C$.

Una vez medida cada una de las temperaturas, inmediatamente se procedió a medir el promedio mediante el sistema implementado exportando sus lecturas a un archivo excel

en tiempo real.

Los resultados de estas mediciones para los dos sistemas implementados son los que se muestran en la Tabla 5.19. Según las imágenes de la Figura 5.18 el promedio real de las temperaturas de los envases es $T_{prom} = \frac{62,9+42,5+27,9+31,7}{4} = 41,25^{\circ}C$. Los que según la tabla mostrada las lecturas para este ejemplo son muy cercanas a la real. Lo que da por validado el sistema de promediado de temperatura con 4 NTC. Para validar formalmente este sistema se requiere de un sistema de adquisición de datos más robusto para medir las 4 lecturas en paralelo a las lecturas exportadas en excel.

Figura 5.19: Resultados de la medición de temperatura en condiciones no homogéneas.

Temperatura promedio 1	Temperatura promedio 2
42.354	42.719
41.164	42.356
41.226	41.253
42.181	41.536
42.654	41.622
42.580	41.523
42.897	41.831
42.526	41.234

5.1.2.3. Panel de visualización del registro y almacenamiento de datos

La programación en el entorno visual NODE - Red permitió integrar los datos de los paneles: potencia y temperatura, como dato ambientales: irradiancia y temperatura ambiente, aunque esta última variable como la velocidad de viento, índice UV, humedad relativa no entraron en el análisis porque no sigue el objetivo general, sin embargo, permite contar este entorno como una potencial herramienta IoT.

También se extrajeron datos de corriente, voltaje y temperatura de la placa para visualizar y monitorizar el correcto funcionamiento del sistema implementado.

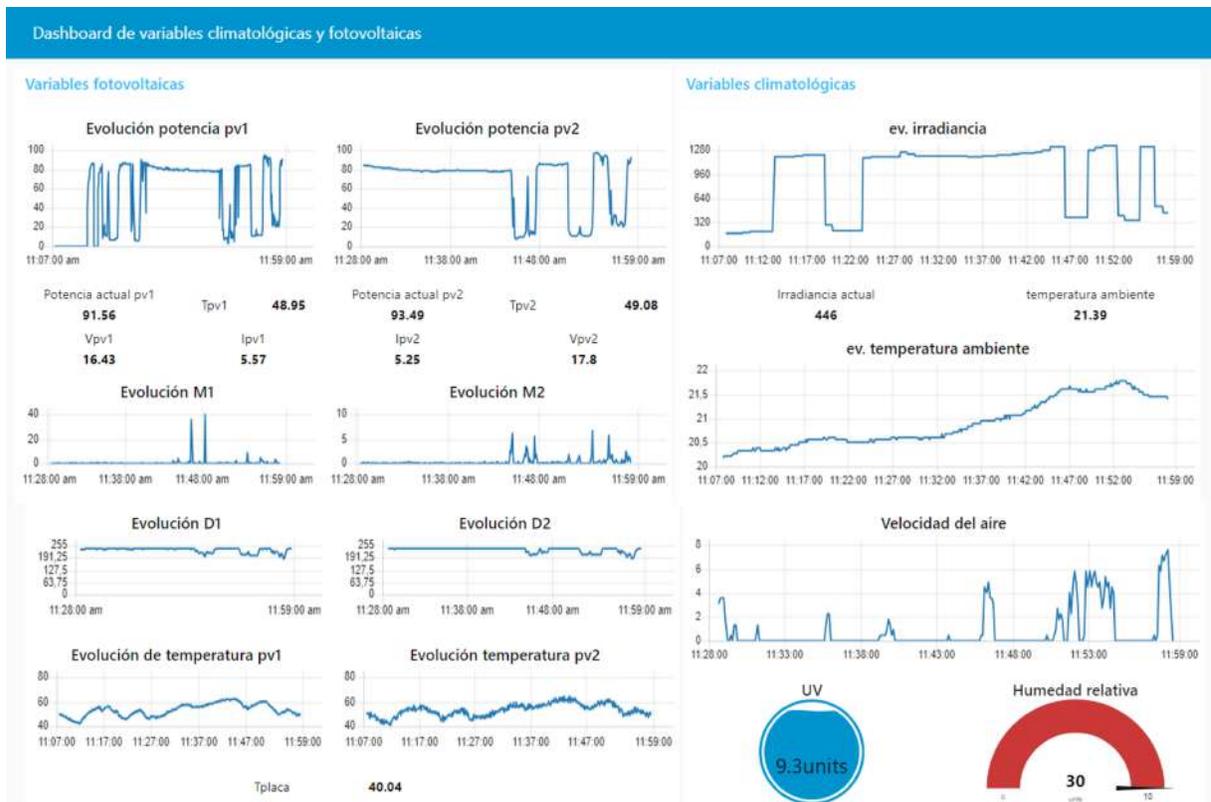


Figura 5.20: Dashboard para monitorización de variables eléctricas y ambientales.

5.1.3. En relación con el objetivo específico 3: Seleccionar el conjunto de datos de estimaciones, correspondiente al modelo analítico, que presente mayor exactitud

Se comienza mostrando gráficamente la toma de datos de la potencia generada, la temperatura de los paneles fotovoltaicos y los perfiles de irradiancia registradas entre los días 20, 21, 22 y 23 de noviembre del 2024. Con estos datos se realizará un análisis comparativo de las potencias y eficiencias con la finalidad de tener un contexto cuantitativo para la discusión de los resultados.

Finalmente, se realizará la evaluación de exactitud de las estimaciones y la elección del mejor modelo.

5.1.3.1. Presentación y análisis de las potencias generadas

La obtención de los datos de corriente - voltaje (potencia) y temperatura de los dos paneles se realizaron en simultaneo del 20 al 23 de noviembre con un tiempo de muestreo de 7 segundos desde las 4:45 am hasta las 5:45 pm, amanecer y atardecer respectivamente.

te, excepto por los días 20 y 21 que se tomaron desde aproximadamente las 11:00 am.

En los resultados gráficos de la Figura 5.21 se aprecian las potencias generadas por los paneles en contraste con los perfiles de irradiancia. En los cuales las curvas de potencia describen los mismos perfiles que los de la irradiancia aseverando así el buen funcionamiento de los sistemas de seguimiento de máxima potencia.

Todas las gráficas de la Figura 5.21 corresponden a días mayormente nublados, y en algunos con lluvia, de ahí que los perfiles de irradiancia estén deformados respecto de uno que corresponde a un día soleado, el cual tiene un parecido a una campana de Gauss. Otra observación que se puede hacer a estas gráficas es que las figuras 5.21.a, 5.21.b y 5.21.d tienen componentes de cambios abruptos y suaves de irradiancia, y la gráfica de la Figura 5.21.c hubo cambios abruptos a lo largo del día. También se observa que la línea roja (curva del panel 2) esta ligeramente encima de la línea azul (curva del panel 1).

Para apreciar mejor esta observación se graficó las diferencias entre la potencia generada por el panel 2 y la potencia generada por el panel 1. Asumiendo que el panel 2 (panel nuevo) generó más que el panel 1 (usado) se obtuvo:

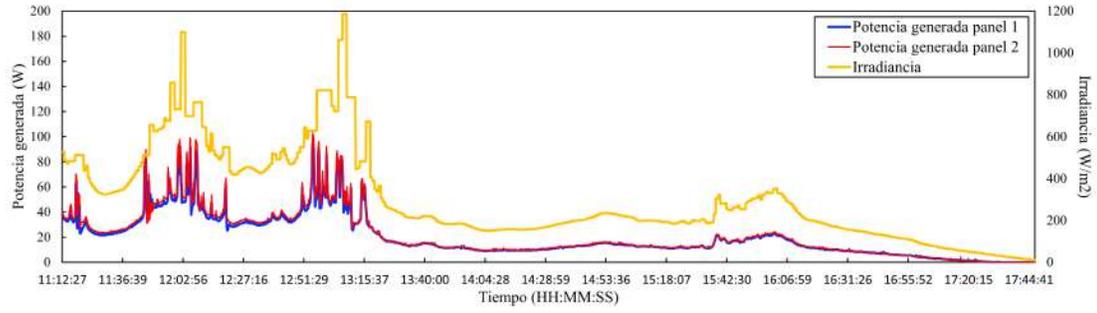
Las gráficas de la Figura 5.22 muestran que en efecto cualitativamente el panel 2 generó más que el panel 1. Con estas mediciones se obtuvo el promedio, de las cuales para los cuatro días la diferencia de potencias es aproximadamente 1 W.

En la toma de datos de potencia se realizó un procedimiento adicional para asegurar la inexistencia de cualquier sesgo de lectura debido a la operación de los sensores en un ambiente distinto a las condiciones de calibración, esta fue la de intercambiar las conexiones entre los paneles y los circuitos de medición de potencia máxima. Con esto se resume las mediciones de potencia en la Tabla 5.5.

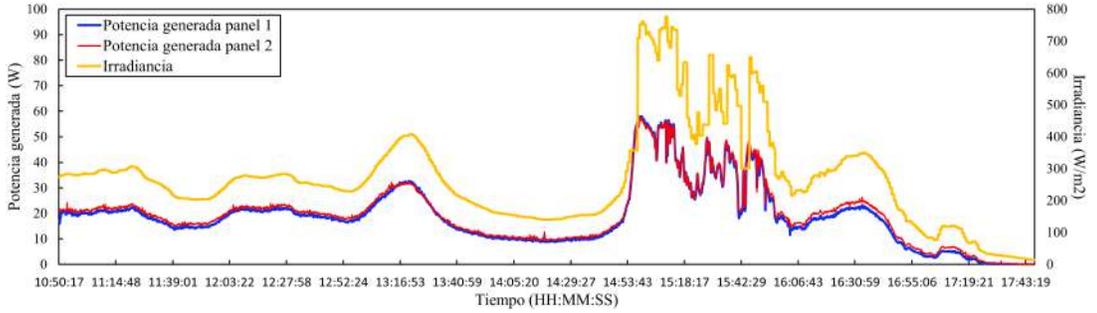
Tabla 5.5: Diferencias promedio entre el panel con menor tiempo de servicio y el panel con 10 años de uso.

	$P_{pv2} - P_{pv1}$	Conexiones
Día 1	1.11 W	Circuito 1 - panel 1 Circuito 2 - panel 2
Día 2	1.03 W	Circuito 1 - panel 2 Circuito 2 - panel 1
Día 3	1 W	Circuito 1 - panel 2 Circuito 2 - panel 1
Día 4	1.04 W	Circuito 1 - panel 1 Circuito 2 - panel 2

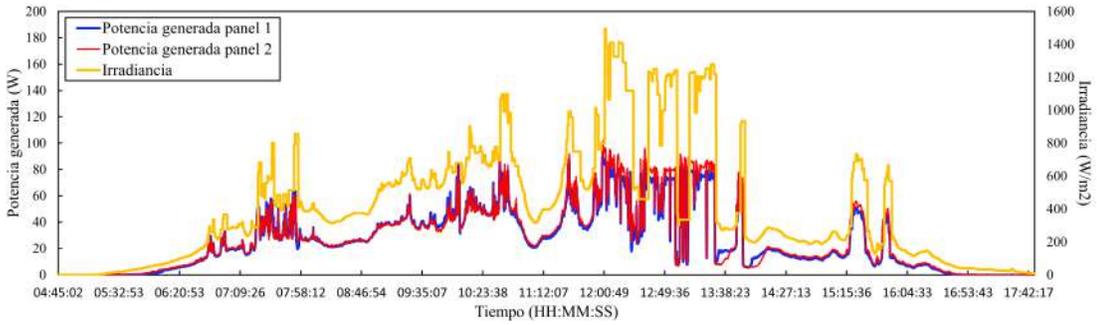
Antes de pasar con el análisis de la eficiencia de los paneles, se debe mencionar que se encontró desfase entre las lecturas de las potencias y las de la irradiancia, esto debido a la limitación mencionada anteriormente del piranómetro. Este desfase introducirá un error en el análisis de la eficiencia y el cálculo de las métricas de exactitud debido a que



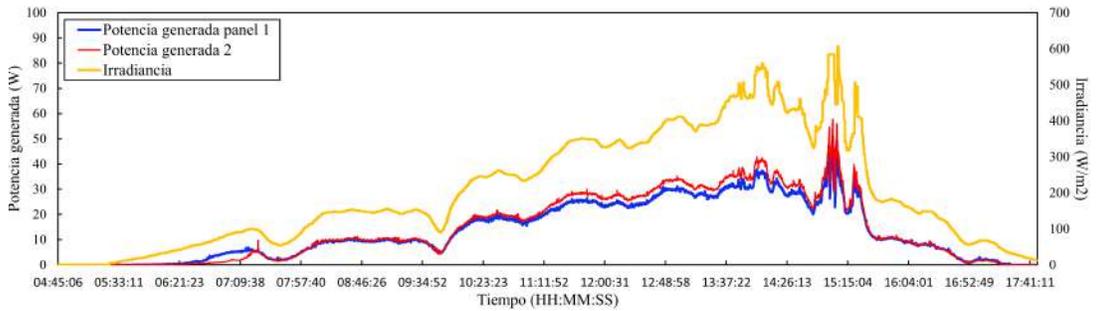
(a) Potencia generada el 20 de noviembre 2024 - día 1.



(b) Potencia generada el 21 de noviembre 2024 - día 2.

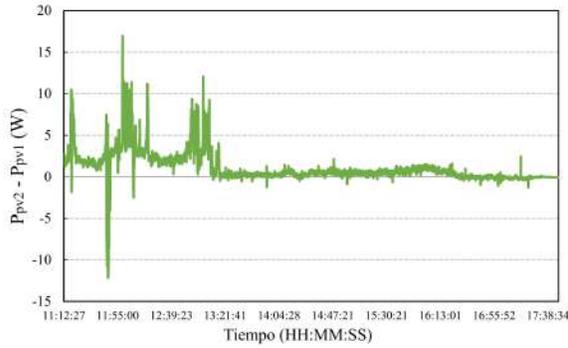


(c) Potencia generada el 22 de noviembre 2024 - día 3.

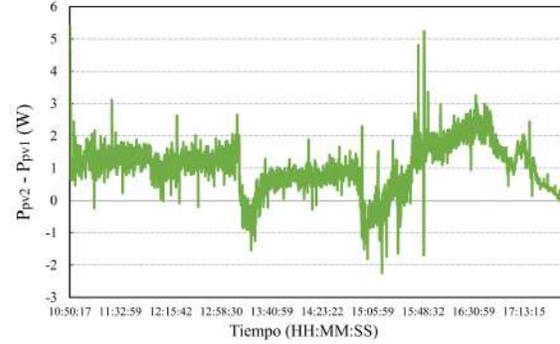


(d) Potencia generada el 23 de noviembre 2024 - día 4.

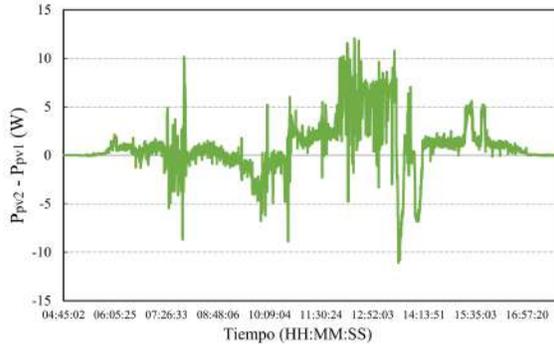
Figura 5.21: Potencia generada por los paneles fotovoltaicos de distinto tiempo de servicio comparando con el perfil de irradiancia entre los días 20 al 24 de noviembre del 2024.



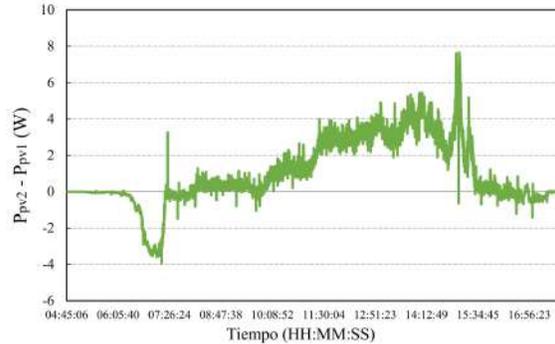
(a) Diferencia de potencia generada del 20 de noviembre 2024 - día 1.



(b) Diferencia de potencia generada del 21 de noviembre 2024 - día 2.



(c) Diferencia de potencia generada del 22 de noviembre 2024 - día 3.



(d) Diferencia de potencia generada del 23 de noviembre 2024 - día 4.

Figura 5.22: Diferencias de potencia generada entre los paneles fotovoltaicos de distinto tiempo de servicio entre los días 20 al 24 de noviembre del 2024.

en ambos casos se utiliza el valor de irradiancia de referencia o patrón. Para constatar esta limitación mencionada se graficó un las lecturas de potencia e irradiancia entre las 15:30 hrs a 16:30 hrs. de la Figura 5.21.b.

Efectivamente de la Figura 5.23 se concluye que el piranómetro no es capaz de detectar cambios rápidos o abruptos, lo que introduce el error en los cálculos en que se hagan uso de este instrumento tomado como patrón o referencia. Para evitar al máximo esta limitación en el cálculo de las eficiencias de los paneles se vio por conveniente dividir el rango de irradiancias en 3 intervalos, en los cuales no exista cambios abruptos de irradiancia. El rango de estos intervalos son: (1) $60 \leq G < 300$, (2) $300 \leq G < 900$ y (3) $G \geq 900$. La elección de estos se basó en que la eficiencia no es la misma en todos los niveles de irradiancia, según el fabricante hay tres valores de eficiencia, para un área efectiva de $0,4852 m^2$, estos son:

- **Eficiencia a $200 W/m^2$:** La eficiencia de los paneles disminuye por debajo de este valor. Esta puede ser del 97% (+/- 3%) de la eficiencia en condiciones STC o la eficiencia STC.

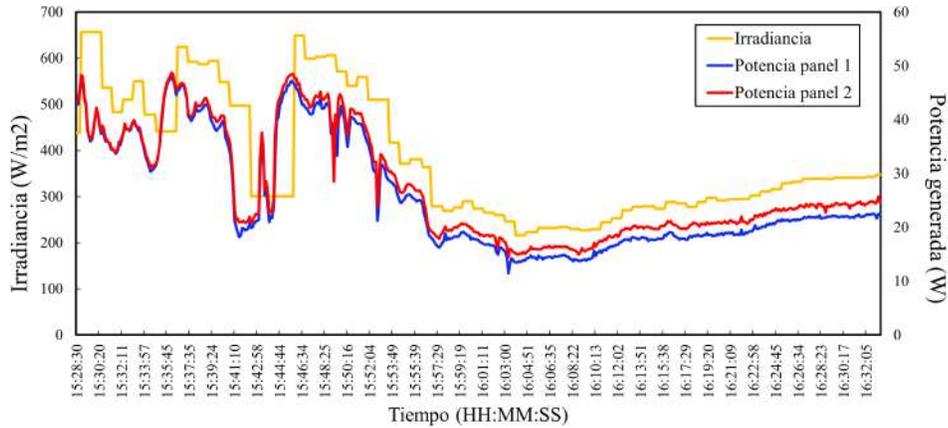


Figura 5.23: Desfase del piranómetro respecto de las mediciones de potencia máxima.

Por ello con el fin de abarcar este nivel se dio un margen de 100 W/m^2 . Dando lugar al límite superior del intervalo 1. El límite inferior se determinó en base a que alrededor de los 60 W/m^2 se midió el valor más pequeño de potencia medido a nivel de laboratorio con los circuitos.

- **Eficiencia a 800 W/m^2 :** La eficiencia a 800 W/m^2 es de 14.97 %, tomando en cuenta los valores máximos de corriente y voltaje mostrados en la hoja de datos. Para considerar este nivel se tomó el límite superior del intervalo 1 como límite inferior del intervalo 2 y se dio también un margen de 100 W/m^2 respecto a los 800 W/m^2 .
- **Eficiencia a 1000 W/m^2 :** Considerando la corriente y voltaje máximo se tiene que la eficiencia es de 16.59 %.

En cuanto al intervalo 3, se consideró como límite inferior al límite superior del intervalo 2 en adelante.

Nótese que en estos criterios de evaluación de la eficiencia no se está considerando a la temperatura de los paneles, ya que al estar en un mismo entorno permite independizar el análisis de este parámetro. Con estas aclaraciones, las eficiencias calculadas se incrementan conforme aumenta el intervalo según la Tabla 5.6. También se puede ver que existe una diferencia del 1.76 % en promedio de eficiencia del panel 2 respecto del panel 1, lo que demuestra la diferencia de servicio en años de estos dos paneles.

Estos datos servirán más adelante, junto con los valores p de la prueba de hipótesis, interpretar mejor los resultados.

Tabla 5.6: Eficiencia de los paneles por intervalos de irradiancia y sus diferencias.

	Eficiencia de panel 1 (%)	Eficiencia de panel 2 (%)	Diferencia (%)
Intervalo 1	10.94	12.89	1.95
Intervalo 2	14.91	16.32	1.41
Intervalo 3	16.13	18.04	1.91
Promedio	14.00	15.75	1.76

5.1.3.2. Presentación y observación de las gráficas de temperatura de los paneles fotovoltaicos

Al estar los paneles en un mismo entorno, para el cálculo de las eficiencias de la Tabla 5.6 se asumió que los paneles variaban su temperatura de superficie de igual forma, esto se puede corroborar con las gráficas de la Figura 5.24. En la cual se aprecia que las curvas en azul y rojo tienen una misma tendencia o estar superpuestas, además siguen el perfil de irradiancia, esto es, que cada vez que hay un aumento de irradiancia la temperatura del panel también aumenta y cada vez que disminuye la irradiancia la temperatura del panel disminuye.

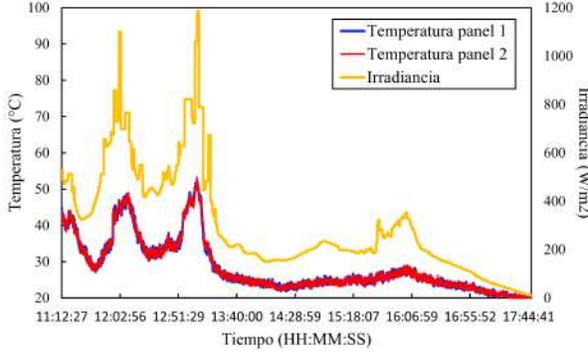
Las curvas de temperatura y de potencia generada por los paneles se aplicarán al modelo de Osterwald (modelo 1) y las corrientes y voltajes máximos a los modelos del estándar IEC 60891 y al modelo basado en la caracterización de una celda fotovoltaica.

