

Diseño y fabricación de regulador MPPT de bajo costo

Hollman Eduardo Segura García

Rafael Valencia Pastrana

Asesor

Esp. Milena Ávila Orozco

Universidad Nacional Abierta y a Distancia UNAD

Escuela De Ciencias Básicas, Tecnologías e Ingenierías

Ingeniería Electrónica

2024

Resumen

La energía solar fotovoltaica es clasificada como una fuente de energía renovable, caracterizado por un mantenimiento muy reducido y en muchas ocasiones a bajo costo comparado con los procesos de generación convencionales. Por lo cual, cada vez es creciente el uso de este tipo de energía o tecnología en el mundo. Según Otáñez Luna (2016), MPPT (por sus siglas en inglés Maximum Power Point Tracking) es una técnica de control cuya función es la de buscar el punto de máxima potencia, optimizando la producción de energía eléctrica de módulos solares o turbinas eólicas. Esta técnica permite el uso de módulos solares de mayor tensión, reduciendo el calibre de los cables y pérdidas por caídas de tensión en los conductores. Sin embargo, en el mercado actual, esta tecnología es la más costosa para instalaciones solares de baja potencia. Debido al costo elevado de los reguladores MPPT comerciales, se hace poco rentable la utilización de estos en instalaciones solares de baja potencia, optando por alternativas de bajo costo como los reguladores PWM (modulación por ancho de pulsos), una tecnología de baja eficiencia que desaprovecha la potencia máxima de los módulos solares. Teniendo en cuenta lo anterior, se decide diseñar e implementar un regulador MPPT a partir de plataformas tecnológicas de bajo costo (Arduino, componentes comerciales), en búsqueda de mejorar la eficiencia de instalaciones con una potencia de 100W a 200W a menor costo, siendo de gran utilidad en circunstancias donde la autonomía energética es indispensable, permitiendo mayor eficiencia, accesibilidad y viabilidad de sistemas fotovoltaicos en lugares donde es casi imposible la transmisión de energía eléctrica a causa de la baja cobertura de redes eléctricas en el sistema de interconexión nacional del país.

Palabras clave: regulador, baterías, potencia, fotovoltaico

Abstract

Solar photovoltaic energy is classified as a renewable energy source, characterized by very low maintenance and often at low cost compared to conventional generation processes. Therefore, the use of this type of energy or technology in the world is growing. According to Otáñez Luna (2016), MPPT (Maximum Power Point Tracking) is a control technique whose function is to search for the maximum power point optimizing the production of electrical energy from solar modules or wind turbines. This technique allows the use of higher voltage solar modules, reducing the cable gauge and losses due to voltage drops in the conductors. However, this technology is currently the most expensive on the market for low-power solar installations. Due to the high cost of commercial MPPT regulators, it is not profitable to use them in low power solar installations, opting for low-cost alternatives such as PWM (pulse width modulation) regulators, a low efficiency technology that wastes the maximum power of the solar panels. Taking into account the above, it is decided to design and implement a MPPT regulator, from low-cost technology platforms (Arduino, commercial components), in search of improving the efficiency of installations with a power of 100W to 200W at lower cost, being of great utility in circumstances where energy autonomy is essential, allowing greater efficiency, accessibility and viability of photovoltaic systems in places where it is almost impossible the transmission of electrical energy because of the low coverage of electrical networks in the national interconnection system of the country.

Keywords: regulator, batteries, power, photovoltaic

Tabla de Contenido

Introducción	14
Descripción del Proyecto	16
Planteamiento del Problema	16
Árbol Causa y Efecto	19
Justificación	20
Objetivos	21
Objetivo General	21
Objetivos Específicos.....	21
Marco Teórico.....	22
Energía Solar Fotovoltaica.....	22
Regulador de Carga.....	22
MPPT	22
Batería.....	23
<i>Batería de Ácido Plomo</i>	23
<i>Batería Automotriz</i>	23
<i>Batería AGM</i>	24
<i>Batería de Gel</i>	24
Convertidor CC/CC	25
Trabajos Relacionados	26
Metodología	29
Solución Para el Desarrollo del Regulador MPPT de Bajo Costo.....	31