5.1.3.3. Elección del modelo analítico con mayor exactitud

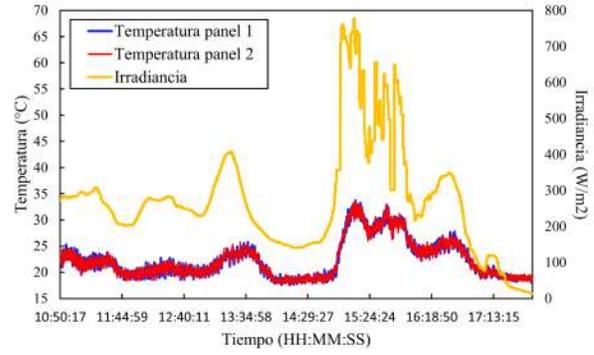
En esta sección se pondrá a prueba la exactitud de los modelos analíticos mediante el cálculo de dos métricas: error absoluto promedio (MAPE) y error cuadrático medio (RMSPE) ambos expresados en términos porcentuales. La diferencia de ambas métricas es la consideración de las desviaciones de las estimaciones respecto del valor verdadero (piranómetro), el RMSPE penaliza más los errores grandes que el MAPE. Las expresiones matemáticas del MAPE y del RMSPE, respectivamente, son:

$$\text{MAPE} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left| \frac{y_i - \hat{y}_i}{y_i} \right| \times 100 \quad (5.1)$$

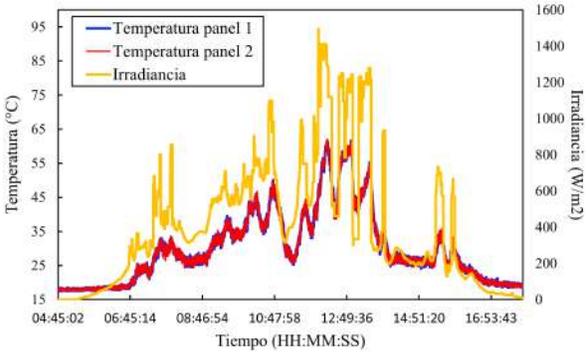
y



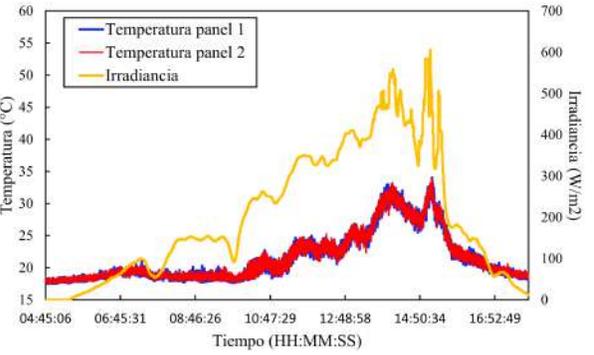
(a) Temperatura de los paneles el 20 de noviembre 2024 - día 1.



(b) Temperatura de los paneles el 21 de noviembre 2024 - día 2.



(c) Temperatura de los paneles el 22 de noviembre 2024 - día 3.



(d) Temperatura de los paneles el 23 de noviembre 2024 - día 4.

Figura 5.24: Temperatura de los paneles fotovoltaicos de distinto tiempo de servicio comparando con el perfil de irradiancia entre los días 20 al 24 de noviembre del 2024.

donde:

- y_i es el valor real de la muestra i ,
- \hat{y}_i es el valor estimado correspondiente,
- n es el número total de observaciones.

$$\text{RMSPE} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left(\frac{y_i - \hat{y}_i}{y_i} \right)^2} \times 100 \quad (5.2)$$

Sin embargo, antes de proceder con los cálculos respectivos se tuvo que filtrar los datos debido al desfase por tiempo de actualización entre las lecturas del piranómetro y los cambios de potencia mostradas en la Figura 5.23, esto se puede apreciar mejor en el diagrama de dispersión graficado para mostrar la magnitud (al menos visualmente) de este desfase (ver Figura 5.25).

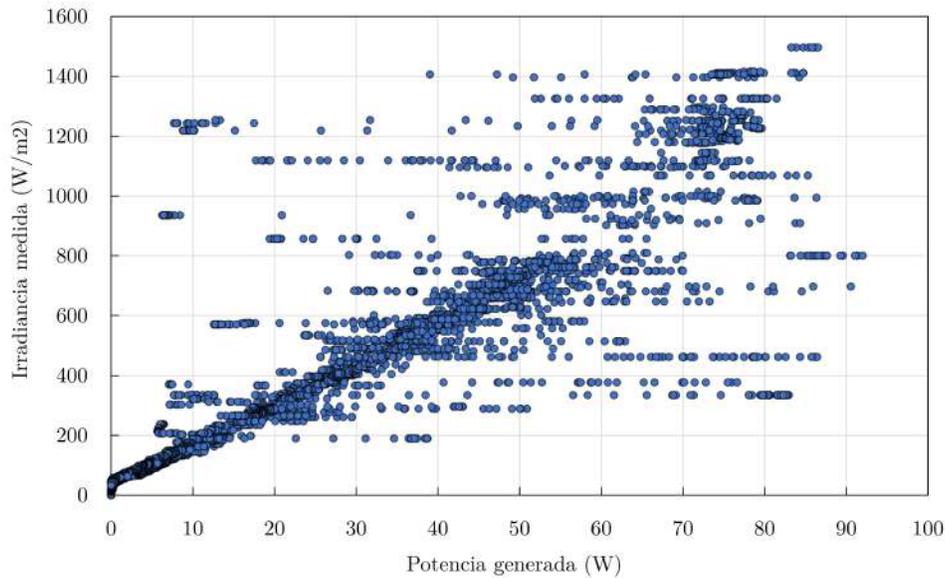


Figura 5.25: Diagrama de dispersión del desfase de las lecturas del piranómetro respecto de las mediciones de potencia máxima.

Para solucionar la cantidad enorme de “outliers” (o valores atípicos), debido a la causa mencionada, se aplicó un filtro basado en residuos, el cual consiste en eliminar datos fuera de un umbral por encima o debajo de las diferencias entre valores estimados por regresión y valores reales de irradiancia (lecturas del piranómetro). El objetivo de aplicar este filtro es quedarse con los datos que sigan una correlación lo más lineal posible entre la potencia generada y la irradiancia medida por el sensor de referencia, tal como se explica visualmente en la Figura 5.26.

El valor del umbral seleccionado fue por debajo de 2 desviaciones estándar (σ), con esta selección se logró obtener un diagrama de dispersión en la que los datos de potencia e irradiancia claramente siguen una tendencia lineal, como se aprecia en la parte inferior derecha de la Figura 5.26. Adicionalmente para el análisis de exactitud, se eliminaron datos correspondientes a intervalos de tiempo en los que las transiciones de irradiancia fueron muy cambiantes por las condiciones del cielo de esos días según se puede apreciar en la gráficas de la Figura 5.21. También es necesario mencionar que se analizaron los datos desde los 100 W/m^2 debido a que por debajo de este se consideró los amaneceres y atardeceres.

Dicho esto, se procedió a aplicar los modelos analíticos de estimación de irradiancia con las mediciones diarias de la potencia máxima generada y de temperatura de los paneles, este último para la aplicación del modelo de Osterwald. Los valores promedio obtenidos de MAPE y RMSPE de los cuatro días para el panel usado (panel 1) y panel nuevo (panel 2) basado en los tres modelos analíticos encontrados en la literatura, se muestran en el diagrama de barras de la Figura 5.27. Se graficaron también las curvas estimadas para el panel 1 y 2 en el día 2, esto se puede visualizar en la Figura 5.28.

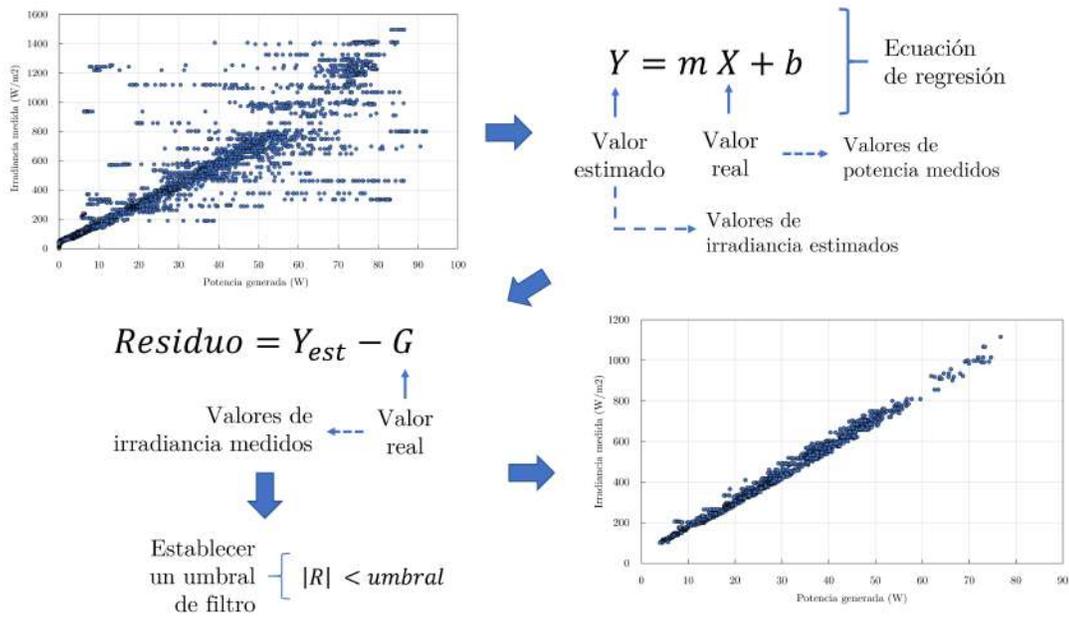


Figura 5.26: Aplicación del filtro residual sobre los datos en crudo de potencia generada e irradiancia medida por el piranómetro.

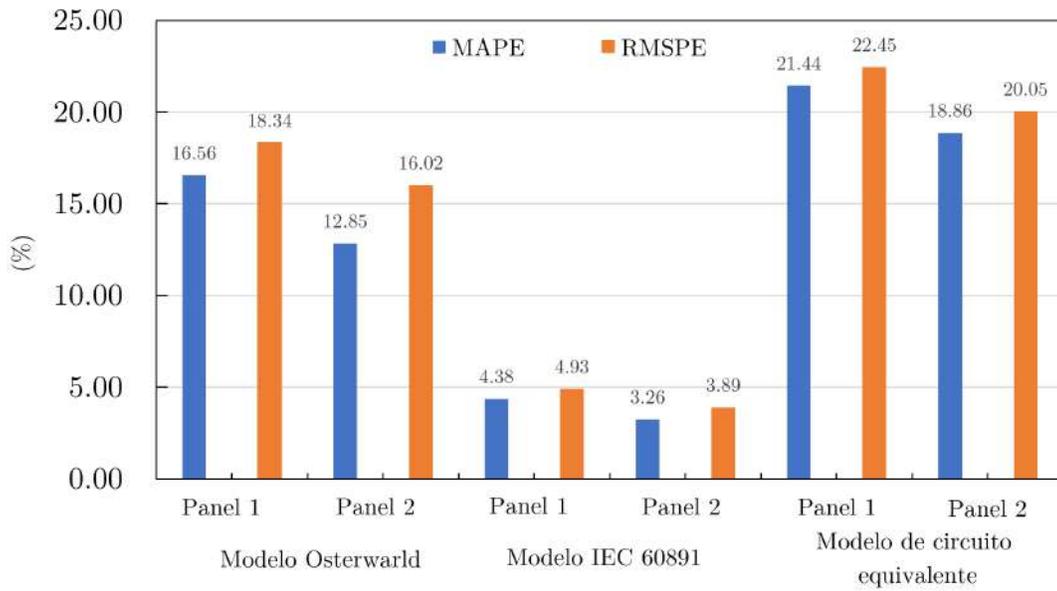


Figura 5.27: Valores de exactitud de los modelos empleados en los dos paneles.

Claramente se observa, en primer lugar, que el modelo según la IEC60891 es mejor que el modelo de Osterwald y el modelo empleando el modelo matemático de los paneles fotovoltaicos por acercarse sus métricas más a cero. Respecto al modelo de Osterwald este es aproximadamente 4 veces más inexacto que el modelo de la IEC, y el modelo de cir-

cuito equivalente lo es en casi 5 veces. Por lo tanto se lleva a elegir el modelo IEC para realizar la prueba de hipótesis y a escogerlo, para el trabajo desarrollado, como el adecuado para realizar estimaciones de irradiancia con paneles similar a los utilizados.

Se muestra también detalles de estos errores y la desviación sistemática (bias) por día, nro de muestras en el cálculo y el rango de niveles de irradiancia analizados en la Tabla 5.7.

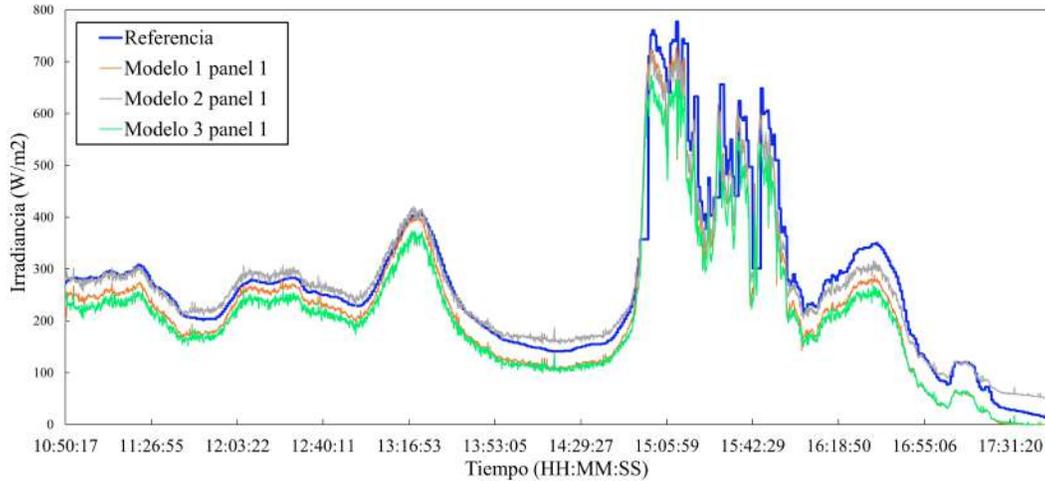
Tabla 5.7: Errores de estimación de irradiancia por día y panel para el mejor modelo analítico.

días	número de muestras	rango irradiancia (W/m^2)	panel 1 (usado)			panel 2 (nuevo)		
			MAPE (%)	RMSE (%)	bias (W/m^2)	MAPE (%)	RMSE (%)	bias (W/m^2)
1	501	131 - 821	4.13	4.53	-10.75	2.27	2.75	-4.69
2	1007	142 - 408	3.64	4.29	-5.86	3.10	3.81	-0.34
3	1563	102 - 1116	6.36	6.86	-24.66	5.25	5.96	-18.20
4	2047	132 - 411	3.37	4.02	-8.95	2.43	3.05	2.43
Total	5118	102 - 1116	4.38	4.93	-12.55	3.26	3.89	-5.20

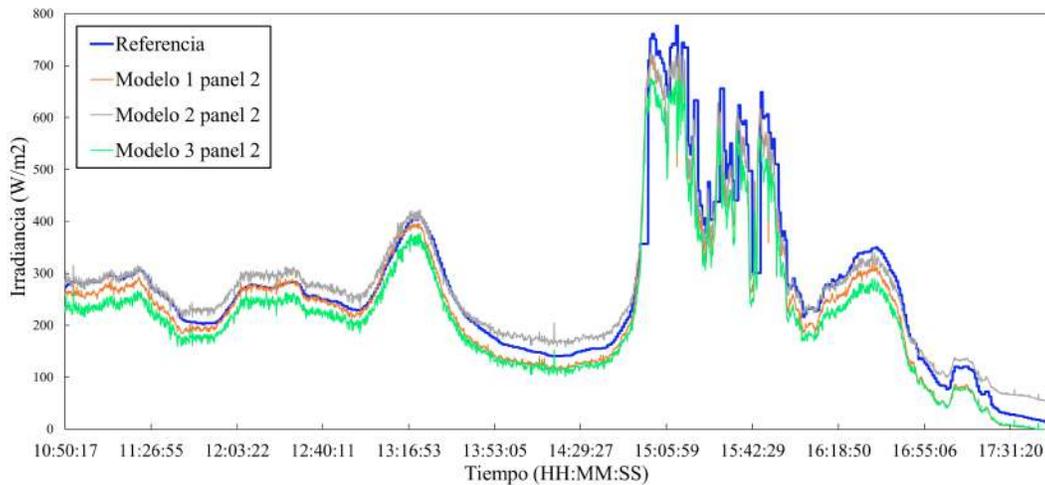
Analizando los errores por día con el mejor modelo seleccionado, en la Tabla 5.7 se puede apreciar que los errores en los días 1, 2 y 4 son cercanos entre sí, esto era de esperar ya que en estos días a comparación del día 3 no se tuvieron demasiadas variaciones rápidas en la irradiancia, al menos no durante todo el día como es el caso del día 3, teniendo como resultados errores por encima del 5%, pero no mayor a 7%.

En términos generales, se observa que el panel 2, en un mismo día, fue más exacto que el panel 1, al menos numéricamente se observan diferencias. Estas diferencias serán validadas mediante la prueba de significancia desarrollada en la siguiente subsección. También se observa que el panel 1 esta más sesgado sistemáticamente que el panel 2, considerando ambas valores como sobreestimaciones por estar debajo de cero, esto es que las estimaciones (sistemáticamente) están por debajo de los valores registradas por el sensor de referencia.

Es importante señalar también que para el cálculo de estos errores se este considerando y abarcando al menos el 80% de niveles de irradiancia registrados, superando la constante solar a nivel terrestre de $1000W/m^2$, con una cantidad de muestras considerablemente alta tomadas en condiciones reales de funcionamiento.



(a) Estimaciones usando los modelos 1, 2 y 3 en el panel usado.



(b) Estimaciones usando los modelos 1, 2 y 3 en el panel nuevo.

Figura 5.28: Estimaciones de la irradiancia usando paneles fotovoltaicos de diferente tiempo de servicio el día 21 de noviembre.

5.2. Resultados respecto al objetivo general

A continuación, se presenta el análisis de los resultados respecto al objetivo general que consiste en probar la hipótesis planteada. A diferencia de los resultados obtenidos en la anterior subsección donde se compararon los resultados de estimación con una referencia, en esta siguiente subsección se compararan las distribuciones tanto solo entre estimaciones para poder saber si existen diferencias significativas entre las estimaciones hechas con paneles fotovoltaicos de diferentes tiempo de uso.

Para ello primero se realizó un análisis de normalidad de los datos con la finalidad de elegir el tipo de prueba estadístico para probar la hipótesis, después se elegirá el tipo de

prueba y finalmente se calculará los respectivos valores p de significancia.

5.2.1. Prueba de normalidad

En esta sección se elegirá la prueba estadística para la prueba de hipótesis, para ello se requiere conocer la distribución de los datos o probar su normalidad. Para esta prueba se usaron métodos gráficos como el histograma y el gráfico Q-Q o comparación de cuantiles.

Los histogramas y gráficos Q-Q de las estimaciones de irradiancia por día y por panel son los que se muestran a continuación:

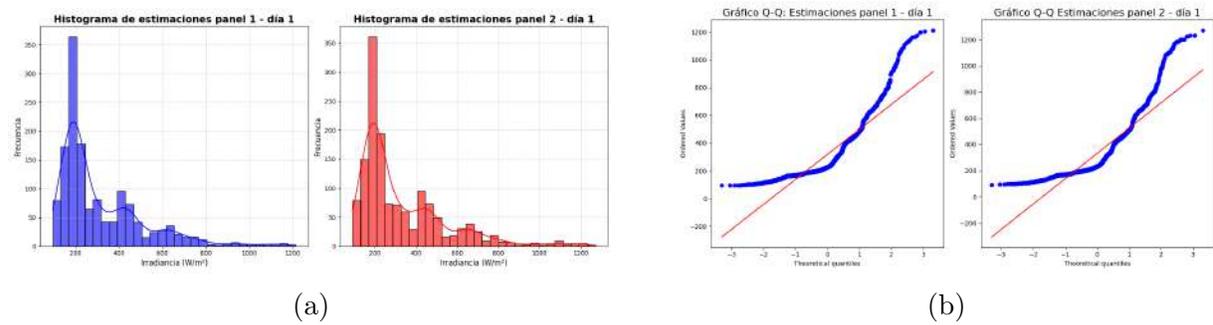


Figura 5.29: Gráficos para determinar la normalidad de las estimaciones de irradiancia del 20 de noviembre. a) Histograma. b) Gráficos Q-Q.

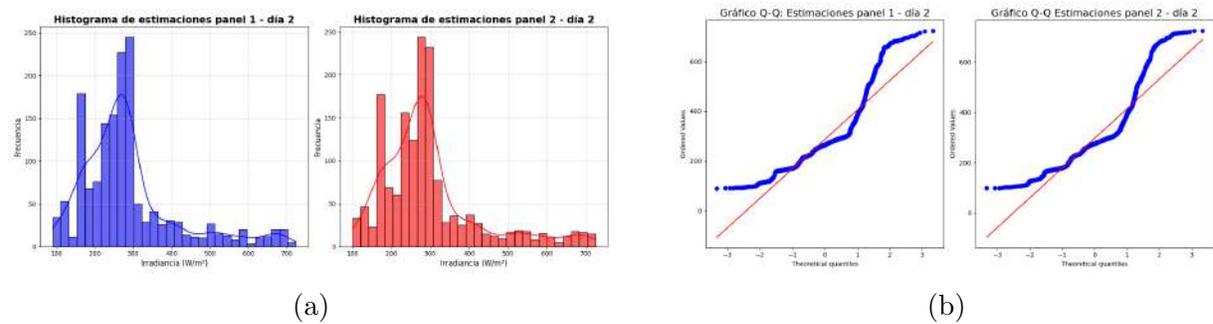


Figura 5.30: Gráficos para determinar la normalidad de las estimaciones de irradiancia del 21 de noviembre. a) Histograma. b) Gráficos Q-Q.

Los histogramas y gráficos Q-Q de las figuras 5.29, 5.30, 5.31 y 5.32 correspondiente a las estimaciones de irradiancia del día 1, 2, 3 y 4, tanto para el panel 1 y 2, no siguen una distribución simétrica respecto del perfil de una distribución normal o campana de Gauss, tampoco los cuantiles de estos datos se aproximan a los de una distribución normal.

Por lo tanto, se concluye que las estimaciones de irradiancia no siguen una distribución normal, concluyendo también el uso de una prueba no-paramétrica.

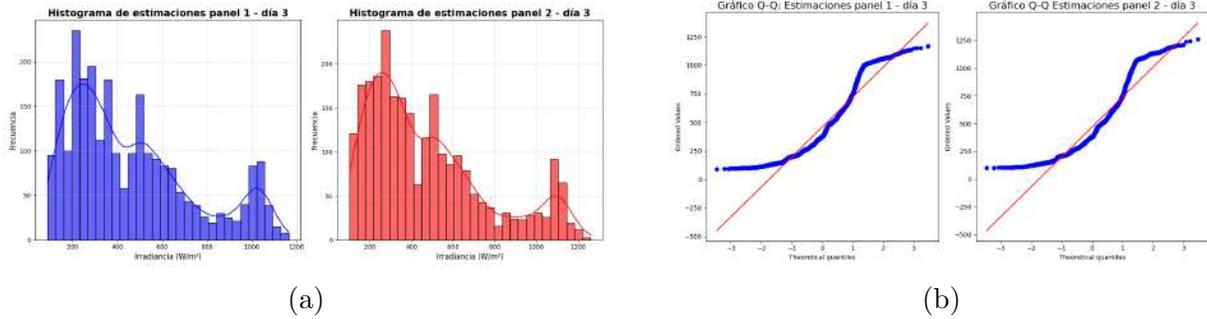
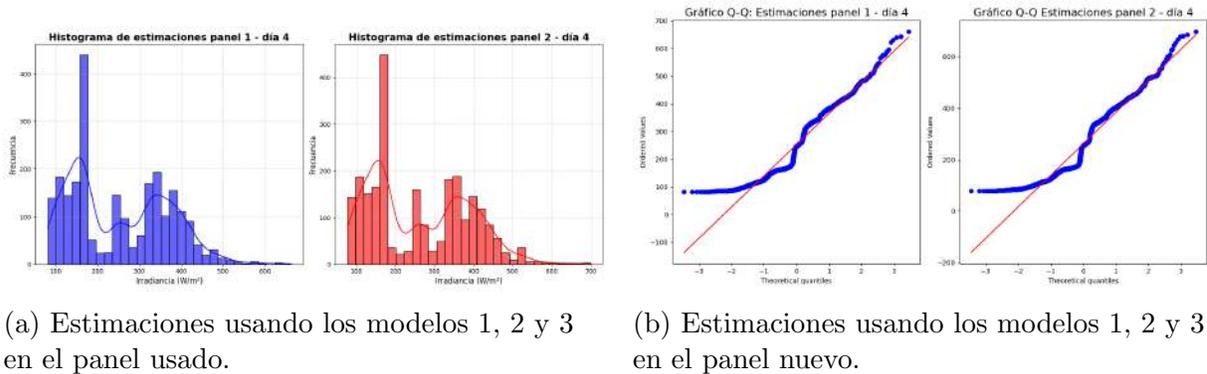


Figura 5.31: Gráficos para determinar la normalidad de las estimaciones de irradiancia del 22 de noviembre. a) Histograma. b) Gráficos Q-Q.



(a) Estimaciones usando los modelos 1, 2 y 3 en el panel usado. (b) Estimaciones usando los modelos 1, 2 y 3 en el panel nuevo.

Figura 5.32: Gráficos para determinar la normalidad de las estimaciones de irradiancia del 23 de noviembre. a) Histogramas. b) Gráficos Q-Q.

5.2.2. Prueba de hipótesis

Para el cálculo del valor “p” que confirme o rechace la hipótesis planteada se utilizará la prueba de Mann-Whitney - Wilcoxon en reemplazo de la prueba t de Student para datos normales. Esta elección se debe a los siguientes criterios:

1. Independencia de los datos: Las mediciones del panel 1 no afectan ni dependen de las mediciones del panel 2.
2. Escala de medición: Los datos de irradiancia son de razón, porque tiene un cero absoluto, se puede realizar operaciones matemáticas y tiene un rango continuo.
3. Distribuciones: Por lo visto en las Figuras 5.29, 5.30, 5.31 y 5.32 se puede afirmar que las distribuciones son homogéneas.

La prueba de Mann-Whitney - Wilcoxon no asume normalidad, requiere que los datos sean independientes estadísticamente hablando, los datos pueden estar en escala ordinal, de intervalo o de razón y requiere distribuciones similares.

La interpretación de los valores **p** para la prueba de Mann-Whitney - Wilcoxon es el siguiente:

Tabla 5.8: Interpretación de los valores p para la prueba U de Mann-Whitney

Valor p	Interpretación
$p \leq 0,05$	Rechaza la hipótesis nula (diferencias significativas entre los grupos)
$0,05 < p \leq 0,10$	Tendencia hacia la diferencia significativa, pero no concluyente
$p > 0,10$	No rechaza la hipótesis nula (sin diferencias significativas entre los grupos)

Para conocer la magnitud de las diferencias significativas se introduce el concepto de “tamaño de efecto” que indica la fuerza de la diferencia entre los dos grupos.

Los criterios de calificación de este parámetro se muestran en la Tabla 5.9.

Tabla 5.9: Interpretación del tamaño del efecto $|r|$ para la prueba U

Valor de $ r $	Interpretación
$0,1 \leq r < 0,3$	Efecto pequeño
$0,3 \leq r < 0,5$	Efecto moderado
$r \geq 0,5$	Efecto grande

5.2.3. Resultados de la prueba de hipótesis

Utilizando las bibliotecas estadísticas de Python como `scipy` y `numpy` y funciones `mannwhitneyu` de `scipy.stats` que realiza la prueba U y devuelve el valor p e implícitamente el estadístico necesario para hallar r, se cargaron los archivos “.xlsx” correspondiente a los 4 días de recolección de datos.

Se halló los valores p y r en los mismos intervalos utilizados para calcular la eficiencia. Esto para tener un mejor, completo y seguro análisis de la estimaciones en todo el rango de incidencias disponible en la ciudad del Cusco entre los días 20, 21, 22 y 23 de noviembre del 2024.

Como se aprecia en la Tabla 5.10, los valores **p** para todos los días son menores a 0.05, lo que indica que existen diferencias estadísticamente significativas entre los dos grupos de datos (estimaciones con dos paneles de distinto tiempo en servicio), esto quiere decir que las diferencias encontradas tienen su causa en el tiempo de uso de los paneles lo que

Tabla 5.10: Resultados de la prueba Mann Whitney Wilcoxon aplicado a la totalidad de muestras de estimaciones tomadas por día.

	n	U	p	r
Día 1	3220	5029567	0.03819	0.485
Día 2	3432	5483771	<0.0001	0.466
Día 3	6440	20229797	0.01626	0.488
Día 4	6449	20327768	0.02718	0.489

también se puede denominar como el envejecimiento según las mediciones de potencia y eficiencia calculadas anteriormente.

Estos valores calculados rechazan que las diferencias sean producto de la casualidad o producto de fallas en el sistema de medición o factores como los cambios rápidos en la irradiancia producido por nubes pasajeras.

En la misma línea se calcularon también los valores **r**, estos son cercanos a 0.5 y por encima de 0.3, que según la Tabla 5.9 el efecto es grande, esto quiere decir que no solo existe diferencias significativas sino también que su efecto es moderado, esto quiere decir que la degradación en eficiencia tiene un impacto leve sobre las estimaciones de irradiancia, puntualmente esto se vio a través de las métricas de exactitud halladas anteriormente.

Capítulo 6

DISCUSIÓN

6.1. Descripción de los hallazgos más relevantes y significativos

6.1.1. Propuesta de mejora del algoritmo IC de bajo costo computacional ajustando el paso del ciclo de trabajo en intervalos de tiempo

En este trabajo de tesis, con el objetivo de obtener el punto de máxima potencia (dato clave para los modelos analíticos de estimación de irradiancia), se implementó un algoritmo MPPT basado en el método de Conductancia Incremental (IC) mejorado. Este algoritmo alcanzó una precisión del 99.88 %, utilizando una lógica simple y de bajo coste computacional. Comparativamente, otros métodos más complejos, como el uso de lógica difusa aplicado por Shiau *et al.*(2015), lograron una precisión del 99.99 %, y el método propuesto por Hassan, Li, Kamal, y Riaz(2018), del 97.02 %.

Sin embargo, en términos de tiempo de convergencia, ambos métodos más avanzados mostraron un desempeño superior, con tiempos inferiores a 1 segundo, mientras que el algoritmo implementado en este trabajo requirió 5 segundos para estabilizarse. A pesar de esta diferencia, el nivel de precisión alcanzado por el algoritmo propuesto representa un hallazgo significativo en comparación con los dos enfoques mencionados.

En relación al algoritmo implementado, se destaca también la buena performance del algoritmo ante condiciones de tiempo de alta variabilidad y de cambios paulatinos según las gráficas de potencias generada de la Figura 5.21.

6.1.2. Propuesta de sistema de medición de temperatura promedio basado en 4 puntos NTC

En el ámbito de la instrumentación, se ha verificado que el sistema es capaz de realizar una medición promedio de 4 puntos a diferentes temperaturas en una sola lectura. Este promedio representa el valor representativo de las cuatro temperaturas medidas. Mediante una demostración matemática, se ha comprobado que el sistema puede extenderse a mediciones en un número arbitrario de puntos (“n”), manteniendo su funcionalidad. En el caso específico de 4 puntos, se verificó que el sistema de promediado opera de manera satisfactoria, lo que lo hace adecuado para medir el promedio de temperatura en superficies más grandes o en aplicaciones donde se requiere conocer un único valor representativo de temperatura para un cuerpo.

Este hallazgo es particularmente relevante, ya que el sistema requiere únicamente un puente de Wheatstone y un amplificador de instrumentación, lo que simplifica el hardware y reduce significativamente los costos.

6.1.3. Comparación metrológica respecto del sensor de referencia y las estimaciones

Las estimaciones realizadas pueden considerarse bastante precisas, ya que el sensor de referencia fue calibrado con un piranómetro de alta precisión (PSP) de la marca EP-PLYEY. El error asociado, al considerar transitorios y cambios rápidos en la irradiancia debido a factores climáticos, varía entre 4.38 % y 4.93 % para un panel con 10 años de servicio, y entre 3.26 % y 3.89 % para paneles sin uso. Este margen de error es adecuado para aplicaciones en las que no se requiere una medición extremadamente precisa, pero bastante útil para conocer perfiles de irradiancia y obtener una estimación aproximada de la eficiencia de los paneles. Además, al utilizar un hardware y software relativamente sencillos, esta solución resulta ser muy práctica. Cabe destacar que es posible ajustar las mediciones considerando el valor del sesgo (bias).

6.2. Comparación crítica con la literatura existente

En esta sección se lleva a cabo una comparación crítica con la literatura existente, enfocándose principalmente en la precisión de las estimaciones obtenidas en el presente trabajo respecto de los antecedentes. En la Tabla 6.1 se resumen los resultados expuestos y también de los antecedentes.

Tabla 6.1: Comparación de los resultados obtenidos con la literatura.

Trabajo	Modelo analítico	Rango de irradiancia (W/m^2)	Condiciones de cielo	Tiempo/nro. muestras	Medición	Errores
Desarrollado	De la IEC 60891 Funcionamiento en tiempo y condiciones reales.	102 a 1116	Con nubosidad desde moderado a altamente variable	4 días/5118	Circuito electrónico MPPT IC mejorado Paneles monocristalinos de 80 W	3.26 % a 4.93 %
Laudani et al. (2021)	De la ecuación característica de los paneles PV de 5 parámetros	200 a 1400	Pruebas realizadas a nivel de laboratorio	25 muestras	Medidor de corriente Simulador fotovoltaico TerraSAS ETS60. Carga DC, AC IT8615	<5 %
Abe et al. (2020)	Relación proporcional entre la corriente máxima y la irradiancia.	50 a 1100	Nublado y cielo despejado	16 meses	Sistema de adquisición y visualización de curvas fotovoltaicas. Paneles monocristalinos de 245 W.	4.35 % a 6.85 %
Collaguazo (2019)	De la ecuación característica de los paneles PV de 5 parámetros	200 a 1000	No especifica	5 días/ 8404	Circuito electrónico medidor de voltaje y corriente. Paneles monocristalinos de 50 W y 80 W y panel policristalino de 250 W.	3.44 % a 6.76 %
Moshksar y Ghanbari (2018)	De la IEC 60891 Funcionamiento en tiempo y condiciones reales.	880 a 920	Soleado	240 seg./ 13	Circuito electrónico MPPT P&O Panel monocristalino de 10 W	1.08 % a 4.22 %
Carrasco et al. (2017)	De la ecuación característica de los paneles PV de 5 parámetros	300 a 1000	Nublado con cambios rápidos	62 muestras	Circuito medidor de voltaje Arreglo de celdas monocristalinas de 12mW Panel policristalino de 87 W con 5 años de uso.	1.5 % a 3.2 %

En el trabajo de Laudani *et al.* (2021) se ha obtenido errores de estimación por debajo de 5 % a nivel de laboratorio, esto es, con equipamiento que simula a los paneles y la carga. Aunque sí utiliza algunos paneles para realizar un análisis de sensibilidad de la irradiancia para diseñar un circuito electrónico, no los pone a prueba en condiciones reales de funcionamiento.

En el estudio de Abe *et al.* (2020) realizar estimaciones en base a mediciones de corriente, voltaje y temperatura registradas durante 16 meses por un sistema de adquisición y visualización de curvas fotovoltaicas. Estos datos son insertados en el modelo de estimación que relaciona la corriente máxima con la irradiancia consiguiendo errores entre 4.35 % y 6.85 % abarcando días despejados y nublados.

En el trabajo de tesis de Collaguazo (2019) se obtienen errores de 3.44 % a 6.76 % utilizando la ecuación característica de los paneles fotovoltaicos, y con el mismo modelo Carrasco *et al.* (2017) obtiene de 1.5 % a 3.2 %, aunque tal vez podría haber presentado mayor cantidad de muestras en otras condiciones de cielo.

Moshksar y Ghanbari utiliza un modelo basado en la medición del punto máximo de potencia, igual al modelo elegido en el presente trabajo, no obstante los resultados obtenidos se realizan en un rango muy pequeño de irradiancia (880 a 920 W/m^2) considerando el análisis de sensibilidad desarrollado por Laudani *et al.* (2021) realizar en un rango más amplio de irradiancia podría afectar el error de 1.08 % y 4.22 % proporcionado.

Finalmente los errores obtenidos en el presente trabajo abarcan condiciones muy cambiantes del tiempo atmosférico considerando niveles de irradiancia más reales que se pueden presentar en un aplicación concreta considerando además 4 diferentes perfiles de irradiancia correspondiente a los 4 días de toma de datos. Destacando también la potencialidad del circuito para estimar la irradiancia con un margen de error de 3.26 % a 4.93 % sin dejar de generar energía, considerando la practicidad para la implementación del circuito.

6.3. Implicancias de la investigación

Según las justificaciones dadas en la Introducción de esta tesis, las implicancias de investigación son:

- El envejecimiento de los paneles afecta moderadamente las estimaciones de irradiancia utilizando mediciones en el punto máximo de potencia.
- El diseño de un circuito MPPT brinda los pasos y nociones para desarrollar un circuito que calcule el punto máximo de los paneles, así como un estimador de irradiancia.

- La energía generada por el panel no se ve interrumpida mientras se estima la irradiancia, lo que haciendo algunas adaptaciones podría servir como un elemento de generación y sensor a la vez. Los paneles equipados con reguladores de carga MPPT implementados con sensores de corriente y voltaje podrían realizar esta función.
- Se puede calcular la eficiencia con un mismo dispositivo sin necesidad de utilizar un instrumento especializado como un piranómetro en entornos o lugares donde el acceso a estos sean limitados.

Conclusiones

- Se compararon las estimaciones de irradiancia obtenidas a partir de dos paneles fotovoltaicos con diferentes tiempos de servicio mediante pruebas de significancia. Los resultados arrojaron valores de $p < 0,05$, lo que indica que el tiempo de servicio de los paneles influye significativamente en las estimaciones.
- Se implementaron dos circuitos seguidores del punto de máxima potencia (uno por panel), los cuales incluyen el diseño e implementación de convertidores DC/DC en todas sus etapas, así como el desarrollo y optimización de un algoritmo MPPT. Los resultados experimentales mostraron una precisión del 99.88 % en la búsqueda del punto de máxima potencia de los paneles fotovoltaicos.
- Se implementaron sensores de corriente, voltaje y temperatura, cuyas lecturas fueron comparadas con las de instrumentos de medición de alta precisión para garantizar la confiabilidad en la determinación de la potencia máxima. Además, se desarrolló un sistema de registro e integración de datos a nivel local para almacenar las mediciones eléctricas y climáticas, facilitando su análisis posterior.
- Finalmente, bajo condiciones atmosféricas variables, incluyendo días con nubosidad cambiante y lluvia, se valoraron tres modelos analíticos mediante el cálculo de dos métricas de precisión, el MAPE y el RMSPE, a partir de un amplio conjunto de datos, con el fin de seleccionar el modelo más adecuado para el análisis estadístico. Se eligió el modelo de la IEC, con el cual se calcularon dichas métricas para cuatro días de medición, obteniéndose valores de $\text{MAPE} = 4.38\%$ y $\text{RMSPE} = 4.93\%$ para el panel con 10 años de servicio, y $\text{MAPE} = 3.26\%$ y $\text{RMSPE} = 3.89\%$ para el panel nuevo, lo que sugiere que el modelo y el circuito implementado son aplicables en entornos donde no se requiera una precisión extremadamente alta. No obstante, esta metodología proporciona una herramienta útil para la estimación y evaluación de la eficiencia real de paneles fotovoltaicos, además de ser propuesta como un sistema de aplicación dual, funcionando tanto como generador de energía como sensor.

Recomendaciones

- Para abarcar mayores niveles de irradiancia, ampliar el margen de tolerancia del 15% del ciclo de trabajo descrita en la pag. 66 al momento de diseñar el valor de la resistencia de salida del convertidor Buck.
- Al momento de diseñar los elementos pasivos de un circuito considerar también la deriva térmica si se quiere trabajar en un entorno con condiciones climáticas bastante variables.
- Considerar el análisis de la relación de cargas del convertidor y el procedimiento de diseño de la carga de salida si se va a aplicar sobre dispositivos fotovoltaicos de características diferentes a la utilizadas en este trabajo.

Referencias

- 60891, I. (2009). *Iec 60891 international standard norme internationale photovoltaic devices-procedures for temperature and irradiance corrections to measured i-v characteristics*. Descargado de <https://standards.iteh.ai/catalog/standards/sist/ce1fe931-b7fc-42e8-ab12->
- Abal, G., Suarez, R. A., y Laguarda, A. (2020). *Fundamentos del recurso solar*. Descargado 2024-01-29, de http://les.edu.uy/FRS/clases/U5P1_Medidas.pdf
- Abe, C. F., Dias, J. B., Notton, G., y Faggianelli, G. A. (2020, 5). Experimental application of methods to compute solar irradiance and cell temperature of photovoltaic modules. *Sensors (Switzerland)*, 20. doi: 10.3390/s20092490
- Carrasco, M., Laudani, A., Lozito, G. M., Mancilla-David, F., Fulginei, F. R., y Salvini, A. (2017). Low-cost solar irradiance sensing for pv systems. *Energies*, 10. doi: 10.3390/en10070998
- Carvalho, I. F. (2019). Techniques of solar irradiance estimation from datasheet information of photovoltaic panels. *IEEE Xplore*.
- Chellakhi, A., Beid, S. E., Abouelmahjoub, Y., y Doubabi, H. (2024, 12). An enhanced incremental conductance mppt approach for pv power optimization: A simulation and experimental study. *Arabian Journal for Science and Engineering*, 49, 16045-16064. Descargado de <https://link.springer.com/article/10.1007/s13369-024-08804-1> doi: 10.1007/S13369-024-08804-1/METRICS
- Chikh, A., y Chandra, A. (2015). An optimal maximum power point tracking algorithm for pv systems with climatic parameters estimation. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 6, 644-652. doi: 10.1109/TSTE.2015.2403845
- Chuang, M. T., Liu, Y. H., y Ye, S. P. (2020, 8). A novel variable step size incremental conductance method with an adaptive scaling factor. *Applied Sciences (Switzer-*

land), 10. doi: 10.3390/app10155214

- Collaguazo, S. C. (2019). *Estimacion de irradiancia solar basada en modelos matematicos y medicion de variables electricas de paneles fotovoltaicos* (Tesis de titulacion). Escuela Politecnica Nacional de Quito, Quito, Ecuador.
- Condori, R. (2022). *Estudio de la eficiencia actual de los paneles fotovoltaicos instalados en el proyecto fitel 2 en el Ámbito rural de la región cusco f.*
- Cotfas, D. T., Cotfas, P. A., y Machidon, O. M. (2018). Study of temperature coefficients for parameters of photovoltaic cells. *International Journal of Photoenergy*. doi: 10.1155/2018/5945602
- Cotfas, D. T., Ursutiu, D., y Samoila, C. (2012). The methods to determine the series resistance and the ideality factor of diode for solar cells-review. *2012 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, 966-972.
- Diallo, M., y Drivers, H. P. (2023). *Bootstrap circuitry selection for half-bridge configurations*. Descargado de www.ti.com
- Fuentes, M., Nofuentes, G., Aguilera, J., Talavera, D. L., y Castro, M. (2007, 11). Application and validation of algebraic methods to predict the behaviour of crystalline silicon pv modules in mediterranean climates. *Solar Energy*, 81, 1396-1408. doi: 10.1016/j.solener.2006.12.008
- Gracia, A. M., Arauzo, I., y Uche, J. (2019). *Solar energy availability*. Elsevier. doi: 10.1016/B978-0-12-814853-2.00005-9
- Hassan, S. Z., Li, H., Kamal, T., y Riaz, M. H. (2018). Performance of different mppt control techniques for photovoltaic systems. *2018 International Conference on Electrical Engineering (ICEE) : February 15-16, University of Engineering and Technology, Lahore, Pakistan..*
- Hernández, R., Fernanández, C., y Baptista, P. (2010). Metodología de la investigación. , 656. Descargado de <https://metodologiaecs.wordpress.com/2013/02/20/libro-metodologia-de-la-investigacion-5ta-ed-sampieri/>
- Huaman, J. (2018). *Estudio comparativo de potencia generada por paneles fotovoltaicos monocristalinos y policristalinos en la universidad nacional de san antonio abad del cusco.*
- Instruments, T. (2023). *Lm2596 simple switcher [®] power converter 150-khz 3-a step-down voltage regulator*. Descargado de www.ti.com
- Kumar, y Ranjit. (2011). *Research methodology a step-by-step guide for beginners*. Des-

cargado de www.sagepublications.com

- Kutty, H. A., Masral, M. H., y Rajendran, P. (2015). Regression model to predict global solar irradiance in malaysia. *International Journal of Photoenergy*, 2015. doi: 10.1155/2015/347023
- Laudani, A., Fulginei, F. R., Salvini, A., Lozito, G. M., y Coco, S. (2014). Very fast and accurate procedure for the characterization of photovoltaic panels from datasheet information. *International Journal of Photoenergy*, 2014. doi: 10.1155/2014/946360
- Laudani, A., Lozito, G. M., y Fulginei, F. R. (2021, 7). Irradiance sensing through pv devices: A sensitivity analysis. *Sensors*, 21. doi: 10.3390/s21134264
- Laudani, A., Mancilla, F., Riganti-Fulginei, F., y Salvini, A. (2013, 11). Reduced-form of the photovoltaic five-parameter model for efficient computation of parameters. *Solar Energy*, 97, 122-127. doi: 10.1016/j.solener.2013.07.031
- Martinez, C. M. P. (2018). *Predicción de la irradiancia solar con un sistema de división artificial para horizontes de tiempos cortos "nowcasting"*. Aguascalientes, México: Springer.
- Moro, M. (2010). *Instalaciones solares fotovoltaicas*. Editorial Paraninfo.
- Moshksar, E., y Ghanbari, T. (2018, 9). Real-time estimation of solar irradiance and module temperature from maximum power point condition. *IET Science, Measurement and Technology*, 12, 807-815. doi: 10.1049/iet-smt.2017.0476
- Nishioka, K., Miyamura, K., Ota, Y., Akitomi, M., Chiba, Y., y Masuda, A. (2018, 8). Accurate measurement and estimation of solar cell temperature in photovoltaic module operating in real environmental conditions. *Japanese Journal of Applied Physics*, 57. doi: 10.7567/JJAP.57.08RG08
- Ortega, E. N. (2018). *Modelo para relacionar la radiación solar medida con célula fotovoltaica-piranómetro*. Escuela Técnica Superior de Ingeniería - Universidad de Sevilla.
- Owusu-Nyarko, I., Elgenedy, M. A., Abdelsalam, I., Ahmed, K. H., Grandi, G., Matas, J., y Ugalde-Loo, C. E. (2021). electronics article. Descargado de <https://doi.org/10.3390/electronics> doi: 10.3390/electronics
- Perpiñán, O. (2020). *Energía Solar Fotovoltaica*. Descargado de <http://oscarperpinan.github.io/esf/>
- Poma, S., y Wilfredo, R. (2018). *Diseño y construcción de medidor de radiación con seguimiento solar y registrador de datos*. Universidad Nacional del Centro del Perú.