Cronograma de Actividades.....	32
Presupuesto	33
Especificaciones Técnicas	36
Análisis y Cálculo del Convertidor de Potencia	37
Sección de Potencia	37
Convertidor Buck.....	37
<i>Inductor</i>	39
<i>Capacitor</i>	40
<i>Diodo</i>	41
<i>Transistor de Conmutación</i>	45
Controlador o Driver de Transistor MOSFET	47
Fuente Conmutada Aislada	49
Inductor de Potencia	58
Diseño Electrónico.....	66
Sección de Potencia	66
Fuente DC/DC Aislada	68
Sensores	69
<i>Medición de Voltaje</i>	69
<i>Medición de Corriente</i>	70
<i>Sensor de Temperatura</i>	71
Microcontrolador y Visualización	72
Módulo de Telemetría.....	72

Algoritmos	74
Medición de Voltaje.....	74
Medición de Corriente	75
Filtrado de Señales	77
Algoritmo MPPT	78
<i>Voltaje Constante (CV)</i>	78
<i>Voltaje Fraccional a Circuito Abierto (FOCV)</i>	81
<i>Perturbar & Observar (P&O)</i>	85
Algoritmo de Carga de Baterías.....	89
Telemetría	92
Resultados	95
Diseño Electrónico.....	95
Montaje Eléctrico.....	99
Pruebas Algoritmos MPPT	101
<i>Algoritmo de Voltaje Constante (CV)</i>	102
Eficiencia.	102
Voltaje de Módulos Fotovoltaicos.....	103
Potencia.....	104
<i>Algoritmo Perturbar y Observar (P&O)</i>	105
Eficiencia.	105
Voltaje de Módulos Fotovoltaicos.....	106
Potencia.....	107

<i>Algoritmo Voltaje Fraccional a Circuito Abierto (FOCV)</i>	108
Eficiencia.	108
Voltaje de Módulos Fotovoltaicos.	109
Potencia.	110
Producción Fotovoltaica Durante 3 Días	113
Plan de Mejoras a Corto y Mediano Plazo.....	117
Plan De Mantenimiento	118
Conclusiones	119
Recomendaciones	122
Referencias Bibliograficas	124

Lista de Tablas

Tabla 1 <i>Cronograma de Actividades</i>	32
Tabla 2 <i>Presupuesto</i>	33
Tabla 3 <i>Características Eléctricas de los Transistores IRF3710 e IRFB4110</i>	45
Tabla 4 <i>Datos Promediados de los 3 Algoritmos MPPT Evaluados</i>	111
Tabla 5 <i>Plan de Mejoras a Corto y Mediano Plazo</i>	117
Tabla 6 <i>Plan de Mantenimiento</i>	118
Tabla 7 <i>Plan de Mantenimiento Batería de Instalación Fotovoltaica</i>	118

Lista de Figuras

Figura 1 <i>Árbol de Causa y Efecto</i>	19
Figura 2 <i>Diagrama Esquemático de Convertidor Buck</i>	38
Figura 3 <i>Características Físicas Diodo XS4202</i>	42
Figura 4 <i>Especificaciones del Diodo XS4202</i>	43
Figura 5 <i>Hoja de Datos del Controlador IR2110</i>	48
Figura 6 <i>Diagrama Esquemático del Controlador IR2110</i>	49
Figura 7 <i>Diagrama Esquemático de una Fuente Flyback</i>	50
Figura 8 <i>Hoja de Datos del Núcleo de Ferrita E25</i>	54
Figura 9 <i>Medida de Separación y Valor AL del Núcleo de Ferrita E25</i>	54
Figura 10 <i>Núcleo de Ferrita E25 con Devanado de 20 Vueltas</i>	56
Figura 11 <i>Medición de Inductancia de Núcleo de Ferrita E25 con Devanado de 20 Vueltas</i>	56
Figura 12 <i>Calibres de Alambre Esmaltado del Fabricante Centelsa</i>	59
Figura 13 <i>Características Generales del Núcleo de Ferrita ETD 49</i>	60
Figura 14 <i>Medidas de Separación de Entrehierro y Factor de Inductancia del Núcleo de Ferrita ETD 49</i>	61
Figura 15 <i>Medición de Inductancia del Inductor de Potencia</i>	62
Figura 16 <i>Bobina del Inductor de Potencia Hecha con Alambre Trenzado</i>	64
Figura 17 <i>Medición de Inductancia del Inductor de Potencia Recalculado</i>	65
Figura 18 <i>Diagrama Esquemático del Convertidor de Potencia</i>	66
Figura 19 <i>Sección de Protección de Corriente Inversa</i>	68
Figura 20 <i>Diagrama Esquemático de la Fuente Aislada</i>	69