- Ramos, C. (2020). *Diseño, construcción y calibración de un medidor de radiación solar*.
- Scolari, E., Sossan, F., y Paolone, M. (2018). Photovoltaic-model-based solar irradiance estimators: Performance comparison and application to maximum power forecasting. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 9, 35-44. doi: 10.1109/TSTE.2017.2714690
- Sharma, A. K. (2016). *What is important in solar irradiance measurements in solar energy projects*. Descargado de <https://www.linkedin.com/pulse/what-important-solar-irradiance-measurements-energy-projects-sharma>
- Shiau, J. K., Wei, Y. C., y Chen, B. C. (2015). A study on the fuzzy-logic-based solar power mppt algorithms using different fuzzy input variables. *Algorithms*, 8, 100-127. doi: 10.3390/a8020100
- Skoplaki, E., y Palyvos, J. A. (2009, 5). On the temperature dependence of photovoltaic module electrical performance: A review of efficiency/power correlations. *Solar Energy*, 83, 614-624. doi: 10.1016/j.solener.2008.10.008
- Terrones, M. (2017). *Diseño de un sistema de telemetría utilizando tecnología gsm para monitorear variables fotovoltaicas domésticas rurales*.
- Viswanath, A., M., D. K., B., S., y E., P. (2020). Calibration of a pyranometer using regression analysis. , 125-130. doi: 10.1109/ICCES48766.2020.9138041

Anexos

Anexo A: Placa de circuito impreso implementado

A.1. Fotolito electrónico y acabado final

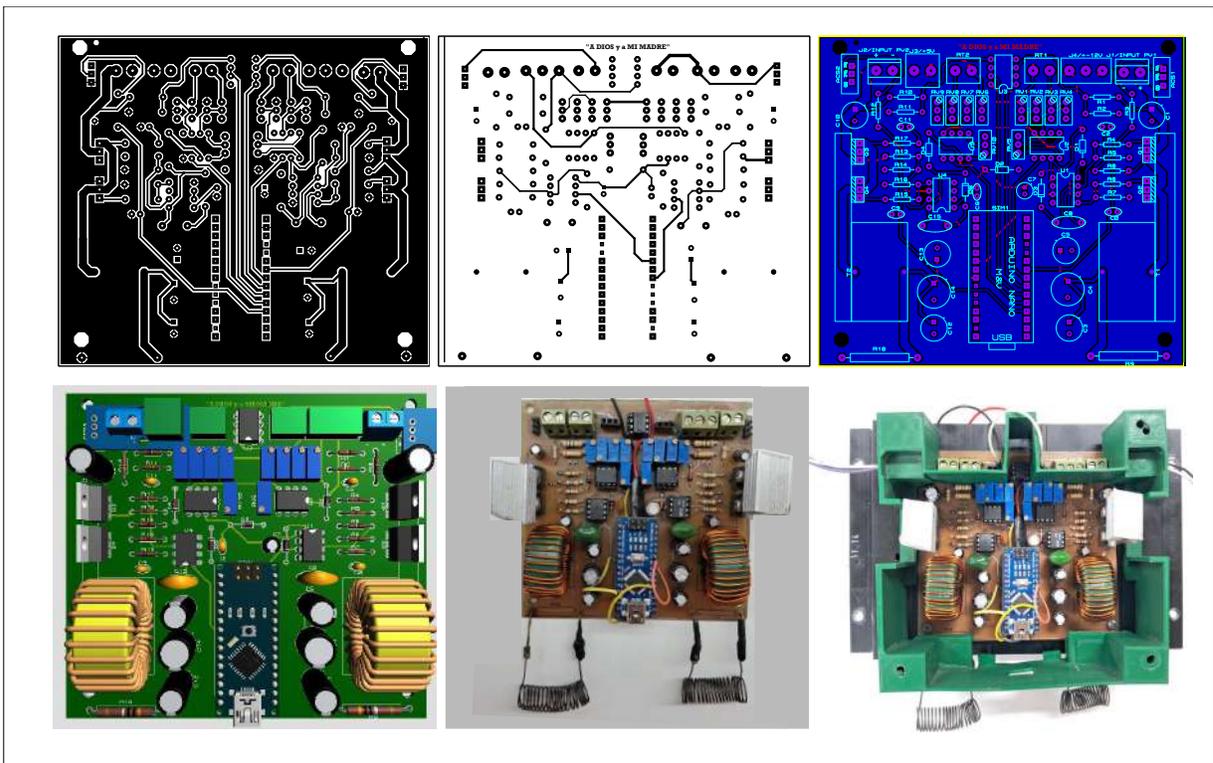


Figura 6.1: Proceso de fabricación de PCB en baquelita de doble capa.

Anexo B: Fotografías de gabinete, disipación de potencia generada e instante de obtención de datos para calibración de sensores

B.1. Gabinete

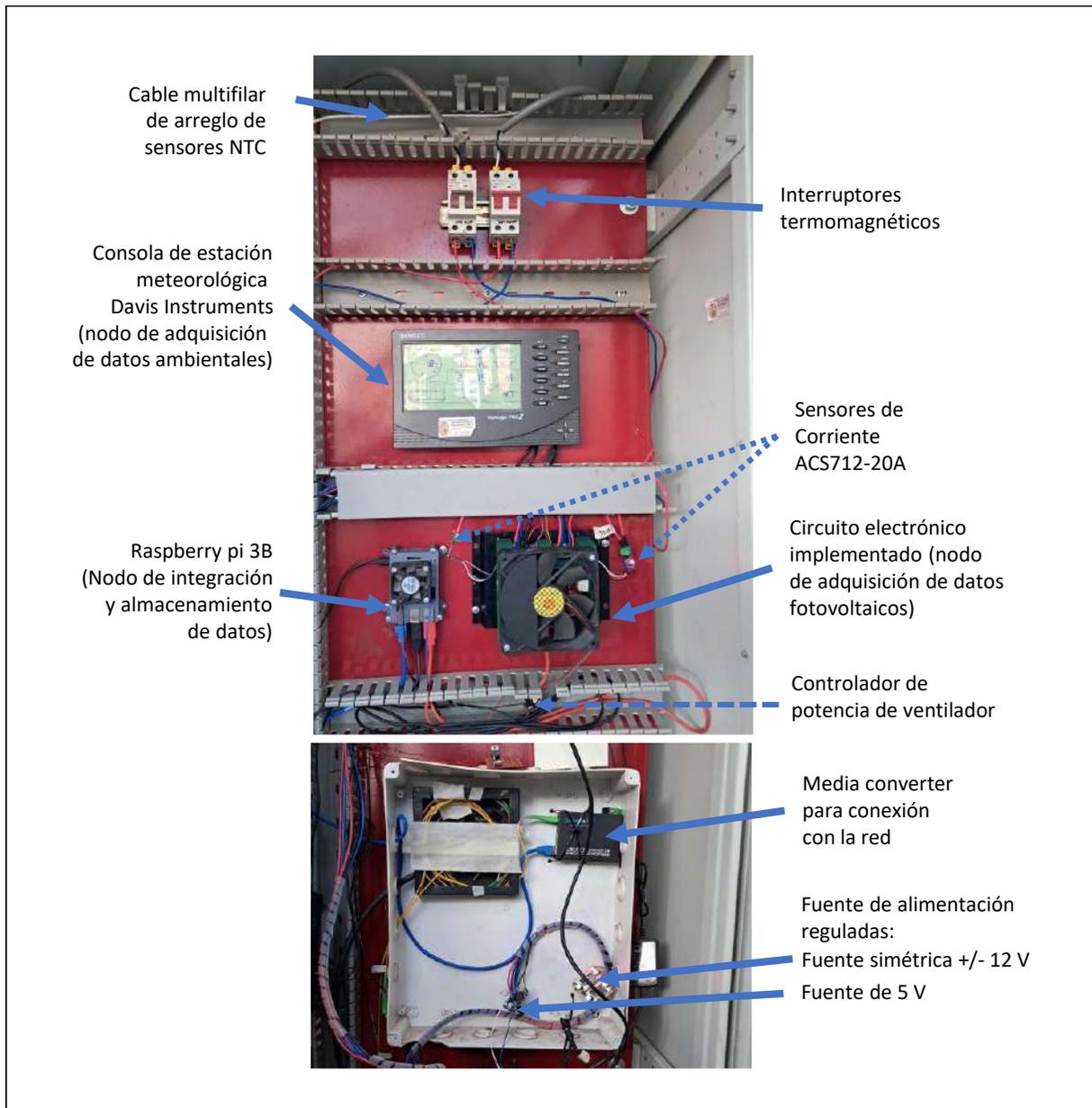


Figura 6.2: Instalación en gabinete de los sistemas implementados para la toma de datos.

B.2. Disipación de potencia generada en calor



Figura 6.3: Disipación de calor en la carga final de la potencia generada por los paneles fotovoltaicos.

B.3. Adquisición de datos para calibración de sensores

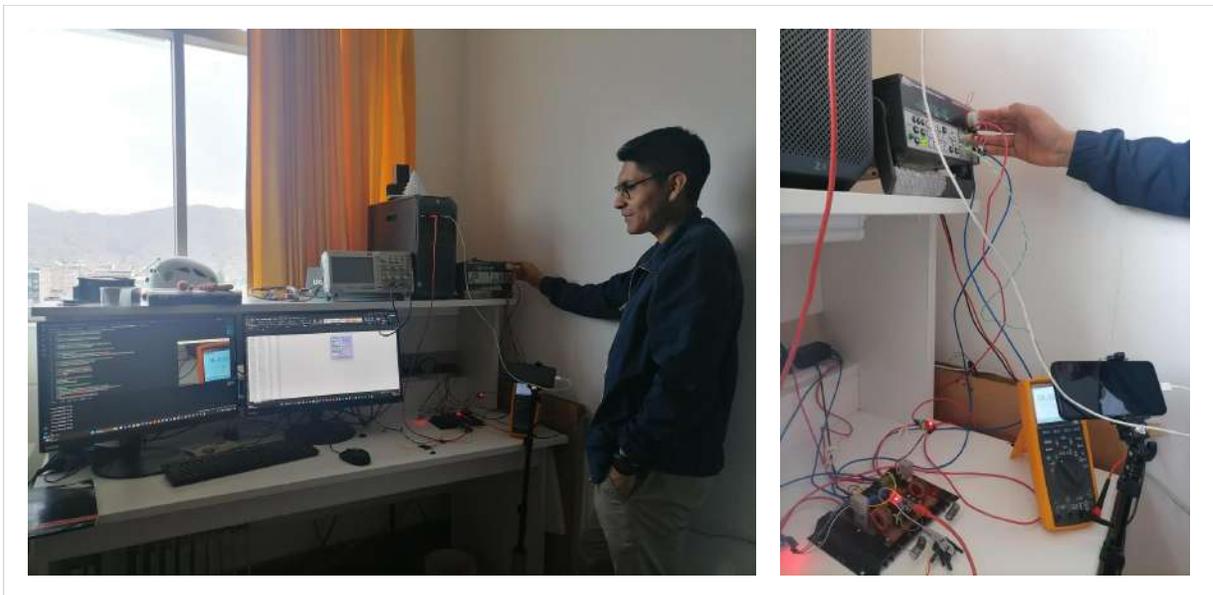


Figura 6.4: Fotografía del instante de la toma de datos para calibración de los sensores.

Anexo C: Códigos embebidos

C.1. Código en el ATmega328p

```
1  /*Autor: Br. Clever Ronald Calizaya Neira
2  LI-UNSAAC - 2024
3  Programa que contiene:
4  Algoritmos MPPT, obtencion de datos de: corriente, tension y temperatura*/
5  //*****
6  #include <PWM.h> //Libreria para controlar el ciclo de trabajo de los convertidores
7  //Librerias para suspender arduino durante las noches
8  #include <avr/sleep.h>
9  #include <avr/power.h>
10 #include <math.h> //Libreria para usar funciones matematicas
11
12 //Asignacion de nombres a pines analogicos (entradas) y digitales (salidas)
13 const uint8_t pinIpv_ant = A5; //Corriente de panel fotovoltaico no usado (nuev=nuevo
14 )
15 const uint8_t pinIpv_nuev = A0; //Corriente de panel fotovoltaico no usado (nuev=
16 nuevo)
17 const uint8_t pinVpv_ant = A3; //Voltaje de panel fotovoltaico usado (ant=antiguo)
18 const uint8_t pinVpv_nuev = A2; //Voltaje de panel fotovoltaico no usado (nuev=nuevo)
19 const uint8_t pinTpv_ant = A4; //Temperatura de panel fotovoltaico usado (ant=
20 antiguo)
21 const uint8_t pinTpv_nuev = A6; //Temperatura de panel fotovoltaico no usado (nuev=
22 nuevo)
23 const int pinTemp = A1; // Pin de entrada analogica para el sensor LM35
24
25 const uint8_t pinPWM_ant = 10; //PWM circuito de panel usado
26 const uint8_t pinPWM_nuev = 9; //PWM circuito de panel no usado
27
28 //Definir variables fotovoltaicas
29 float Ipv_ant, Vpv_ant, Tpv_ant;
30 float Ipv_nuev, Vpv_nuev, Tpv_nuev;
31 float Temp_ant, Temp_nuev;
32 float T_placa;
33 float pi = 3.141592;
34
35 //Inicializar variables para promediar lecturas
36 float Sum_Ipv_ant = 0, Sum_Ipv_nuev = 0;
37 float Sum_Vpv_ant = 0, Sum_Vpv_nuev = 0;
38 float Sum_Temp_ant = 0, Sum_Temp_nuev = 0;
39 float Ipv_ant_Prom, Ipv_nuev_Prom;
40 float Vpv_ant_Prom, Vpv_nuev_Prom;
41 float Temp_ant_Prom, Temp_nuev_Prom;
42
43 //Parametros de conversion de las lecturas analogicas
44 //De los sensores de corriente ACS712-20A
45 //Sensibilidad en Voltios/Amperes
46 const float Sensibilidad_ACS712_20A_ant = 0.135;
47 const float Sensibilidad_ACS712_20A_nuev = 0.102;
48 float voltaje_offset_ant;
49 float voltaje_offset_nuev;
50 //Del sensor de voltaje: Cociente de resistencias
51 const float ganancia_sensor_divisor_ant = 0.254/(0.254+1);
52 const float ganancia_sensor_divisor_nuev = 0.2475/(0.2475+1);
53 //resolucion ADC del arduino
54 const float resolucion_ADC_arduino = 5.0/1023.0; //resolucion ADC del arduino
55
56 //*****
57 //Variables MPPT_ant (1)
58 //*****
59 float delta_Vpv1=0, delta_Ipv1=0, delta_Ppv1=0;
60 float Vpv_anterior1=0, Ipv_anterior1=0, Ppv_anterior1=0;
```

```

57  uint8_t D_actual_1;
58  uint8_t D_anterior1;
59  //*****
60  //Variables MPPT_ant (2)
61  //*****
62  float delta_Vpv2=0, delta_Ipv2=0, delta_Ppv2=0;
63  float Vpv_anterior2=0, Ipv_anterior2=0, Ppv_anterior2=0;
64  float D_actual_2;
65  float D_anterior2;
66  //Parametros del sistema de conmutacion
67  int32_t frecuencia = 55000;
68  //const uint8_t
69  int D_inicial = 128;
70  int cicloTrabajo;
71  int var_Duty1 = 0; //1 bit => 0.0039 o 0.39% de paso de ciclo de trabajo
72  int var_Duty2 = 0; //1 bit => 0.0039 o 0.39% de paso de ciclo de trabajo
73  //Variables para almacenar tiempos de duracion de ancho de paso del ciclo de trabajo
74  unsigned long tiempo_cambio_brusco1 = 0, tiempo_cambio_brusco2 = 0;
75  unsigned long tiempo_cambio_suave1 = 0, tiempo_cambio_suave2 = 0;
76  //Variables booleanas para activar y desactivar:
77  //Lectura de R
78  bool habilitar1 = true, habilitar2 = true;
79  //Duracion de cambios en ancho de paso del
80  //ciclo de trabajo bruscos y suaves.
81  bool modoBrusco1 = false, modoBrusco2 = false;
82  bool modoSuave1 = false, modoSuave2 = false;
83
84  unsigned long milisPrevios = 0;
85  int th_brusco = 4; //Umbral para detectar cambios bruscos en M
86  float th_suave = 0.21; //Umbral para detectar cambios suaves en M
87
88  float Vpv_pas1=0, Ipv_pas1=0;
89  float Vpv_pas2=0, Ipv_pas2=0;
90
91  //Definicion de pines y umbral para control de ventilador
92  //const int pinVent = 4; // Pin digital para controlar el MOSFET
93  bool estadoVent = false; // Ventilador inicialmente apagado
94  //*****
95
96  void setup(){
97
98      //pinMode(pinVent, OUTPUT); // Configurar el pin del motor como salida
99      voltaje_offset_ant = 0;
100     voltaje_offset_nuev = 0;
101
102     for(int i = 0; i < 30; i++){
103         voltaje_offset_ant += analogRead(pinIpv_ant) * resolucion_ADC_arduino;
104         voltaje_offset_nuev += analogRead(pinIpv_nuev) * resolucion_ADC_arduino;
105     }
106     voltaje_offset_ant = voltaje_offset_ant / 30;
107     voltaje_offset_nuev = voltaje_offset_nuev / 30;
108
109     InitTimersSafe();
110     SetPinFrequencySafe(pinPWM_ant, frecuencia); //Establece la frecuencia para el pin
        especificado
111     SetPinFrequencySafe(pinPWM_nuev, frecuencia);
112     pwmWrite(pinPWM_ant, D_inicial); //arranca el PWR1 con 84% (D_inicial=214) de ciclo de
        trabajo
113     pwmWrite(pinPWM_nuev, D_inicial);
114     D_anterior1 = D_inicial; //D=(d/255)*100---d: (0-255), D-> (0-100%)
115     D_anterior2 = D_inicial; //D=(d/255)*100---d: (0-255), D-> (0-100%)
116     Serial.begin(9600);
117 }
118
119 void loop() {
120

```

```

121 //Medicion de corriente y voltaje
122 Ipv_nuev = get_corriente_pv_nuev(800); // Corriente promedio con 800 muestras
123 Vpv_nuev = get_voltaje_pv_nuev(800); // Voltaje promedio con 800 muestras
124 //float V_ant = get_voltajeACS1(500);//obtenemos el voltaje ACS712 promedio de 500
    muestras
125 //float V_nuev = get_voltajeACS2(500);//para calibracion
126
127 float Ppv_actual2 = Vpv_nuev * Ipv_nuev; // Calcula la potencia actual
128 float delta_Vpv2 = Vpv_nuev - Vpv_pas2; // Calcula la variacion de voltaje
129 float delta_Ipv2 = Ipv_nuev - Ipv_pas2; // Calcula la variacion de corriente
130 float delta_Ppv2 = Ppv_actual2 - (Vpv_pas2 * Ipv_pas2); // Calcula la variacion de
    potencia
131
132 float R2 = abs(delta_Ppv2 + delta_Vpv2 * delta_Ipv2); // Calcula la razon de cambio
133
134 unsigned long milisActual2 = millis(); // Tiempo actual almacenandose en "
    milisActual2"
135
136 if (habilitar2) { //Habilita y deshabilita las condiciones de cambios bruscos y suaves
137     if (R2 > th_brusco) {
138         habilitar2 = false;
139         modoBrusco2=true;
140         modoSuave2=false;
141         var_Duty2 = 8; //Iniciar el tamano del ancho de paso de D con var_d=8 (var_D=3%)
142         tiempo_cambio_brusco2 = milisActual2;
143     }else if (R2 > th_suave && R2 < th_brusco) {
144         habilitar2 = false;
145         modoBrusco2=false;
146         modoSuave2=true;
147         var_Duty2 = 3;
148         tiempo_cambio_suave2 = milisActual2;
149     }
150 }
151
152 if (modoBrusco2) { //Si satisface la condicion de cambio brusco
153     if (milisActual2 - tiempo_cambio_brusco2 >= 11000) {
154         habilitar2 = true;
155         modoBrusco2=false;
156     }
157     else if (milisActual2 - tiempo_cambio_brusco2 >= 10000) { //Si pasa 4.5 seg cambia a
158         //var_d=0 (var_D=0%) para estabilizarse en el punto maximo = estado estable
159         var_Duty2 = 0;
160     }
161     else if (milisActual2 - tiempo_cambio_brusco2 >= 6000) { //Si pasa 2.5 seg cambia a
162         //var_d=1 (var_D=0.39%) para reducir error en estado estable
163         var_Duty2 = 1;
164     }
165     else if (milisActual2 - tiempo_cambio_brusco2 >= 3500) { //Si pasa 1 seg cambia a
166         //var_d=2 (var_D=0.78%)
167         var_Duty2 = 2;
168     }
169     else if (milisActual2 - tiempo_cambio_brusco2 >= 2500) { //Si pasa 1 seg cambia a
170         //var_d=3 (var_D=1.17%)
171         var_Duty1 = 3;
172     }
173     else if (milisActual2 - tiempo_cambio_brusco2 >= 1500) { //Si pasa 1.5 seg cambia a
174         //var_d=4 (var_D=1.5%)
175         var_Duty2 = 4;
176     }
177     //Mientras tanto ejecuta el MPPT para cada uno de los valores de "var_Duty"
178     MPPT_IC_nuev(Vpv_nuev*Ipv_nuev, Vpv_nuev, Ipv_nuev);
179 }
180
181 if(modoSuave2){
182     if (milisActual2 - tiempo_cambio_suave2 >= 10500) {
183         habilitar2 = true;