Figura 21 <i>Divisores de Tensión para Medición de Tensión de Módulos Fotovoltaicos y Batería</i>	70
Figura 22 <i>Sensores de Corriente de Efecto Hall, para Medición de Corriente de Entrada Y Salida</i>	71
Figura 23 <i>Sensor de Temperatura y Salida de Potencia para Ventilador</i>	71
Figura 24 <i>Microcontrolador Arduino Nano y Pantalla LCD 16x2</i>	72
Figura 25 <i>Esquemático de Modulo Transceptor de Telemetría y su Fuente de Alimentación</i>	73
Figura 26 <i>Código de Medición de Tensión del Módulo Fotovoltaico y Batería</i>	75
Figura 27 <i>Hoja de Datos del Sensor ACS712-20A</i>	76
Figura 28 <i>Código Medición de Corriente</i>	76
Figura 29 <i>Código Filtros de Media Móvil Exponencial para Cada Variable</i>	77
Figura 30 <i>Algoritmo MPPT Voltaje Constante (CV)</i>	79
Figura 31 <i>Algoritmo MPPT Voltaje Constante (CV) Adaptado al Proyecto</i>	80
Figura 32 <i>Código en Arduino del Algoritmo MPPT Voltaje Constante (CV)</i>	81
Figura 33 <i>Algoritmo MPPT Voltaje Fraccional a Circuito Abierto (FOCV)</i>	82
Figura 34 <i>Algoritmo MPPT Voltaje Fraccional a Circuito Abierto (FOCV)</i>	83
Figura 35 <i>Algoritmo MPPT Voltaje Fraccional a Circuito Abierto (FOCV) Adaptado al Proyecto</i>	84
Figura 36 <i>Código En Arduino Del Algoritmo MPPT Voltaje Fraccional a Circuito Abierto (FOCV)</i>	85
Figura 37 <i>Algoritmo MPPT Perturbar & Observar (P&O)</i>	86
Figura 38 <i>Algoritmo MPPT Perturbar & Observar (P&O) Adaptado al Proyecto</i>	87

Figura 39 Código Algoritmo MPPT Perturbar & Observar (P&O) en Arduino	88
Figura 40 Grafica de Carga de una Batería de Ácido - Plomo	89
Figura 41 Algoritmo de Carga de Baterías de Ácido – Plomo	90
Figura 42 Algoritmo de Carga de Flotación para Baterías de Ácido – Plomo	91
Figura 43 Plataforma Blynk	92
Figura 44 Variables Declaradas en la Plataforma Blynk	93
Figura 45 Configuración de Widgets en Forma de Indicadores o Gauge desde el Celular	94
Figura 46 Diseño de Circuito Impreso	95
Figura 47 Ensamblaje del Circuito Impreso	96
Figura 48 Tarjeta Arduino y Módulo de Telemetría	97
Figura 49 Montaje del Equipo	98
Figura 50 Montaje Eléctrico	99
Figura 51 Batería 12V 170Ah	100
Figura 52 Módulos Solares Fotovoltaicos de 100W	101
Figura 53 Grafica Potencia vs Eficiencia Algoritmo Voltaje Constante (CV)	102
Figura 54 Grafica Voltaje vs Tiempo Algoritmo Voltaje Constante (CV)	103
Figura 55 Grafica Potencia vs Tiempo Algoritmo Voltaje Constante (CV)	104
Figura 56 Grafica Potencia vs Eficiencia Algoritmo Perturbar & Observar (P&O)	105
Figura 57 Grafica Voltaje vs Tiempo Algoritmo Perturbar & Observar (P&O)	106
Figura 58 Grafica Potencia vs Tiempo Algoritmo Perturbar & Observar (P&O)	107
Figura 59 Grafica Eficiencia vs Potencia Algoritmo Voltaje Fraccional a Circuito Abierto (FOCV)	108

Figura 60 <i>Grafica Voltaje vs Tiempo Algoritmo Voltaje Fraccional a Circuito Abierto (FOCV)</i>	109
Figura 61 <i>Grafica Potencia vs Tiempo Algoritmo Voltaje Fraccional a Circuito Abierto (FOCV)</i>	110
Figura 62 <i>Irradiación Solar en un Día</i>	113
Figura 63 <i>Grafica Producción Solar Fotovoltaica Día 1</i>	114
Figura 64 <i>Grafica Producción Solar Fotovoltaica Día 2</i>	114
Figura 65 <i>Grafica Producción Solar Fotovoltaica Día 3</i>	115
Figura 66 <i>Grafica Producción Solar Fotovoltaica Promedio de los 3 Días</i>	116

Lista de Apéndices

Apéndice A <i>Hoja de Datos Controlador UC3843</i>	130
Apéndice B <i>Hoja de Datos MOSFET IRF3710</i>	131
Apéndice C <i>Hoja de Datos MOSFET IRFB4110</i>	132
Apéndice D <i>Hoja de Datos Paneles Fotovoltaicos Utilizados</i>	133
Apéndice E <i>Módulo de Telemetría con ESP32</i>	134
Apéndice F <i>Esquema Electrónico Módulo de Telemetría</i>	135
Apéndice G <i>Registrador de Datos o Datalogger</i>	136
Apéndice H <i>Esquema Electrónico Registrador de Datos o Datalogger</i>	137

Introducción

Teniendo en cuenta el reciente incremento del uso de energías renovables, en especial los sistemas fotovoltaicos y la importancia que estos tienen en lugares de difícil acceso y donde el operador de red no tiene cobertura, se propuso el diseño y fabricación de un regulador MPPT de bajo costo para instalaciones de baja potencia, con el fin de aportar una solución eficiente, practica y económica que permita el aprovechamiento de los sistemas fotovoltaicos a la mitad del costo de alternativas comerciales con características similares al presentado en este documento.

En la actualidad los reguladores que se encuentran en el mercado tienen un costo elevado por lo cual, para instalaciones de baja potencia no es rentable su uso. Debido a los altos costos de estos reguladores MPPT, se buscan alternativas de menor costo como los reguladores PWM, los cuales no tienen la misma eficiencia debido a que se desaprovecha al máximo la energía producida por los arreglos fotovoltaicos que según Laguado *et al.* (2019) en su trabajo *Performance comparison between PWM and MPPT charge controllers*, menciona en su investigación, que la eficiencia de un regulador PWM es del 71.42%, mientras que un regulador MPPT posee una eficiencia del 86.82%.

Al identificar la posibilidad de dar solución a la problemática descrita, se elaboró, diseño e implemento un regulador MPPT de bajo costo que cumpliera con los estándares técnicos de diseño electrónico, estándares de eficiencia en funcionamiento y aprovechamiento de la energía solar fotovoltaica generada por el arreglo solar seleccionado con el fin de llegar finalmente a un registro de hardware del diseño desarrollado y probado. En este documento, se investiga y desarrolla un marco teórico asociado a los conceptos técnicos aquí trabajados, así como un estado del arte que contiene las referencias bibliográficas de los artículos de investigación relacionados con los convertidores de potencia y métodos MPPT dirigidos a sistemas

fotovoltaicos. Adicionalmente se describen los objetivos, el cronograma y los recursos implementados para la construcción y elaboración del regulador MPPT de bajo costo a fin de dar solución al problema.

Descripción del Proyecto

Planteamiento del Problema

Cada vez es creciente el uso de la energía solar fotovoltaica en el mundo. Es de gran importancia que las instalaciones solares fotovoltaicas sean eficientes para aprovechar la mayor cantidad de energía que se pueda producir. En instalaciones solares aisladas, Espejo Marín (2004) afirma que la energía eléctrica producida en los módulos solares fotovoltaicos se almacena en baterías para ser usada cuando sea necesario. La energía producida pasa por un regulador de carga con el que se carga una o más baterías.

La problemática está en que dichas instalaciones deben disponer un regulador de carga eficiente para la carga de baterías, asegurando que estas se carguen correctamente alargando su vida útil. En el mercado existen alternativas económicas en forma de reguladores de carga solares cuyas tecnologías no son eficientes a la hora de cargar las baterías en condiciones desfavorables de radiación solar. En el peor de los escenarios, el proceso de carga de las baterías no es completo acortando su vida útil. Las baterías tienen una determinada cantidad de ciclos de carga - descarga en función de la profundidad de descarga. A medida que las baterías se someten a profundidades de descarga mayores al 50%, la cantidad de ciclos que puede ofrecer puede reducirse considerablemente, lo que significa menos tiempo de vida útil. Las descargas profundas de forma repetida y los procesos de carga incompletas, aumentan la sulfatación de las baterías. Dichas profundidades de descarga y número de ciclos, vienen a ser dados por los fabricantes de baterías.