```

```

184     modoSuave2 = false;
185 }
186 else if (milisActual2 - tiempo_cambio_suave2 >= 9500) {
187     var_Duty2 = 0;
188 }
189 else if (milisActual2 - tiempo_cambio_suave2 >= 5500) {
190     var_Duty2 = 1;
191 }
192 else if (milisActual2 - tiempo_cambio_suave2 >= 1500) {
193     //d=2 (D=
194     var_Duty2 = 2;
195 }
196 MPPT_IC_nuev(Vpv_nuev*Ipv_nuev, Vpv_nuev, Ipv_nuev);
197 }
198 //Actualiza datos
199 Vpv_pas2 = Vpv_nuev;
200 Ipv_pas2 = Ipv_nuev;
201
202 //Comienza con el MPPT para el otro circuito
203 Ipv_ant = get_corriente_pv_ant(800); // Corriente promedio de 128 muestras
204 Vpv_ant = get_voltaje_pv_ant(800); // Voltaje promedio de 128 muestras
205
206 float Ppv_actual1 = Vpv_ant * Ipv_ant; // Potencia actual
207 float delta_Vpv1 = Vpv_ant - Vpv_pas1; // Cambio en el voltaje
208 float delta_Ipv1 = Ipv_ant - Ipv_pas1; // Cambio en la corriente
209 float delta_Ppv1 = Ppv_actual1 - (Vpv_pas1 * Ipv_pas1); // Cambio en la potencia
210
211 float R1 = abs(delta_Ppv1 + delta_Vpv1 * delta_Ipv1); // Magnitud de los cambios
212
213 unsigned long currentMillis1 = millis(); // Tiempo actual
214
215 if (habilitar1) {
216     if (R1 > th_brusco) {
217         habilitar1 = false;
218         modoBrusco1=true;
219         modoSuave1=false;
220         var_Duty1 = 8;
221         tiempo_cambio_brusco1 = currentMillis1;
222     }else if (R1 > th_suave && R1 < th_brusco) {
223         habilitar1 = false;
224         modoBrusco1=false;
225         modoSuave1=true;
226         var_Duty1 = 3;
227         tiempo_cambio_suave1 = currentMillis1;
228     }
229 }
230
231 if (modoBrusco1) {
232     if (currentMillis1 - tiempo_cambio_brusco1 >= 11000) {
233         habilitar1 = true;
234         modoBrusco1=false;
235     }
236     else if (currentMillis1 - tiempo_cambio_brusco1 >= 10000) {
237         var_Duty1 = 0;
238     }
239     else if (currentMillis1 - tiempo_cambio_brusco1 >= 6000) {
240         var_Duty1 = 1;
241     }
242     else if (currentMillis1 - tiempo_cambio_brusco1 >= 3500) {
243         var_Duty1 = 2;
244     }
245     else if (currentMillis1 - tiempo_cambio_brusco1 >= 2500) {
246         var_Duty1 = 3;
247     }
248     else if (currentMillis1 - tiempo_cambio_brusco1 >= 1500) {
249         var_Duty1 = 4;

```

```

250     }
251     MPPT_IC_ant(Vpv_ant*Ipv_ant, Vpv_ant, Ipv_ant);
252 }
253
254 if(modoS suave1){
255     if (currentMillis1 - tiempo_cambio_suave1 >= 10500) {
256         habilitar1 = true;
257         modoSuave1 = false;
258     }
259     else if (currentMillis1 - tiempo_cambio_suave1 >= 9500) {
260         var_Duty1 = 0;
261     }
262     else if (currentMillis1 - tiempo_cambio_suave1 >= 5500) {
263         var_Duty1 = 1;
264     }
265     else if (currentMillis1 - tiempo_cambio_suave1 >= 1500) {
266         var_Duty1 = 2;
267     }
268     MPPT_IC_ant(Vpv_ant*Ipv_ant, Vpv_ant, Ipv_ant);
269 }
270
271 Vpv_pas1 = Vpv_ant;
272 Ipv_pas1 = Ipv_ant;
273
274 Tpv_ant = get_temperatura_pv_ant(300);
275 Tpv_nuev = get_temperatura_pv_nuev(300);
276 T_placa = get_temperatura_placa(300);
277
278 if (milisActual2 - milisPrevios >= 6500) {
279
280     // Guardar el tiempo actual para la proxima comparacion
281     milisPrevios = milisActual2;
282
283     // Enviar los datos por el puerto usb serial en formato JSON
284     Serial.print("{"); // Apertura del objeto
285     Serial.print("\nCorrientePV1\n:");
286     Serial.print(Ipv_ant);
287     Serial.print(",\nVoltajePV1\n:");
288     Serial.print(Vpv_ant);
289     Serial.print(",\nPotenciaPV1\n:");
290     Serial.print(Ipv_ant * Vpv_ant);
291     Serial.print(",\nCorrientePV2\n:");
292     Serial.print(Ipv_nuev);
293     Serial.print(",\nVoltajePV2\n:");
294     Serial.print(Vpv_nuev);
295     Serial.print(",\nPotenciaPV2\n:");
296     Serial.print(Ipv_nuev * Vpv_nuev);
297     Serial.print(",\nTemperaturaPV1\n:");
298     Serial.print(Tpv_ant);
299     Serial.print(",\nTemperaturaPV2\n:");
300     Serial.print(Tpv_nuev);
301     Serial.print(",\nR1\n:");
302     Serial.print(R1);
303     Serial.print(",\nR2\n:");
304     Serial.print(R2);
305     Serial.print(",\nD1\n:");
306     Serial.print(D_actual_1);
307     Serial.print(",\nD2\n:");
308     Serial.print(D_actual_2);
309     Serial.print(",\nTplaca\n:");
310     Serial.print(T_placa);
311     Serial.println("}");
312 }
313
314 ahorrarEnergia();//Dormir y/o despertar ante interrupcion serial por usb desde
    raspberry

```

```

315 }
316 //
    *****
317 float get_temperatura_placa(int n_muestras)
318 {
319     float temp=0;
320     for(int i=0;i<n_muestras;i++){
321         float temp_LM35 =100*analogRead(pinTemp)*resolucion_ADC_arduino;
322         temp=temp+temp_LM35;
323     }
324     temp=temp/n_muestras;
325     return(temp);
326 }
327 //*****
328 //MEDICION DE TEMPERATURA
329 //*****
330 float get_temperatura_pv_ant(int n_muestras)
331 {
332     float temperatura=0;
333     for(int i=0;i<n_muestras;i++){
334         float TempProm_pv1 = 10.5*analogRead(pinTpv_ant)*resolucion_ADC_arduino+12.5;
335         temperatura=temperatura+TempProm_pv1;
336     }
337     temperatura=temperatura/n_muestras;
338     return(temperatura);
339 }
340 float get_temperatura_pv_nuev(int n_muestras)
341 {
342     float temperatura=0;
343     for(int i=0;i<n_muestras;i++){
344         float TempProm_pv2 = 10.5*analogRead(pinTpv_nuev)*resolucion_ADC_arduino+12.5;
345         temperatura=temperatura+TempProm_pv2;
346     }
347     temperatura=temperatura/n_muestras;
348     return(temperatura);
349 }
350 //*****
351 // MEDICION DE CORRIENTE
352 //*****
353 float get_corriente_pv_ant(int n_muestras)
354 {
355     float corriente=0;
356     for(int i=0;i<n_muestras;i++){
357         float voltajeSensor_ACS712 = analogRead(pinIpv_ant)*resolucion_ADC_arduino;
358         corriente=corriente+(voltajeSensor_ACS712-voltaje_offset_ant)/
            Sensibilidad_ACS712_20A_ant;
359     }
360     corriente=corriente/n_muestras;
361     corriente = r3d(corriente);
362     return(corriente);
363 }
364 float get_corriente_pv_nuev(int n_muestras)
365 {
366     float corriente=0;
367     for(int i=0;i<n_muestras;i++){
368         float voltajeSensor_ACS712 = analogRead(pinIpv_nuev)*resolucion_ADC_arduino;
369         corriente=corriente+(voltajeSensor_ACS712-voltaje_offset_nuev)/
            Sensibilidad_ACS712_20A_nuev;
370     }
371     corriente=corriente/n_muestras;
372     corriente = r3d(corriente); // Redondear a tres digitos
373
374     return(corriente);
375 }
376 //*****

```

```

377 // MEDICION DE VOLTAJE
378 //*****
379 float get_voltaje_pv_ant(int m_muestras)
380 {
381     float voltaje=0;
382     for(int i=0;i<m_muestras;i++){
383         voltaje=voltaje+analogRead(pinVpv_ant)*(resolucion_ADC_arduino/
384             ganancia_sensor_divisor_ant);
385     }
386     voltaje=voltaje/m_muestras;
387     voltaje = r3d(voltaje);
388     return(voltaje);
389 }
390 float get_voltaje_pv_nuev(int m_muestras)
391 {
392     float voltaje=0;
393     for(int i=0;i<m_muestras;i++){
394         voltaje=voltaje+analogRead(pinVpv_nuev)*(resolucion_ADC_arduino/
395             ganancia_sensor_divisor_nuev);
396     }
397     voltaje=voltaje/m_muestras;
398     voltaje = r3d(voltaje);
399     return(voltaje);
400 }
401 //Medicion de voltaje de sensores ACS712 para calibracion
402 float get_voltajeACS1(int n_muestras)
403 {
404     float voltaje=0;
405     for(int i=0;i<n_muestras;i++){
406         float voltajeSensor_ACS712 = analogRead(pinIpv_ant)*resolucion_ADC_arduino;////
407             lectura del sensor
408         voltaje=voltaje+voltajeSensor_ACS712;
409     }
410     voltaje=voltaje/n_muestras;
411     return(voltaje);
412 }
413 float get_voltajeACS2(int n_muestras)
414 {
415     float voltaje=0;
416     for(int i=0;i<n_muestras;i++){
417         float voltajeSensor_ACS712 = analogRead(pinIpv_nuev)*resolucion_ADC_arduino;////
418             lectura del sensor
419         voltaje=voltaje+voltajeSensor_ACS712;
420     }
421     voltaje=voltaje/n_muestras;
422     return(voltaje);
423 }
424 float r3d(float value) {//Funcion para redondear a tres digitos}
425     return round(value * 1000.0) / 1000.0;
426 }
427 //Algoritmo
428 void dormir_ahora(){
429     // Configurar el modo de sueno
430     set_sleep_mode(SLEEP_MODE_IDLE); // Usar el modo IDLE para permitir interrupciones
431     seriales
432     sleep_enable();
433     // Desactivar perifericos para ahorrar energia
434     power_adc_disable();
435     power_spi_disable();
436     power_timer0_disable();
437     power_timer1_disable();
438     power_timer2_disable();
439     power_twi_disable();
440     // Poner el microcontrolador en modo de sueno

```

```

438     sleep_cpu();
439     sleep_disable(); // Deshabilitar el modo de sueño
440     // Volver a activar los periféricos (si hay una interrupción serial necesario)
441     power_all_enable();
442 }
443
444 void ahorrarEnergia(){
445     if(Serial.available()){
446         char val= Serial.read();
447         if(val=='0'){
448             //Serial.println("Dormir");
449             delay(100);
450             dormir_ahora();
451         }
452         if(val=='1'){
453             //Serial.println("Despertar debido a interrupción");
454         }
455     }
456 }
457
458 //Algoritmo Perturbar y Observar
459 void MPPT_Py0_ant(const float& Ppv_actual, const float& Vpv_actual, const float&
    Ipv_actual){
460
461     delta_Vpv1 = Vpv_actual - Vpv_anterior1;
462     delta_Ppv1 = Ppv_actual - Ppv_anterior1;
463     delta_Ipv1 = Ipv_actual - Ipv_anterior1;
464
465     if ((delta_Vpv1>0 && delta_Ppv1>0) || (delta_Vpv1<0 && delta_Ppv1<0)){
466         D_actual_1 = D_anterior1 - var_Duty1;
467     }else if ((delta_Vpv1>0 && delta_Ppv1<0) || (delta_Vpv1<0 && delta_Ppv1>0)){
468         D_actual_1 = D_anterior1 + var_Duty1;
469     }
470
471     pwmWrite(pinPWM_ant ,D_actual_1);
472     D_anterior1 = D_actual_1;
473     Ppv_anterior1 = Ppv_actual;
474     Vpv_anterior1 = Vpv_actual;
475     Ipv_anterior1 = Ipv_actual;
476
477 //Algoritmo Conductancia Incremental
478 void MPPT_IC_ant(const float& Ppv_actual, const float& Vpv_actual, const float&
    Ipv_actual){
479
480     delta_Vpv1 = Vpv_actual - Vpv_anterior1;
481     delta_Ppv1 = Ppv_actual - Ppv_anterior1;
482     delta_Ipv1 = Ipv_actual - Ipv_anterior1;
483
484     if (delta_Ppv1 > 0 && delta_Ppv1 < 0){
485         D_actual_1 = D_anterior1;
486     }else{
487         if(delta_Ppv1 > 0){
488             if(delta_Vpv1 > 0){
489                 //D_actual_1 = D_anterior1 - var_Duty1;
490                 if(delta_Ipv1>0){
491                     D_actual_1 = D_anterior1 + var_Duty1;
492                 }else{
493                     D_actual_1 = D_anterior1 - var_Duty1;
494                 }
495             }else{
496                 D_actual_1 = D_anterior1 + var_Duty1;
497             }
498         }else{
499             if(delta_Vpv1 > 0){
500                 //D_actual_1 = D_anterior1 + var_Duty;
501                 if(delta_Ipv1>0){

```

```

502         D_actual_1 = D_anterior1 - var_Duty1;
503     }else{
504         D_actual_1 = D_anterior1 + var_Duty1;
505     }
506 }else{
507     D_actual_1 = D_anterior1 - var_Duty1;
508 }
509 }
510 }
511 if(D_actual_1<=30){
512     D_actual_1 = 30;
513 }else if(D_actual_1>=240){
514     D_actual_1 = 240;
515 }
516 pwmWrite(pinPWM_ant,D_actual_1);
517 D_anterior1 = D_actual_1;
518 Ppv_anterior1 = Ppv_actual;
519 Vpv_anterior1 = Vpv_actual;
520 Ipv_anterior1 = Ipv_actual;
521 }

```

C.2. Código en python para obtención de variables meteorológicas

```

1  import serial
2  import time
3  import json
4
5  # Indices de datos de acuerdo con el protocolo de Davis
6  iOutTemp = [13, 12] # Temperatura ambiental
7  iWindSpeed = [14] # Velocidad de viento
8  iRainRate = [42, 41] # Ratio de lluvia
9  iUV = [43] # Indice UV
10 iSolarRadiation = [45, 44] # Irradiacion solar
11 iOutHumidity = [33] # Humedad ambiental
12 iBarometer = [8, 7]
13 iInTemperature = [10, 9]
14
15 # Inicializa la conexion serial
16 ser = serial.Serial(
17     port='COM5', # Cambia esto segun tu puerto COM
18     baudrate=19200, # Asegurate de que la velocidad en baudios sea la correcta
19     bytesize=serial.EIGHTBITS,
20     parity=serial.PARITY_NONE,
21     stopbits=serial.STOPBITS_ONE,
22     timeout=1
23 )
24
25 # Funcion para convertir de la trama de datos en un valor entero
26 def converter(frame, index):
27     result = 0
28     for i in index:
29         result = result * 256 + frame[i]
30     return result
31
32 # Funcion para convertir Fahrenheit a Celsius
33 def far2cel(far):
34     return (far - 32) * 0.5556
35
36 # Funcion para convertir pulgadas a milímetros
37 def in2mm(val):
38     return val * 0.0254

```

```

39
40 # Funcion para convertir millas por hora a metros por segundo
41 def mh2ms(val):
42     return val * 0.44704
43
44 # Funcion para obtener los valores de Davis
45 def trueData():
46     Temp = far2cel(converter(data, iOutTemp) / 10.0)
47     Humidity = converter(data, iOutHumidity)
48     WindSpeed = mh2ms(converter(data, iWindSpeed))
49     UV = converter(data, iUV) / 10.0
50     SolarRadiation = converter(data, iSolarRadiation)
51
52     data0 = {
53         "SolarRadiation": SolarRadiation,
54         "Temperature": round(Temp,2),
55         "WindSpeed": WindSpeed,
56         "Humidity": Humidity,
57         "UV": UV
58         #"Temperatura int": data['Temperatura int']
59     }
60     json_data = json.dumps(data0) # Convertir el diccionario a una cadena JSON
61     return{
62         print(json_data, flush=True)
63     }
64     #print(data)
65
66     last_read_time = time.time()
67
68     while True:
69         ser.write(b'LOOP 1\r') # Escribe el comando para pedir datos
70         data = ser.read(99)
71
72         if not data.startswith(b'LOO'):
73             continue # Ignora tramas que no comiencen con 'LOO'
74         else:
75             """
76             start_time = time.time()
77             while time.time() - start_time < 2:
78                 pass # Espera activa hasta que pasen 2 segundos
79             """
80             trueData()
81             #current_time = time.time()
82             #elapsed_time = current_time - last_read_time
83             #last_read_time = current_time
84             #print(f"Tiempo transcurrido desde la ultima lectura: {elapsed_time:.2f} segundos")
85             #print('-' * 60)

```

C.3. Código en bloques de NODE - red para procesar, almacenar y monitorear datos

C.3.1. Para la integración y sincronización de datos fotovoltaicos y ambientales

```

1 let context = global.get('context') || {};
2
3 // Obtener la fecha y la hora actuales
4 let now = new Date();
5 let dd = String(now.getDate()).padStart(2, '0');
6 let mm = String(now.getMonth() + 1).padStart(2, '0'); // January is 0!

```

```

7 let yy = String(now.getFullYear()).substring(2); // Get last two digits of the year
8 let HH = String(now.getHours()).padStart(2, '0');
9 let MM = String(now.getMinutes()).padStart(2, '0');
10 let SS = String(now.getSeconds()).padStart(2, '0');
11
12 let date = dd + '/' + mm + '/' + yy;
13 let time = HH + ':' + MM + ':' + SS;
14
15 // Guardar los datos en el contexto global si estan presentes
16 context.date = date;
17 context.time = time;
18 if (msg.payload.CorrientePV1 !== undefined) context.CorrientePV1 = msg.payload.
    CorrientePV1;
19 if (msg.payload.VoltajePV1 !== undefined) context.VoltajePV1 = msg.payload.VoltajePV1;
20 if (msg.payload.PotenciaPV1 !== undefined) context.PotenciaPV1 = msg.payload.PotenciaPV1;
21 if (msg.payload.TemperaturaPV1 !== undefined) context.TemperaturaPV1 = msg.payload.
    TemperaturaPV1;
22 if (msg.payload.CorrientePV2 !== undefined) context.CorrientePV2 = msg.payload.
    CorrientePV2;
23 if (msg.payload.VoltajePV2 !== undefined) context.VoltajePV2 = msg.payload.VoltajePV2;
24 if (msg.payload.PotenciaPV2 !== undefined) context.PotenciaPV2 = msg.payload.PotenciaPV2;
25 if (msg.payload.TemperaturaPV2 !== undefined) context.TemperaturaPV2 = msg.payload.
    TemperaturaPV2;
26 if (msg.payload.M1 !== undefined) context.M1 = msg.payload.M1;
27 if (msg.payload.M2 !== undefined) context.M2 = msg.payload.M2;
28 if (msg.payload.D1 !== undefined) context.D1 = msg.payload.D1;
29 if (msg.payload.D2 !== undefined) context.D2 = msg.payload.D2;
30 if (msg.payload.SolarRadiation !== undefined) context.SolarRadiation = msg.payload.
    SolarRadiation;
31 if (msg.payload.Temperature !== undefined) context.Temperature = msg.payload.Temperature;
32 if (msg.payload.WindSpeed !== undefined) context.WindSpeed = msg.payload.WindSpeed;
33 if (msg.payload.Humidity !== undefined) context.Humidity = msg.payload.Humidity;
34 if (msg.payload.UV !== undefined) context.UV = msg.payload.UV;
35
36 // Guardar el contexto actualizado
37 global.set('context', context);
38
39 // Verificar si todos los datos estan presentes
40 if (context.CorrientePV1 !== undefined &&
41 context.VoltajePV1 !== undefined &&
42 context.PotenciaPV1 !== undefined &&
43 context.TemperaturaPV1 !== undefined &&
44 context.CorrientePV2 !== undefined &&
45 context.VoltajePV2 !== undefined &&
46 context.PotenciaPV2 !== undefined &&
47 context.TemperaturaPV2 !== undefined &&
48 context.M1 !== undefined &&
49 context.M2 !== undefined &&
50 context.D1 !== undefined &&
51 context.D2 !== undefined &&
52 context.SolarRadiation !== undefined &&
53 context.Temperature !== undefined &&
54 context.WindSpeed !== undefined &&
55 context.Humidity !== undefined &&
56 context.UV !== undefined) {
57
58 // Asignar el objeto combinado al payload del mensaje
59 msg.payload = {
60   "date": context.date,
61   "time": context.time,
62   "CorrientePV1": context.CorrientePV1,
63   "VoltajePV1": context.VoltajePV1,
64   "PotenciaPV1": context.PotenciaPV1,
65   "CorrientePV2": context.CorrientePV2,
66   "VoltajePV2": context.VoltajePV2,
67   "PotenciaPV2": context.PotenciaPV2,

```

```

68     "TemperaturaPV1": context.TemperaturaPV1,
69     "TemperaturaPV2": context.TemperaturaPV2,
70     "M1": context.M1,
71     "M2": context.M2,
72     "D1": context.D1,
73     "D2": context.D2,
74     "SolarRadiation": context.SolarRadiation,
75     "Temperature": context.Temperature,
76     "WindSpeed": context.WindSpeed,
77     "Humidity": context.Humidity,
78     "UV": context.UV
79 };
80
81 // Limpiar el contexto despues de combinar
82 global.set('context', {});
83
84 // Retornar el mensaje con el nuevo payload
85 return msg;
86 } else {
87 // No enviar nada si los datos estan incompletos
88 return null;
89 }

```

C.3.2. Para el almacenamiento y monitorización de datos

```

1 // Obtener la hora actual y convertirla a texto
2 var now = new Date();
3 var yyyy = now.getFullYear();
4 var mm = now.getMonth() < 9 ? "0" + (now.getMonth() + 1) : (now.getMonth() + 1); //
   getMonth() comienza en cero
5 var dd = now.getDate() < 10 ? "0" + now.getDate() : now.getDate();
6 var hh = now.getHours() < 10 ? "0" + now.getHours() : now.getHours();
7 var mmm = now.getMinutes() < 10 ? "0" + now.getMinutes() : now.getMinutes();
8 var ss = now.getSeconds() < 10 ? "0" + now.getSeconds() : now.getSeconds();
9
10 // Generar el patron de nombre para el archivo de salida
11 msg.fname = "maplin_" + yyyy + mm + dd + ".csv";
12
13 // Nombre completo del archivo con la ruta para el nodo de archivo posteriormente
14 msg.filename = "/home/pi/DataBase_clever/" + msg.fname;
15
16 // Guardamos el contenido actual del payload en una ubicacion diferente dentro del
   objeto msg
17 msg.filecontent = msg.payload;
18
19 // Pasamos el patron de nombre de archivo al nodo fs para que verifique si el archivo
   existe o no
20 msg.payload = {"pattern": msg.fname};
21
22 node.status({fill: "blue", shape: "ring", text: msg.fname});
23 return msg;

```

Anexo D: Hojas de datos/especificaciones técnicas

Se enlistan, a continuación los equipos e instrumentos usados en el presente trabajo. Se detallan solo las partes relevantes e importantes para esta tesis:

1. Panel Solar SolarWorld - SW80 mono RHA.
2. MOSFET IR3205
3. Controlador de MOSFET IR2103.
4. Sensor de corriente ACS712.
5. Chip integrado con dos amplificadores operacionales - LM358.
6. Termistor sensor de temperatura superficial - TTF103.
7. Amplificador de instrumentación - AD620.
8. Estación meteorológica Davis Instruments - Vantage Pro2.
9. Regulador de voltaje LM2596.
10. Multímetro FLUKE - 287.
11. Placa de desarrollo Raspberry Pi 3 - model B.
12. Microcontrolador ATmega328P.

Sunmodule® SW 80 mono RHA



Data sheet



Quality made by SolarWorld



TUV Power controlled:
Lowest measuring tolerance in industry



25 year performance warranty and
5 year product warranty



SolarWorld quality standards go far beyond the norm. SolarWorld applies these high standards for product quality at all its production sites. SolarWorld specifications, quality guidelines and tests, and defined quality materials are the same throughout the world.

The TUV Rheinland Power controlled inspection mark guarantees that the nominal power indicated for solar modules is inspected at regular intervals and thus ensured. The deviation to TUV is maximum 2 percent.

Resistant to extreme weather conditions: SolarWorld modules, tested and certified, are resistant against sandstorms, high winds or saline environments.

Sunmodule[®] SW 80 mono RHA



PERFORMANCE UNDER STANDARD TEST CONDITIONS (STC)*

		SW 80
Maximum power	P_{max}	80 Wp
Open circuit voltage	U_{oc}	22.5 V
Maximum power point voltage	U_{mpp}	18.5 V
Short circuit current	I_{sc}	4.66 A
Maximum power point current	I_{mpp}	4.35 A

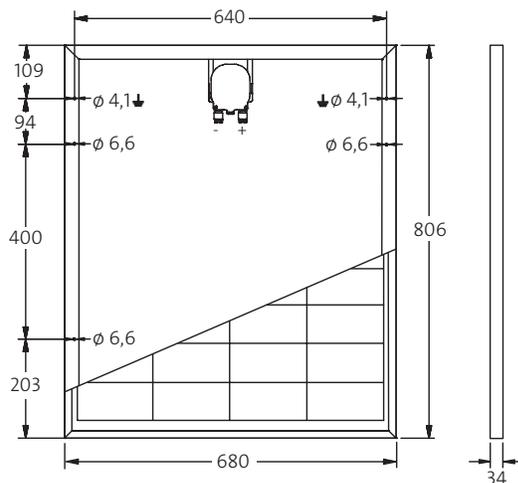
Measuring tolerance (P_{max}) traceable to TUV Rheinland: +/- 2% (TUV Power controlled)

*STC: 1000W/m², 25°C, AM 1.5

PERFORMANCE AT 800 W/m², NOCT, AM 1.5

		SW 80
Maximum power	P_{max}	58.1 Wp
Open circuit voltage	U_{oc}	20.3 V
Maximum power point voltage	U_{mpp}	16.7 V
Short circuit current	I_{sc}	3.79 A
Maximum power point current	I_{mpp}	3.48 A

Minor reduction in efficiency under partial load conditions at 25°C: at 200 W/m², 97% (+/-3%) of the STC efficiency (1000 W/m²) is achieved.



COMPONENT MATERIALS

Cells per module	36
Cell type	Monokristallin
Cell dimensions	78 mm x 156 mm
Front	Einscheibensicherheitsglas (EN 12150)
Back	Folie, weiß
Frame	silber eloxiertes Aluminium
J-Box	IP65

DIMENSIONS / WEIGHT

Length	806 mm
Width	680 mm
Height	34 mm
Weight	6.2 kg

THERMAL CHARACTERISTICS

NOCT	46 °C
TK I _{sc}	0.044 %/K
TK U _{oc}	-0.30 %/K
TK P _{mpp}	-0.43 %/K

PARAMETERS FOR OPTIMAL SYSTEM INTEGRATION

Power sorting	-5 % / +10 %
Maximum system voltage SC II	1000 V
Maximum reverse current	15 A
Load / dynamic load	5.4 / 2.4 kN/m ²
Number of bypass diodes	2
Operating range	-40°C bis + 85°C



www.tuv.com
ID 000035551



ORDERING INFORMATION

Order number	Description
82000144	Sunmodule SW 80 mono RHA

By purchasing the solar modules identified in Section J below (hereafter referred to as: “products”) from SolarWorld Americas Inc. (“SolarWorld”), you have chosen a level of quality that meets SolarWorld’s high standards. Use of the products in accordance with regulations will reliably maintain their function to produce electricity (hereinafter referred to as: “functional capability”) as well as reliably maintaining the performance of the products. As a sign of our confidence in this quality, SolarWorld is happy to grant you (the end-user who first put the products into operation correctly or the person who has purchased the products from such an end-user during the warranty term) a 25-Year Limited Warranty under the terms and conditions below:

A - Limited 20-year product warranty:

1. SolarWorld warrants to the end user that the products will be free from defects in materials and workmanship. This warranty lasts for twenty (20) years from the date of purchase. Subject to the conditions contained in this warranty, SolarWorld specifically warrants that:
 - the glass will not cloud or discolor;
 - the cable and connector plug will function, if they are installed professionally and not positioned in water.
 - the aluminum frames will not suffer damage due to freezing.

B - Limited 25-year performance guarantee:

1. SolarWorld warrants to the end user that the actual output of the product, as measured by SolarWorld, will amount to at least 97% of its initial effective output during the first year after purchase of the product, and as of the second year after purchase of the product, the effective output will decline annually by no more than 0.7% for a period of 24 years, so that as of the end of the 25th year after purchase, an actual output of at least 80.2% of effective output will be achieved.

C - What SolarWorld Will Do:

1. **20-Year Product Warranty:** If the product exhibits a covered defect that affects its functional capability during this 20-year warranty period, SolarWorld will (at SolarWorld’s discretion) either (a) repair the defective product; (b) supply a replacement product; or (c) pay the end-user the then-current market value of the product.
2. **25-Year Performance Guarantee:** If the threshold output values are not met in any year during the first 15 years of the 25-year term, SolarWorld will (at SolarWorld’s discretion) either (a) repair the defective product or (b) supply a replacement product. Between the 16th and 25th year of coverage, SolarWorld may (at SolarWorld’s discretion) either (a) repair the defective product; (b) supply a replacement product; or (c) pay the end-user the then-current market value of the product.
3. **Replacement products:** If replacement products are supplied, SolarWorld may provide used and/or repaired products at SolarWorld’s discretion.

D - Conditions for Warranty Service:

1. SolarWorld, in its sole discretion, will determine whether the product warranty under paragraph A or the performance guarantee under paragraph B applies to your claim.
2. The performance guarantee under paragraph B expires after 25 years from the date the product was first purchased and will not be extended even in the event of a repair or exchange of a product.
3. SolarWorld will verify the effective output and the actual output of the products using standard test conditions, as described under IEC 60904. The decisive measurement of performance will be carried out by a recognized measuring institute or through SolarWorld’s own measurements (in accordance with EN 50380).

4. If a defective product is exchanged for a replacement product, SolarWorld will own the defective product upon receiving it.
5. The warranty terms described in paragraphs A and B each begin on the date of the original purchase of the product, insofar as the product was purchased by the original end-user after January 1, 2017. For products purchased before this date, please contact your installer or SolarWorld at the address in Section H for the applicable warranty.
6. Warranty service is unavailable if the manufacturer’s labels or serial numbers on the products have been changed, deleted, peeled off or made unrecognizable.

E - How to get service:

To obtain warranty service, you must inform the authorized seller/dealer of the product of the alleged defect in writing. If that seller/dealer no longer exists, you may send this written notification to the address in Section H. You must include the original sales receipt (as evidence of the time of the purchase of the SolarWorld products) with any warranty claim. The claim must be made within six weeks of your discovery of the defect. After submitting a claim, SolarWorld will provide you with a questionnaire to determine the source of the defect. If SolarWorld determines that the defect is covered under this warranty, it will issue a return authorization. You must obtain a return authorization from SolarWorld before shipping any products to SolarWorld. Warranty service does not include transportation costs to return the products or new delivery of repaired or replacement products. It also does not cover the costs of removal, installation or reinstallation of products. Removal of the products must be performed in accordance with applicable local codes and SolarWorld installation instructions.

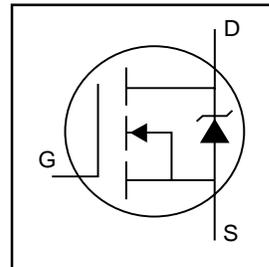
F - Exclusions:

1. Warranty service is available only if the product is properly assembled, used, operated and maintained in accordance with all applicable local codes and SolarWorld installation instructions. The 20-year warranty and 25-year guarantee do not apply in the following cases:
 - a. Defects caused by improper storage, transportation, handling, installation, assembly, operation or maintenance not in accordance with SolarWorld specifications and manuals, either by you, an installer or delivery.
 - b. Improper or incorrectly performed exchange, repair or any modification of the products.
 - c. Failure caused by neglect, abuse, misuse or improper upkeep and maintenance.
 - d. Damage to the cable caused by abrasion on a rough surface due to insufficient fixing or unprotected running of the cable over sharp edges.
 - e. Damage to the preexisting customer system or incompatibility of the products with the customer’s preexisting system equipment.
 - f. Use of products on mobile units such as vehicles or water vessels.
 - g. Dirt or debris on the faceplate.
 - h. Damage caused by smoke, salt, or other chemicals or corrosive substances.
 - i. Damage or failures caused by external factors (including weather, animals, vandalism, accidents and the like).
 - j. Scratches, stains, mechanical wear, rust, mold, optical deterioration, discoloration and other changes that occurred after delivery that do not affect product performance, other than discoloration of the glass.
 - k. Force Majeure events such as flooding, fire, explosions, falling rocks, lightning strikes or other extreme weather conditions such as hail, hurricanes, whirlwinds, sandstorms, and other circumstances outside the control of SolarWorld.

IRF3205

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated

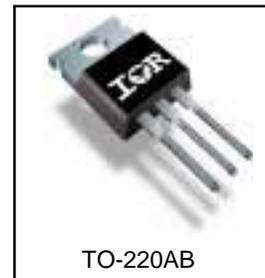


$V_{DSS} = 55V$
$R_{DS(on)} = 8.0m\Omega$
$I_D = 110A^{\textcircled{5}}$

Description

Advanced HEXFET® Power MOSFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



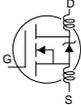
Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	110 $\text{\textcircled{5}}$	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	80	
I_{DM}	Pulsed Drain Current $\text{\textcircled{1}}$	390	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	200	W
	Linear Derating Factor	1.3	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
I_{AR}	Avalanche Current $\text{\textcircled{1}}$	62	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy $\text{\textcircled{1}}$	20	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt $\text{\textcircled{3}}$	5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

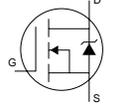
Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.75	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	55	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.057	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	8.0	m Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 62A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	44	—	—	S	$V_{DS} = 25V, I_D = 62A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS} = 55V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 44V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	146	nC	$I_D = 62A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	35		$V_{DS} = 44V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	54		$V_{GS} = 10V$, See Fig. 6 and 13
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	14	—	ns	$V_{DD} = 28V$
t_r	Rise Time	—	101	—		$I_D = 62A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	50	—		$R_G = 4.5\Omega$
t_f	Fall Time	—	65	—		$V_{GS} = 10V$, See Fig. 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	3247	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	781	—		$V_{DS} = 25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	211	—		$f = 1.0\text{MHz}$, See Fig. 5
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy②	—	1050⑥	264⑦		mJ

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	110	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode)①	—	—	390		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 62A, V_{GS} = 0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	69	104	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 62A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	143	215	nC	$di/dt = 100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)
- ② Starting $T_J = 25^\circ\text{C}, L = 138\mu H$
 $R_G = 25\Omega, I_{AS} = 62A$. (See Figure 12)
- ③ $I_{SD} \leq 62A, di/dt \leq 207A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 400\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.
- ⑤ Calculated continuous current based on maximum allowable junction temperature. Package limitation current is 75A.
- ⑥ This is a typical value at device destruction and represents operation outside rated limits.
- ⑦ This is a calculated value limited to $T_J = 175^\circ\text{C}$.

IRF3205

International
IR Rectifier

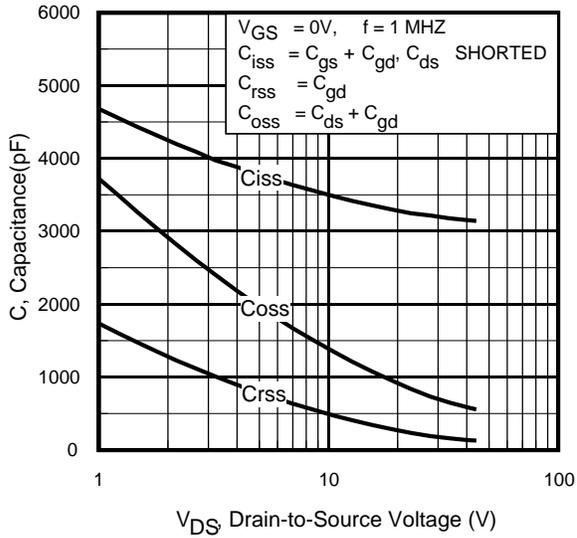


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

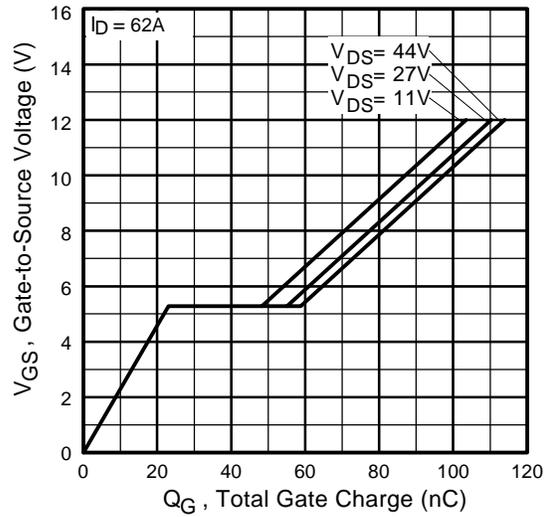


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

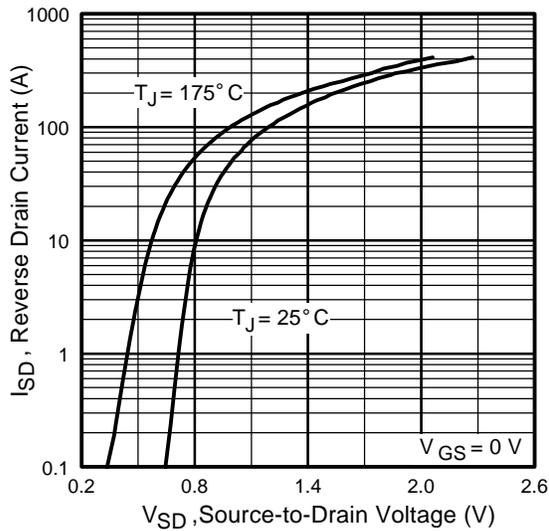


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

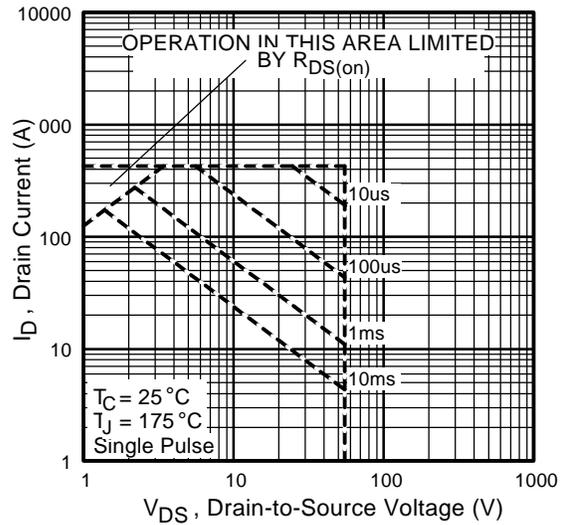


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

IR2103(S)

HALF-BRIDGE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
 Fully operational to +600V
 Tolerant to negative transient voltage
 dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout
- 3.3V, 5V and 15V logic compatible
- Cross-conduction prevention logic
- Matched propagation delay for both channels
- Internal set deadtime
- High side output in phase with HIN input
- Low side output out of phase with LIN input

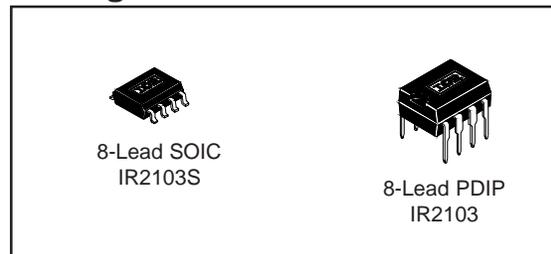
Description

The IR2103(S) are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with dependent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. The logic input is compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 600 volts.

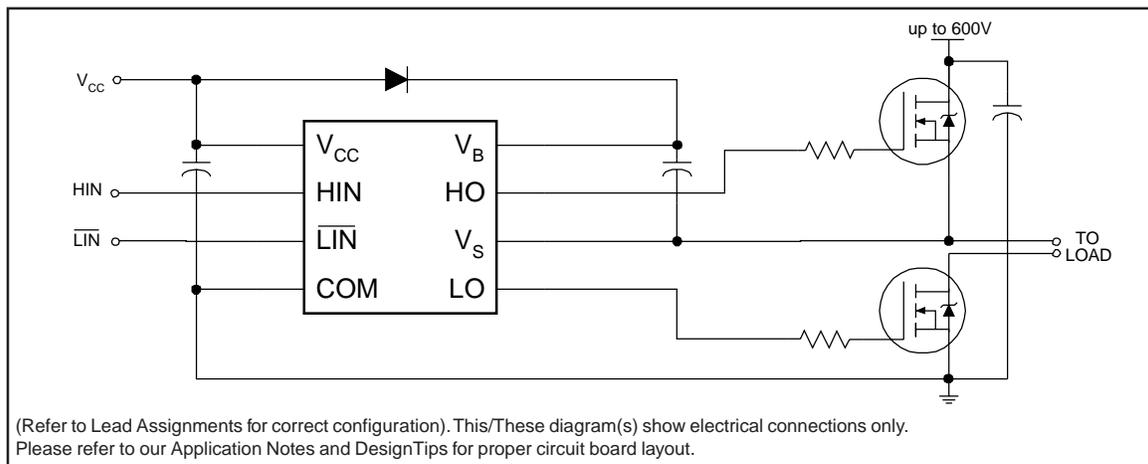
Product Summary

V_{OFFSET}	600V max.
$I_{\text{O+/-}}$	130 mA / 270 mA
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{\text{on/off (typ.)}}$	680 & 150 ns
Deadtime (typ.)	520 ns

Packages



Typical Connection



Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Features and Benefits

- Low-noise analog signal path
- Device bandwidth is set via the new FILTER pin
- 5 μ s output rise time in response to step input current
- 50 kHz bandwidth
- Total output error 1.5% at $T_A = 25^\circ\text{C}$, and 4% at -40°C to 85°C
- Small footprint, low-profile SOIC8 package
- 1.2 m Ω internal conductor resistance
- 2.1 kV_{RMS} minimum isolation voltage from pins 1-4 to pins 5-8
- 5.0 V, single supply operation
- 66 to 185 mV/A output sensitivity
- Output voltage proportional to AC or DC currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Nearly zero magnetic hysteresis
- Ratiometric output from supply voltage

Package: 8 pin SOIC (suffix LC)



Approximate Scale 1:1



Description

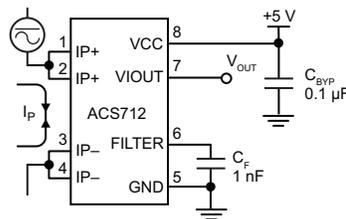
The Allegro[®] ACS712 provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing in industrial, automotive, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switched-mode power supplies, and overcurrent fault protection.

The device consists of a precise, low-offset, linear Hall sensor circuit with a copper conduction path located near the surface of the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which is sensed by the integrated Hall IC and converted into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy after packaging.

The output of the device has a positive slope ($>V_{IOUT(Q)}$) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from pins 1 and 2, to pins 3 and 4), which is the path used for current sensing. The internal resistance of this conductive path is 1.2 m Ω typical, providing low power

Continued on the next page...

Typical Application



Application 1. The ACS712 outputs an analog signal, V_{OUT} , that varies linearly with the uni- or bi-directional AC or DC primary sensed current, I_P , within the range specified. C_F is recommended for noise management, with values that depend on the application.