Los reguladores PWM operan mediante la técnica de modulación por ancho de pulsos. Una técnica en la cual se regula la carga de la batería mediante pulsos de duración variable aplicados por medio de un interruptor de estado sólido (transistor de potencia). La duración de

los pulsos depende del voltaje de carga de la batería y su estado de carga. Otáñez Luna (2016), menciona que MPPT (por sus siglas en inglés Maximum Power Point Tracking), es una técnica de control cuya función es la de buscar el punto de máxima potencia optimizando la producción de energía eléctrica de módulos solares o turbinas eólicas. Según Bordón (2010) esta tecnología siendo aplicada a la energía solar fotovoltaica permite el uso de módulos solares de mayor tensión que el de la(s) batería(s) reduciendo el tamaño de los cables y pérdidas por caídas de tensión en los conductores. Actualmente esta tecnología es la más costosa para instalaciones solares de baja potencia siendo más rentable en aplicaciones de mayor potencia.

Con el costo elevado de los reguladores MPPT comerciales, no es rentable usarlos en instalaciones solares de baja potencia por lo tanto se optan por alternativas de bajo costo como los reguladores PWM (modulación por ancho de pulsos), una tecnología que no ofrece una eficiencia alta pues no aprovecha al máximo la potencia de los módulos solares debido a que su funcionamiento se basa en un interruptor que conecta y desconecta la batería, por lo cual solo puede usarse con módulos fotovoltaicos de la misma tensión que de batería. Provocando que no se opere en el punto de máxima potencia del módulo fotovoltaico, siendo necesario sobredimensionar la cantidad de los módulos solares y el cableado necesario para el almacenamiento y uso de la electricidad producida. En condiciones de baja radiación solar estas alternativas no son eficientes, a diferencia de la tecnología MPPT cuya eficiencia es mayor como lo afirma Gómez *et al.* (2018) que es entre 10% y 30% más eficiente en comparación a los reguladores PWM dependiendo de la temperatura y la radiación que incide sobre los módulos fotovoltaicos. Actualmente los reguladores MPPT cuestan entre 2 y 3 veces más que los reguladores PWM.

Por tanto, se pretende resolver la siguiente pregunta de investigación: ¿es posible implementar un regulador MPPT de bajo costo para aplicaciones de baja potencia?

Cada día son más los escenarios en el que la energía solar fotovoltaica ofrece autonomía, e independencia energética que deriva en la reducción de contaminación y en la dependencia de la red eléctrica que a excepción de algunas ocasiones por diversos motivos (geográficos, económicos, etc.) se dificulta su instalación.

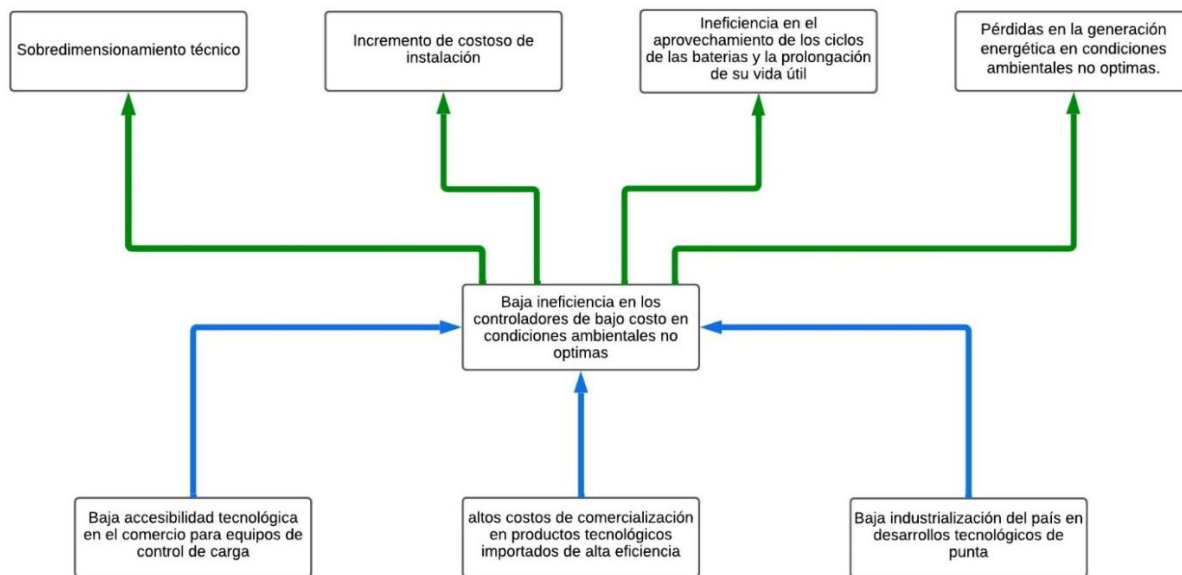
Esta fuente de energía renovable tiene una ventaja con respecto a otras fuentes de energía alternativas y es la de su reducido mantenimiento que se resume en la limpieza de los módulos solares que pueden ser realizados por el personal del lugar y en la revisión periódica del nivel de líquido en la batería o banco de baterías, si estas son de tecnología acido-plomo líquidas para sistemas de baja potencia a 12V y 24V en este caso.