Industry-Standard Dual Operational Amplifiers

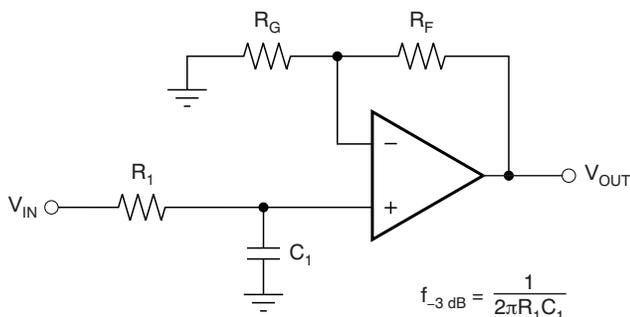
1 Features

- Wide Supply Range of 3 V to 36 V (B Version)
- Supply-Current of 300 μ A (B Version, Typical)
- Unity-Gain Bandwidth of 1.2 MHz (B Version)
- Common-Mode Input Voltage Range Includes Ground, Enabling Direct Sensing Near Ground
- Low Input Offset Voltage of 3 mV at 25°C (A and B Versions, Maximum)
- Internal RF and EMI Filter (B Version)
- On Products Compliant to MIL-PRF-38535, All Parameters Are Tested Unless Otherwise Noted. On All Other Products, Production Processing Does Not Necessarily Include Testing of All Parameters.

2 Applications

- Merchant Network and Server Power Supply Units
- Multi-Function Printers
- Power Supplies and Mobile Chargers
- Motor Control: AC Induction, Brushed DC, Brushless DC, High-Voltage, Low-Voltage, Permanent Magnet, and Stepper Motor
- Desktop PC and Motherboard
- Indoor and Outdoor Air Conditioners
- Washers, Dryers, and Refrigerators
- AC Inverters, String Inverters, Central Inverters, and Voltage Frequency Drives
- Uninterruptible Power Supplies
- Programmable Logic Controllers
- Electronic Point-of-Sale Systems

Single-Pole, Low-Pass Filter



$$\frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} = \left(1 + \frac{R_F}{R_G}\right) \left(\frac{1}{1 + sR_1 C_1}\right)$$

3 Description

The LM358B and LM2904B devices are the next-generation versions of the industry-standard LM358 and LM2904 devices, which include two high-voltage (36-V) operational amplifiers (op amps). These devices provide outstanding value for cost-sensitive applications, with features including low offset (300 μ V, typical), common-mode input range to ground, and high differential input voltage capability.

The LM358B and LM2904B devices simplify circuit design with enhanced features such as unity-gain stability, lower offset voltage of 3 mV (maximum at room temperature), and lower quiescent current of 300 μ A (typical). High ESD (2 kV, HBM) and integrated EMI and RF filters enable the LM358B and LM2904B devices to be used in the most rugged, environmentally challenging applications.

The LM358B and LM2904B devices are available in micro-size packages, such as TSOT-8 and WSON, as well as industry standard packages, including SOIC, TSSOP, and VSSOP.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
LM358B ⁽²⁾ , LM2904B ⁽²⁾ , LM358, LM358A, LM2904, LM2904V, LM258, LM258A	SOIC (8)	4.90 mm × 3.90 mm
LM358, LM358A, LM2904, LM2490V	TSSOP (8)	3.00 mm × 4.40 mm
LM358, LM358A, LM2904, LM2904V, LM258, LM258A	VSSOP (8)	3.00 mm × 3.00 mm
LM358, LM2904	SO (8)	5.20 mm × 5.30 mm
LM358, LM2904, LM358A, LM258, LM258A	PDIP (8)	9.81 mm × 6.35 mm
LM158, LM158A	CDIP (8)	9.60 mm × 6.67 mm
LM158, LM158A	LCCC (20)	8.89 mm × 8.89 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

(2) Package is for preview only



NTC Thermistor: TTF Series

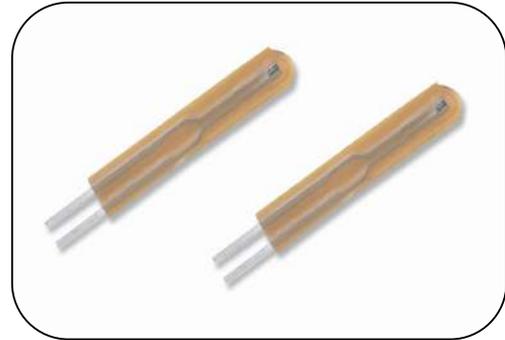
Insulation Film Type for Temperature Sensing/Compensation

■ Features

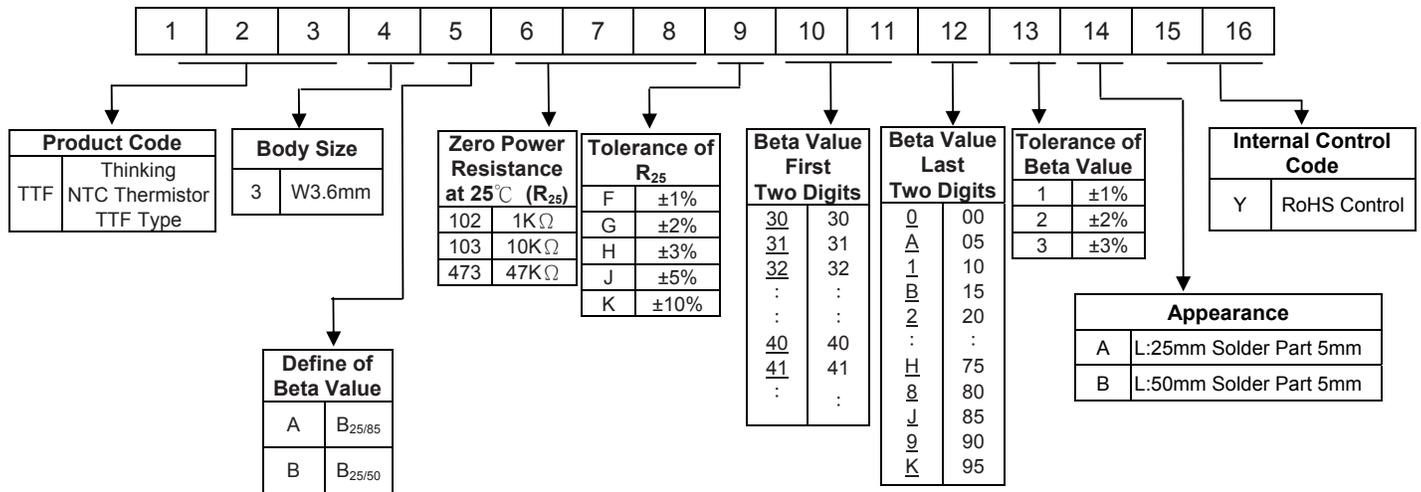
1. RoHS compliant
2. Radial leaded insulation film coated
3. -40 ~ +100°C operating temperature range
4. Agency Recognition: UL /cUL

■ Recommended Applications

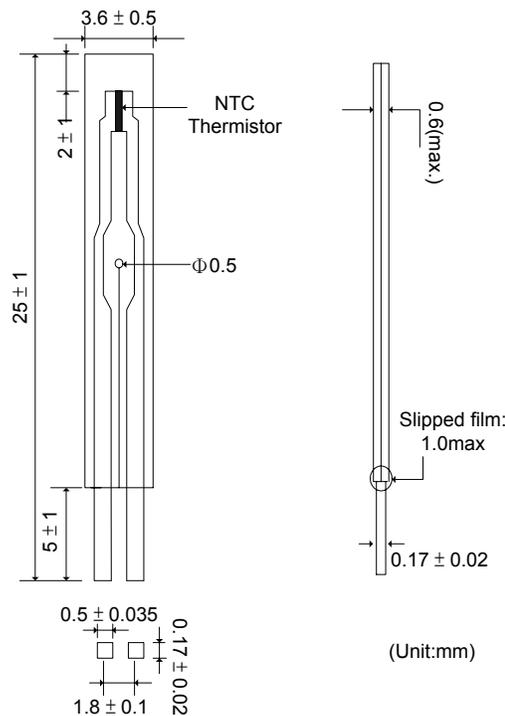
1. Home appliances (air conditioner, refrigerator, electric fan, electric cooker, washing machine, microwave oven, drinking machine, CTV, radio.)
2. Computers
3. Battery pack



■ Part No. Code



■ Dimensions



NTC Thermistor: TTF Series

Insulation Film Type for Temperature Sensing/Compensation

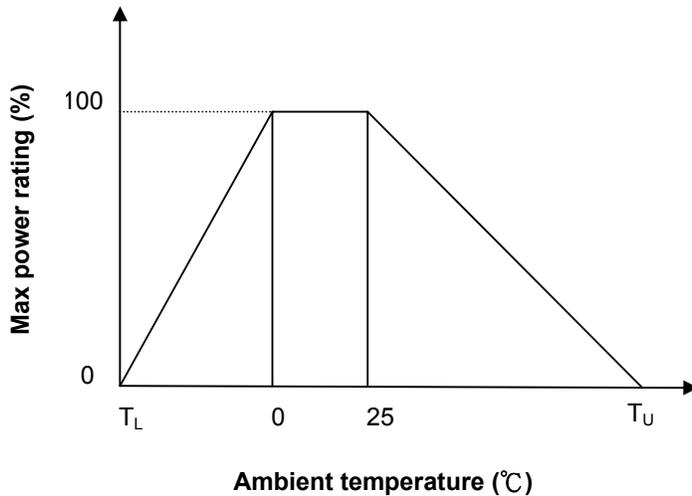
■ Characteristics

Part no.	Zero power resistance at 25°C	Tolerance of resistance	B25/85 Value	Tolerance of B value	Max. power rating at 25°C	Thermal dissipation constant	Thermal time constant	Operating temperature range	Safety Approvals	
	R ₂₅ (KΩ)	(±%)	(K)	(±%)	P _{max} (mW)	δ(mW/°C)	τ(Sec.)	T _L ~T _U (°C)	UL	cUL
TTF3A502□34D*	5	1、2、3、 5、10	3435	1、2、3	3.5	0.7	5	-40 ~ +100	√	√
TTF3A103□34D*	10								√	√
TTF3A203□34D*	20								√	√
TTF3A303□34D*	30								√	√
TTF3A473□34D*	47								√	√
TTF3A503□34D*	50								√	√
TTF3A104□34D*	100								√	√
TTF3A104□39H*	100								√	√
TTF3A473□39H*	47								√	√
TTF3A473□419*	47								√	√
TTF3A224□405*	220								√	√

Note 1: □ = Tolerance of resistance

Note 2: * = Tolerance of B value

■ Maximum power rating (Pmax)



T_U : Maximum operating temperature

T_L : Minimum operating temperature

For example : Ambient temperature(T_a)=55°C

Maximum operating temperature(T_u)= 100°C

$P_{T_a} = (T_u - T_a) / (T_u - 25) \times P_{max} = 60\% P_{max}$

FEATURES

EASY TO USE

Gain Set with One External Resistor
(Gain Range 1 to 1000)

Wide Power Supply Range (± 2.3 V to ± 18 V)
Higher Performance than Three Op Amp IA Designs
Available in 8-Lead DIP and SOIC Packaging
Low Power, 1.3 mA max Supply Current

EXCELLENT DC PERFORMANCE ("B GRADE")

50 μ V max, Input Offset Voltage
0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, Input Offset Drift
1.0 nA max, Input Bias Current
100 dB min Common-Mode Rejection Ratio (G = 10)

LOW NOISE

9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, @ 1 kHz, Input Voltage Noise
0.28 μ V p-p Noise (0.1 Hz to 10 Hz)

EXCELLENT AC SPECIFICATIONS

120 kHz Bandwidth (G = 100)
15 μ s Settling Time to 0.01%

APPLICATIONS

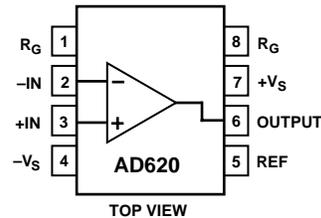
Weigh Scales
ECG and Medical Instrumentation
Transducer Interface
Data Acquisition Systems
Industrial Process Controls
Battery Powered and Portable Equipment

PRODUCT DESCRIPTION

The AD620 is a low cost, high accuracy instrumentation amplifier that requires only one external resistor to set gains of 1 to

CONNECTION DIAGRAM

8-Lead Plastic Mini-DIP (N), Cerdip (Q)
and SOIC (R) Packages



1000. Furthermore, the AD620 features 8-lead SOIC and DIP packaging that is smaller than discrete designs, and offers lower power (only 1.3 mA max supply current), making it a good fit for battery powered, portable (or remote) applications.

The AD620, with its high accuracy of 40 ppm maximum nonlinearity, low offset voltage of 50 μ V max and offset drift of 0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, is ideal for use in precision data acquisition systems, such as weigh scales and transducer interfaces. Furthermore, the low noise, low input bias current, and low power of the AD620 make it well suited for medical applications such as ECG and noninvasive blood pressure monitors.

The low input bias current of 1.0 nA max is made possible with the use of Super β processing in the input stage. The AD620 works well as a preamplifier due to its low input voltage noise of 9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz, 0.28 μ V p-p in the 0.1 Hz to 10 Hz band, 0.1 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ input current noise. Also, the AD620 is well suited for multiplexed applications with its settling time of 15 μ s to 0.01% and its cost is low enough to enable designs with one in-amp per channel.

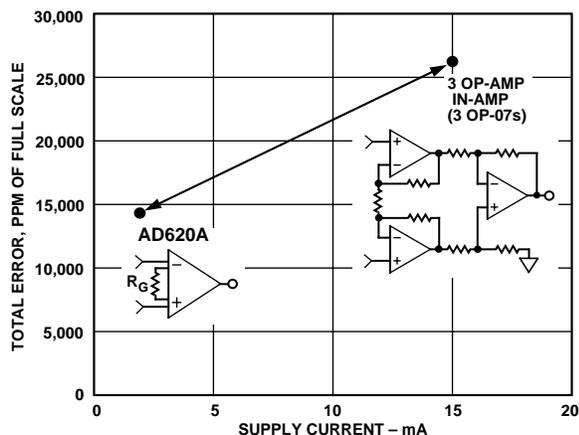


Figure 1. Three Op Amp IA Designs vs. AD620

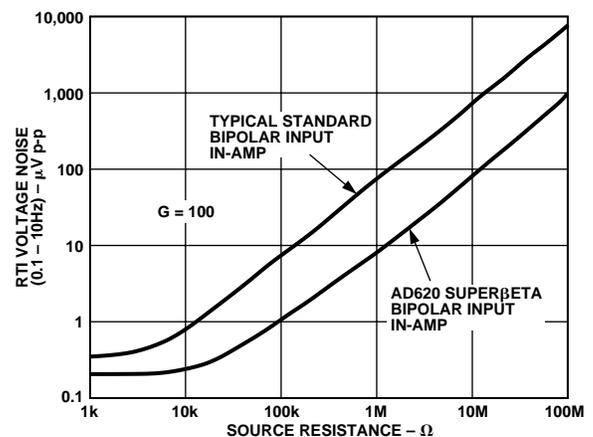


Figure 2. Total Voltage Noise vs. Source Resistance

REV. E

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

AD620—SPECIFICATIONS

(Typical @ +25°C, $V_S = \pm 15\text{ V}$, and $R_L = 2\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted)

Model	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S ¹			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN											
Gain Range	$G = 1 + (49.4\text{ k}/R_G)$	1		10,000	1		10,000	1		10,000	
Gain Error ²	$V_{OUT} = \pm 10\text{ V}$										
G = 1			0.03	0.10		0.01	0.02		0.03	0.10	%
G = 10			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
G = 100			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
G = 1000			0.40	0.70		0.35	0.50		0.40	0.70	%
Nonlinearity,	$V_{OUT} = -10\text{ V to } +10\text{ V}$,										
G = 1–1000	$R_L = 10\text{ k}\Omega$		10	40		10	40		10	40	ppm
G = 1–100	$R_L = 2\text{ k}\Omega$		10	95		10	95		10	95	ppm
Gain vs. Temperature	G = 1			10			10			10	ppm/°C
	Gain > 1 ²			–50			–50			–50	ppm/°C
VOLTAGE OFFSET											
(Total RTI Error = $V_{OSI} + V_{OSO}/G$)											
Input Offset, V_{OSI}	$V_S = \pm 5\text{ V to } \pm 15\text{ V}$		30	125		15	50		30	125	μV
Over Temperature	$V_S = \pm 5\text{ V to } \pm 15\text{ V}$			185			85			225	μV
Average TC	$V_S = \pm 5\text{ V to } \pm 15\text{ V}$		0.3	1.0		0.1	0.6		0.3	1.0	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Output Offset, V_{OSO}	$V_S = \pm 15\text{ V}$		400	1000		200	500		400	1000	μV
Over Temperature	$V_S = \pm 5\text{ V}$			1500			750			1500	μV
Average TC	$V_S = \pm 5\text{ V to } \pm 15\text{ V}$		5.0	15		2.5	7.0		5.0	15	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Offset Referred to the Input vs. Supply (PSR)	$V_S = \pm 2.3\text{ V to } \pm 18\text{ V}$										
G = 1		80		100	80		100	80		100	dB
G = 10		95		120	100		120	95		120	dB
G = 100		110		140	120		140	110		140	dB
G = 1000		110		140	120		140	110		140	dB
INPUT CURRENT											
Input Bias Current			0.5	2.0		0.5	1.0		0.5	2	nA
Over Temperature				2.5			1.5			4	nA
Average TC			3.0			3.0			8.0		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current			0.3	1.0		0.3	0.5		0.3	1.0	nA
Over Temperature				1.5			0.75			2.0	nA
Average TC			1.5			1.5			8.0		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
INPUT											
Input Impedance											
Differential			10	2		10	2		10	2	$\text{G}\Omega \parallel \text{pF}$
Common-Mode			10	2		10	2		10	2	$\text{G}\Omega \parallel \text{pF}$
Input Voltage Range ³	$V_S = \pm 2.3\text{ V to } \pm 5\text{ V}$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	V
Over Temperature	$V_S = \pm 5\text{ V to } \pm 18\text{ V}$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	V
Over Temperature		$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	V
Common-Mode Rejection Ratio DC to 60 Hz with 1 k Ω Source Imbalance	$V_{CM} = 0\text{ V to } \pm 10\text{ V}$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 2.3$		$+V_S - 1.4$	V
G = 1		73		90	80		90	73		90	dB
G = 10		93		110	100		110	93		110	dB
G = 100		110		130	120		130	110		130	dB
G = 1000		110		130	120		130	110		130	dB
OUTPUT											
Output Swing	$R_L = 10\text{ k}\Omega$,										
Over Temperature	$V_S = \pm 2.3\text{ V to } \pm 5\text{ V}$	$-V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	V
Over Temperature	$V_S = \pm 5\text{ V to } \pm 18\text{ V}$	$-V_S + 1.4$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 1.4$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.3$	V
Over Temperature		$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.4$	V
Short Current Circuit		$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.5$	$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.5$	$-V_S + 2.3$		$+V_S - 1.5$	V
			± 18			± 18			± 18		mA

Wireless Vantage Pro2™ & Vantage Pro2™ Plus Stations

(Including Fan-Aspirated Models)



6152 6162
6153 6163

Vantage Pro2™ (6152, 6153) and Vantage Pro2™ Plus (6162, 6163) Wireless Weather Stations include two components: the Integrated Sensor Suite (ISS) which houses and manages the external sensor array, and the console which provides the user interface, data display, and calculations. The ISS and Vantage Pro2 console communicate via an FCC-certified, license-free, spread-spectrum frequency-hopping (FHSS) transmitter and receiver. User-selectable transmitter ID codes allow up to eight stations to coexist in the same geographic area. The frequency hopping spread spectrum technology provides greater communication strength over longer distances and areas of weaker reception. The Wireless Vantage Pro2 Plus weather station includes two additional sensors that are optional on the Vantage Pro2: the UV sensor and the solar radiation sensor.

The console may be powered by batteries or by the included AC-power adapter. The wireless ISS is solar powered with a battery backup. Use WeatherLink® for Vantage Pro2 and Vantage Vue® to let your weather station interface with a computer, to log weather data, and to upload weather information to the internet.

The 6152 and 6162 rely on passive shielding to reduce solar-radiation induced temperature errors in the outside temperature sensor readings. The Fan-aspirated 6153 and 6163 combine passive shielding with a solar-powered fan that draws outside air in over the temperature and humidity sensors, providing a much more accurate temperature reading than that available using passive shielding alone.

Integrated Sensor Suite (ISS)

(Includes product numbers: 6152, 6153, 6162, 6163, 6322, 6323, 6327 & 6328)

Operating Temperature	-40° to +150°F (-40° to +65°C)
Non-operating Temperature	-40° to +158°F (-40° to +70°C)
Current Draw (ISS SIM only)	0.14 mA (average), 30 mA (peak) at 4 to 6 VDC
Solar Power Panel	0.5 Watts (ISS SIM), plus 0.75 Watts (Fan-Aspirated)
Battery (ISS SIM /Fan-Aspirated)	CR-123 3-Volt Lithium cell / 2 - 1.2 Volt NiMH C-cells
Battery Life (3-Volt Lithium cell)	8 months without sunlight - greater than 2 years depending on solar charging
Battery Life (NiMH C-cells, Fan-Aspirated)	Up to 2 years
Fan Aspiration Rate (Fan-Aspirated only)	
Intake Flow Rate, full sun	190 feet/min. (0.9 m/s)
Intake Flow Rate, battery only	80 feet/min. (0.4 m/s)
Sensor Chamber Flow Rate, full sun	500 feet/min. (2.5 m/s)
Sensor Chamber Flow Rate, battery only	180 feet/min. (0.9 m/s)
Connectors, Sensor	Modular RJ-11
Cable Type	4-conductor, 26 AWG
Cable Length, Anemometer	40 feet (12 m) (included) 240 feet (73 m) (maximum recommended)

Note: Maximum displayable wind decreases as the length of cable increases. At 140' (42 m) of cable, the maximum wind speed displayed is 135 mph (60 m/s); at 240' (73 m), the maximum wind speed displayed is 100 mph (34 m/s).

Wind Speed Sensor	Solid state magnetic sensor
Wind Direction Sensor	Wind vane with potentiometer
Rain Collector Type	Tipping bucket, 0.01" per tip (0.2 mm with metric rain adapter), 33.2 in ² (214 cm ²) collection area
Temperature Sensor Type	PN Junction Silicon Diode
Relative Humidity Sensor Type	Film capacitor element
Housing Material	UV-resistant ABS, ASA plastic (SPARS only)

ISS Dimensions (not including anemometer or bird spikes):

Wireless Vantage Pro2™**Solar Radiation (requires solar radiation sensor)**

Resolution and Units	1 W/m ²
Range	0 to 1800 W/m ²
Accuracy	±5% of full scale (Reference: Eppley PSP at 1000 W/m ²)
Drift	up to ±2% per year
Cosine Response	±3% for angle of incidence from 0° to 75°
Temperature Coefficient	-0.067% per °F (-0.12% per °C); reference temperature = 77°F (25 °C)
Update Interval	50 seconds to 1 minute (5 minutes when dark)
Current Graph Data	Instant Reading and Hourly Average; Daily, Monthly High
Historical Graph Data	Hourly Average, Daily, Monthly Highs
Alarm	High Threshold from Instant Reading

Sunrise and Sunset

Resolution	1 minute
Accuracy	±1 minute
Reference	United States Naval Observatory

Temperature

Inside Temperature (sensor located in console)

Resolution and Units	Current Data: 0.1°F or 1°F or 0.1°C or 1°C (user-selectable) °C is converted from °F rounded to the nearest 1°C Historical Data and Alarms: 1°F or 1°C (user-selectable)
Range	+32° to +140°F (0° to +60°C)
Sensor Accuracy	±1°F (±0.5°C) (typical) See Fig. 2
Update Interval	1 minute
Current Display Data	Instant (user-adjustable offset available)
Current Graph Data	Instant Reading; Daily and Monthly High and Low
Historical Graph Data	Hourly Readings; Daily and Monthly Highs and Lows
Alarms	High and Low Thresholds from Instant Reading

Outside Temperature (sensor located in ISS)

Resolution and Units	Current Data: 0.1°F or 1°F or 0.1°C or 1°C (user-selectable) nominal °C is converted from °F rounded to the nearest 1°C Historical Data and Alarms: 1°F or 1°C (user-selectable)
Range	-40° to +150°F (-40° to +65°C)
Sensor Accuracy	±0.5°F (±0.3°C) See Fig. 1
Radiation Induced Error (Passive Shield)	+4°F (2°C) at solar noon (insolation = 1040 W/m ² , avg. wind speed ≤ 2 mph (1 ms)) (reference: RM Young Model 43408 Fan-Aspirated Radiation Shield)
Radiation Induced Error (Fan-Aspirated Shield)	+0.6°F (0.3°C) at solar noon (insolation = 1040 W/m ² , avg. wind speed ≤ 2 mph (1 m/s)) (reference: RM Young Model 43408 Fan-Aspirated Radiation Shield)
Update Interval	10 to 12 seconds
Current Display Data	Instant (user-adjustable offset available)
Current Graph Data	Instant Reading; Daily, Monthly, Yearly High and Low
Historical Graph Data	Hourly Readings; Daily, Monthly, Yearly Highs and Lows
Alarms	High and Low Thresholds from Instant Reading

Extra Temperature Probes

Resolution and Units	Current Data: 1°F or 1°C (user-selectable) °C is converted from °F rounded to the nearest 1°C Historical Data and Alarms: 1°F or 1°C (user-selectable)
Range	-40° to +150°F (-40° to +65°C)
Sensor Accuracy	±1°F (±0.5°C) (typical) See Fig. 3
Update Interval	10 to 12 seconds (77 to 90 seconds for Leaf Wetness/Temperature and Soil Moisture/Temperature Stations)
Current Display Data	Instant Reading (user-adjustable offset available)
Alarms	High and Low Thresholds from Instant Reading

Vantage Pro™, Vantage Pro2™ and Vantage Vue™ Serial Communication Reference Manual

**For Vantage Pro™, Vantage Pro2™, Vantage Pro Plus™ Vantage Pro2 Plus™ and
Vantage Vue™ Weather Stations**



Important Note:

Please note, this information is provided as is, and we do not provide application engineering or comprehensive technical support. Also, we do not guarantee our station will meet the needs of your specific application. If you have questions, they should be submitted through email and they will be answered when resources are available. Also, although we would not do so without good reason, we reserve the right to modify our weather station design without warning at any time.

I. Introduction

Thank you for choosing Davis Instruments for your weather application. This document explains the serial data protocol between the Vantage Pro, Vantage Pro2, Vantage Vue consoles (or Envoys) and a PC. This requires a WeatherLink with Standard Data Logger

Note, the serial communication between Vantage Pro and Vantage Pro2 are very similar except in a few places noted in this document. Important differences are described in section III.

Serial communication parameters are:

8 data bits, 1 start bit, 1 stop bit, and no parity.

Default baud rate is 19200. User selectable between 1200, 2400, 4800, 9600, 14400, and 19200 baud.

The console with a WeatherLink data logger has 3 types of memory:

- 132 KB archive memory, which stores up to 2560 archive records
- 4 KB EEPROM memory, which is used for calibration numbers, station latitude/longitude/elevation/timezone values, transmitter configuration, and Console graph points
- 4 KB of processor memory, which is used to store the current sensor data, today's high/low values, and other real-time values. **This memory is not directly available to the PC!** Commands such as LOOP and LPS, provide access to the most useful and important of these data values.

Commands are primarily ASCII strings. Letters should be in ALL CAPS. Please note that in some strings numeric values are in decimal, while in others are in hexadecimal.

Multi-byte binary values are generally stored and sent least significant byte first. Negative numbers use 2's complement notation. CRC values are sent and received most significant byte first.

II. Additional Commands Not in Monitor II

1. An expanded LOOP packet is the only way to receive the current weather data. There is no command to get a single parameter (such as outside temperature).
2. Similarly there is a HILOWS command to receive all of the current daily, monthly, and yearly high/low values with corresponding dates and times.
3. A special DMPAFT command allows you to specify the last record you have previously downloaded so that only the records after that one are downloaded. There is no need to

VIII. Command Summary

1. Testing commands

"TEST"

Sends the string "TEST\n" back.

"WRD"<0x12><0x4d>, ACK

Responds with a weather station type that is backward compatible with earlier Davis weather products.

"RXCHECK"

Sends the Console Diagnostics report.

"RXTEST"

Moves the console from the "Receiving from" screen to the main current conditions screen.

"VER"

Sends the firmware date code as a text string.

"RECEIVERS"

Sends the bit map of station IDs that the console can hear, This is not the byte for indicating what the console selects to listen from.

"NVER"

Sends the firmware version number as a text string. This command is only supported by Vantage Pro2 (Firmware 1.90 or later) and Vantage Vue.

2. Current Data commands

"LOOP <number of LOOP packets to send-decimal>"

Sends the specified number of LOOP packets, 1 every 2 seconds. Console sleeps between packets.

"LPS <loop packet type bit mask-hex> <number of packets to send-decimal>"

Sends the specified number of the different loop packet(s), 1 every 2 seconds. Console sleeps between packets.

"HILOWS"

Sends all the current high/low data in a single 436 byte data block, plus 2 CRC bytes.

"PUTRAIN <Yearly Rain in rain clicks-decimal>"

Set the Yearly rainfall amount on the Vantage Console.

"PUTET <Yearly ET in 100th inch-decimal>"

Set the Yearly ET amount on the Vantage Console.

3. Download Commands

"DMP"

Downloads the entire archive memory. See the sections X.6 and X.4 for more details.

"DMPAFT"

Downloads the records after a specified date and time. See the sections X.6 and X.4 for more details.

4. EEPROM Commands

"GETEE"

Reads the full 4K EEPROM in one data block.

"EEWR <EE address-hex> <EE data-hex>"

Writes one byte of data to the specified address in the EEPROM.

"EERD <EE address-hex> <number of bytes to read-hex>"

Reads the specified number of bytes starting at the specified address. Results are given as hex strings, one byte per line.

information on the current status of all Vantage Alarm conditions, battery status, weather forecasts, and sunrise and sunset times.

Contents of the LOOP packet.

Field	Offset	Size	Explanation
"L"	0	1	Spells out "LOO" for Rev B packets and "LOOP" for Rev A packets. Identifies a LOOP packet
"O"	1	1	
"O"	2	1	
"P" (Rev A) Bar Trend (Rev B)	3	1	Signed byte that indicates the current 3-hour barometer trend. It is one of these values: -60 = Falling Rapidly = 196 (as an unsigned byte) -20 = Falling Slowly = 236 (as an unsigned byte) 0 = Steady 20 = Rising Slowly 60 = Rising Rapidly 80 = ASCII "P" = Rev A firmware, no trend info is available Any other value means that the Vantage does not have the 3 hours of bar data needed to determine the bar trend.
Packet Type	4	1	0 for LOOP and 1 for LOOP2 packet
Next Record	5	2	Location in the archive memory where the next data packet will be written. This can be monitored to detect when a new record is created.
Barometer	7	2	Current Barometer. Units are (in Hg / 1000). The barometric value should be between 20 inches and 32.5 inches in Vantage Pro and between 20 inches and 32.5 inches in both Vantatge Pro Vantage Pro2. Values outside these ranges will not be logged.
Inside Temperature	9	2	The value is sent as 10 th of a degree in F. For example, 795 is returned for 79.5°F.
Inside Humidity	11	1	This is the relative humidity in %, such as 50 is returned for 50%.
Outside Temperature	12	2	The value is sent as 10 th of a degree in F. For example, 795 is returned for 79.5°F.
Wind Speed	14	1	It is a byte unsigned value in mph. If the wind speed is dashed because it lost synchronization with the radio or due to some other reason, the wind speed is forced to be 0.
10 Min Avg Wind Speed	15	1	It is a byte unsigned value in mph.
Wind Direction	16	2	It is a two byte unsigned value from 1 to 360 degrees. (0° is no wind data, 90° is East, 180° is South, 270° is West and 360° is north)
Extra Temperatures	18	7	This field supports seven extra temperature stations. Each byte is one extra temperature value in whole degrees F with an offset of 90 degrees. For example, a value of 0 = -90°F ; a value of 100 = 10°F ; and a value of 169 = 79°F.
Soil Temperatures	25	4	This field supports four soil temperature sensors, in the same format as the Extra Temperature field above
Leaf Temperatures	29	4	This field supports four leaf temperature sensors, in the same format as the Extra Temperature field above
Outside Humidity	33	1	This is the relative humitiy in %.
Extra Humidities	34	7	Relative humidity in % for extra seven humidity stations.
Rain Rate	41	2	This value is sent as number of rain clicks (0.2mm or 0.01in). For example, 256 can represent 2.56 inches/hour.
UV	43	1	The unit is in UV index.
Solar Radiation	44	2	The unit is in watt/meter ² .
Storm Rain	46	2	The storm is stored as 100 th of an inch.

LM2596 SIMPLE SWITCHER® Power Converter 150-kHz 3-A Step-Down Voltage Regulator

1 Features

- New product available:
 - [LMR51430 4.5 to 36-V, 3-A, 500-kHz and 1.1-MHz synchronous converter](#)
- For faster time to market:
 - [TLVM13630 3 to 36-V, 3-A, 200-kHz to 2.2-MHz power module](#)
- 3.3-V, 5-V, 12-V, and adjustable output versions
- Adjustable version output voltage range: 1.2-V to 37-V $\pm 4\%$ maximum over line and load conditions
- Available in TO-220 and TO-263 packages
- 3-A output load current
- Input voltage range up to 40 V
- Requires only four external components
- Excellent line and load regulation specifications
- 150-kHz fixed-frequency internal oscillator
- TTL shutdown capability
- Low power standby mode, I_Q , typically 80 μA
- High efficiency
- Uses readily available standard inductors
- Thermal shutdown and current-limit protection
- Create a custom design using the LM2596 with the [WEBENCH® Power Designer](#)

2 Applications

- [Appliances](#)
- [Grid infrastructure](#)
- [EPOS](#)
- [Home theater](#)

3 Description

The LM2596 series of regulators are monolithic integrated circuits that provide all the active functions for a step-down (buck) switching regulator, capable of driving a 3-A load with excellent line and load regulation. These devices are available in fixed output voltages of 3.3 V, 5 V, 12 V, and an adjustable output version.

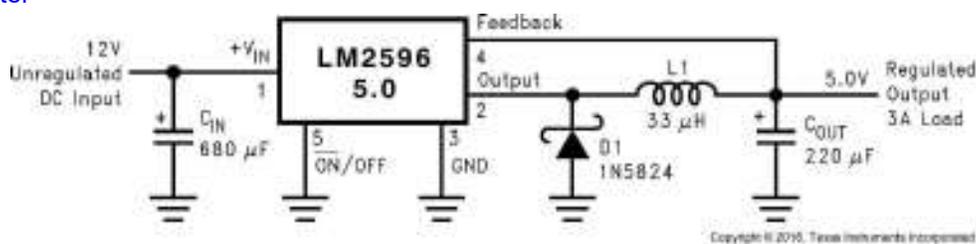
Requiring a minimum number of external components, these regulators are simple to use and include internal frequency compensation, and a fixed-frequency oscillator.

The LM2596 series operates at a switching frequency of 150 kHz, thus allowing smaller sized filter components than what can be required with lower frequency switching regulators. Available in a standard 5-pin TO-220 package with several different lead bend options, and a 5-pin TO-263 surface mount package.

Package Information

PART NUMBER	PACKAGE ⁽¹⁾	BODY SIZE (NOM)
LM2596	NDH (TO-220, 5)	14.986 mm × 10.16 mm
	KTT (TO-263, 5)	10.10 mm × 8.89 mm

- (1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.



(Fixed Output Voltage Versions)

Typical Application



FLUKE®

New Fluke 287 True-rms Electronics Logging Multimeter with TrendCapture

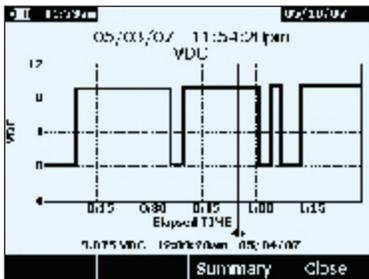
Technical Data

The advanced, logging digital multimeter with high accuracy and TrendCapture electronics professionals can depend on.

The Fluke 287 True-rms Electronics Logging Multimeter with TrendCapture quickly documents design performance and graphically displays what happened. Its unique logging and graphing capabilities mean you no longer need to download logged readings to a PC to detect a trend. The Fluke 287 packs more accuracy and convenience into a handheld multimeter than ever before.

Equipped with new functionality

- **New** – Large 50,000 count, 1/4 VGA display with white backlight. Multiple sets of measurement information can be simultaneously displayed at the same time.



TrendCapture displays VDC logged date.

- **New** – Logging function with TrendCapture. Useful for characterizing the performance of a design or for unattended monitoring while in the field. Users can review logged readings without needing a PC.
- **New** – **i** button. On board help screens for measurement functions
- **New** – Saved measurements allow you to name and recall measurements made in the field
- **New** – Multi-lingual interface

- Multiple logging sessions possible without download
- 0.025 % basic dc accuracy
- 100 kHz ac bandwidth
- Real time clock for automatic time stamping of saved readings
- True-rms ac voltage and current for accurate measurements on complex signals or non linear loads. AC bandwidth specified to 100 kHz.
- Measure up to 10 A (20 A for 30 seconds)
- 100 mF capacitance range
- Temperature function
- Relative mode to remove test lead resistance from low ohms or capacitance measurements
- Peak capture to record transients as fast as 250 μ s
- Premium test leads and alligator clips included
- Optional FlukeView forms enables you to document, store and analyze individual readings or a series of measurements, then convert them into professional-looking documents
- Optional magnetic hanger allows you to hang the meter for easy viewing while freeing your hands to focus on the job
- Limited lifetime warranty



Specifications

Function	Range and Resolution	Basic Accuracy
DC volts AC volts	50.000 mV, 500.00 mV, 5.0000 V, 50.000 V, 500.00 V, 1000.0 V	0.025 % 0.4 % (true-rms)
DC current AC current	500.00 µA, 5000.0 µA, 50.000 mA, 400.00 mA, 5.0000 A, 10.000 A	0.15 % 0.7 % (true-rms)
Temperature (excluding probe)	-200.0 °C to 1350.0 °C (-328.0 °F to 2462.0 °F)	1.0 %
Resistance	500.00 Ω, 5.0000 kΩ, 50.000 kΩ, 500.00 kΩ, 5.0000 MΩ, 50.00 MΩ, 500.0 MΩ	0.05 %
Capacitance	1.000 nF, 10.00 nF, 100.0 nF, 1.000 µF, 10.00 µF, 100.0 µF, 1000 µF, 10.00 mF, 100.0 mF	1.0 %
Frequency	99.999 Hz, 999.99 Hz, 9.9999 kHz, 99.999 kHz, 999.99 kHz	0.005 %

Additional Functions/Features	Fluke 287
Multiple on screen displays	Yes
True-rms ac bandwidth	100 kHz
dBV/dBm	Yes
DC mV resolution	1 µV
Megohm range	up to 500 M
Conductance	50.00 nS
Continuity beeper	Yes
Battery/fuse access	Battery/fuse
Elapse time clock	Yes
Time of day clock	Yes
Min-max-avg	Yes
Peak	250 µS
Duty cycle	0.01 % to 99.99 %
Pulse width	0.025 ms, 0.25 ms, 2.5 ms, 1250.0 ms
Hold	Yes
Isolated optical interface	Yes
Auto/touch hold	Yes
Reading memory	Yes
Log to PC	Yes
Interval/event logging	Yes
Logging memory	up to 10,000 readings

General specifications

Maximum voltage between any terminal and earth ground: 1000 V

Battery type: 6 AA alkaline batteries, NEDA 15A IEC LR6

Battery life: 100 hours minimum, 200 hours in logging mode

Temperature:
Operating: -20 °C to 55 °C
Storage: -40 °C to 60 °C

Relative humidity: 0 to 90 % (0 to 37 °C), 0 to 65 % (37 °C to 45 °C), 0 to 45 % (45 °C to 55 °C)

Electromagnetic compatibility: EMC EN61326-1

Vibration: Random vibration per MIL-PRF-28800F Class 2

Shock: 1 meter drop per IEC/EN 61010-1 2nd Edition

Size (HxWxD): 22.2 cm x 10.2 cm x 6 cm (8.75 in x 4.03 in x 2.38 in)

Weight: 870.9 g (28 oz)

Ordering information

287 True-rms Electronics Logging Multimeter with TrendCapture

Optional accessories

FVF-SC2 FlukeView® Forms Software with Cable
80BK Integrated DMM Temperature Probe
TLK287 Electronic Test Lead Set
TPAK Magnetic Hanging Kit
C280 Soft Case

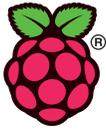
Fluke. Keeping your world up and running.®

Fluke Corporation
PO Box 9090, Everett, WA USA 98206

Fluke Europe B.V.
PO Box 1186, 5602 BD Eindhoven, The Netherlands

For more information call:
In the U.S.A. (800) 443-5853 or Fax (425) 446-5116
In Europe/M-East/Africa +31 (0) 40 2675 200 or Fax +31 (0) 40 2675 222
In Canada (800)-36-FLUKE or Fax (905) 890-6866
From other countries +1 (425) 446-5500 or Fax +1 (425) 446-5116
Web access: <http://www.fluke.com>

©2007 Fluke Corporation. All rights reserved. Specifications subject to change without notice. Printed in U.S.A. 5/2007 11285-ENG Rev. 01



Raspberry Pi

Raspberry Pi 3 Model B

Specifications

Processor	Broadcom BCM2387 chipset. 1.2GHz Quad-Core ARM Cortex-A53 802.11 b/g/n Wireless LAN and Bluetooth 4.1 (Bluetooth Classic and LE)
GPU	Dual Core VideoCore IV® Multimedia Co-Processor. Provides Open GL ES 2.0, hardware-accelerated OpenVG, and 1080p30 H.264 high-profile decode. Capable of 1Gpixel/s, 1.5Gtexel/s or 24GFLOPs with texture filtering and DMA infrastructure
Memory	1GB LPDDR2
Operating System	Boots from Micro SD card, running a version of the Linux operating system or Windows 10 IoT
Dimensions	85 x 56 x 17mm
Power	Micro USB socket 5V1, 2.5A

Connectors:

Ethernet	10/100 BaseT Ethernet socket
Video Output	HDMI (rev 1.3 & 1.4) Composite RCA (PAL and NTSC)
Audio Output	Audio Output 3.5mm jack, HDMI USB 4 x USB 2.0 Connector
GPIO Connector	40-pin 2.54 mm (100 mil) expansion header: 2x20 strip Providing 27 GPIO pins as well as +3.3 V, +5 V and GND supply lines
Camera Connector	15-pin MIPI Camera Serial Interface (CSI-2)
Display Connector	Display Serial Interface (DSI) 15 way flat flex cable connector with two data lanes and a clock lane
Memory Card Slot	Push/pull Micro SDIO

Key Benefits

- Low cost
- 10x faster processing
- Consistent board format
- Added connectivity

Key Applications

- Low cost PC/tablet/laptop
- Media centre
- Industrial/Home automation
- Print server
- Web camera
- Wireless access point
- Environmental sensing/monitoring (e.g. weather station)
- IoT applications
- Robotics
- Server/cloud server
- Security monitoring
- Gaming



8-bit AVR Microcontroller with 32K Bytes In-System Programmable Flash

DATASHEET

Features

- High performance, low power AVR® 8-bit microcontroller
- Advanced RISC architecture
 - 131 powerful instructions – most single clock cycle execution
 - 32 × 8 general purpose working registers
 - Fully static operation
 - Up to 16MIPS throughput at 16MHz
 - On-chip 2-cycle multiplier
- High endurance non-volatile memory segments
 - 32K bytes of in-system self-programmable flash program memory
 - 1Kbytes EEPROM
 - 2Kbytes internal SRAM
 - Write/erase cycles: 10,000 flash/100,000 EEPROM
 - Optional boot code section with independent lock bits
 - In-system programming by on-chip boot program
 - True read-while-write operation
 - Programming lock for software security
- Peripheral features
 - Two 8-bit Timer/Counters with separate prescaler and compare mode
 - One 16-bit Timer/Counter with separate prescaler, compare mode, and capture mode
 - Real time counter with separate oscillator
 - Six PWM channels
 - 8-channel 10-bit ADC in TQFP and QFN/MLF package
 - Temperature measurement
 - Programmable serial USART
 - Master/slave SPI serial interface
 - Byte-oriented 2-wire serial interface (Phillips I²C compatible)
 - Programmable watchdog timer with separate on-chip oscillator
 - On-chip analog comparator
 - Interrupt and wake-up on pin change
- Special microcontroller features
 - Power-on reset and programmable brown-out detection
 - Internal calibrated oscillator
 - External and internal interrupt sources
 - Six sleep modes: Idle, ADC noise reduction, power-save, power-down, standby, and extended standby

- I/O and packages
 - 23 programmable I/O lines
 - 32-lead TQFP, and 32-pad QFN/MLF
- Operating voltage:
 - 2.7V to 5.5V for ATmega328P
- Temperature range:
 - Automotive temperature range: -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$
- Speed grade:
 - 0 to 8MHz at 2.7 to 5.5V (automotive temperature range: -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$)
 - 0 to 16MHz at 4.5 to 5.5V (automotive temperature range: -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$)
- Low power consumption
 - Active mode: 1.5mA at 3V - 4MHz
 - Power-down mode: $1\mu\text{A}$ at 3V