Con la tecnología MPPT implementada en reguladores solares usando plataformas tecnológicas de bajo costo, es más accesible y se maximiza la extracción de energía solar fotovoltaica ofreciendo mayor autonomía a instalaciones de baja potencia (del orden de 100W a 200W) en diversas condiciones de radiación solar tanto favorables como adversas. Según Bordón (2010) la tecnología MPPT es compatible con módulos solares de mayor tensión en comparación con otras tecnologías de reguladores solares de bajo costo (comúnmente de tecnología PWM), dotando de flexibilidad en cuanto a potencia, cantidad de módulos fotovoltaicos a instalar y niveles de tensión. Por tanto, a mayor nivel de tensión mayor es la eficiencia al usar menos corriente y por lo tanto menor sección de cable a distancias considerables. La tecnología MPPT según el diseño del regulador, puede adaptar la tensión y corriente para cargar la(s) batería(s) incorporando algoritmos de carga, siendo el algoritmo de 3 etapas el más utilizado en baterías de tecnología acido-plomo.

Árbol Causa y Efecto

Figura 1

Árbol de Causa y Efecto



Fuente. Elaboración propia

Justificación

La energía solar fotovoltaica es una fuente de energía renovable cuyo mantenimiento es muy reducido y cómodo para las personas, especialmente los habitantes de casas, fincas, granjas, entre otros lugares que dispongan del espacio geográfico y demás requisitos para su implementación. Hoy en día con el cambio climático y con mayores avances en tecnología de módulos solares y baterías, esta fuente de energía se hace más evidente su versatilidad por lo que se debe aprovechar al máximo las prestaciones que estos elementos puedan disponer.

El uso de estas tecnologías permite que la energía solar fotovoltaica sea cada vez más eficiente, accesible y viable en lugares donde es casi imposible la transmisión de energía eléctrica de la red, permitiendo que cada vez más personas puedan beneficiarse del proyecto, puedan acceder a internet y suplir las necesidades donde no hay cobertura de servicio de energía tales como: maquinaria, iluminación, telecomunicaciones, agua potable, educación, electrificación rural etc.

Por lo tanto, como estudiantes de la UNAD y futuros ingenieros, hemos puesto a prueba nuestras capacidades y a partir del conocimiento adquirido en el proceso de formación y mediante las respectivas investigaciones, lograr la implementación de un diseño propio con el fin de abordar la problemática y obtener resultados óptimos, que sean eficientes en el aprovechamiento de la energía solar fotovoltaica y que al final nos permita optar por un registro de registro de hardware, para brindar soluciones tecnológicas eficientes a la comunidades que requieran sistemas solares fotovoltaicos de alta eficiencia a costos asequibles.

Objetivos

Objetivo General

Construir un regulador de carga de baterías con algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) de alta eficiencia y bajo costo para instalaciones de baja potencia (100W – 200W).

Objetivos Específicos

Diseñar el convertidor de potencia.

Evaluar 3 algoritmos de seguimiento de máxima potencia.

Implementar el regulador con plataformas de desarrollo de bajo costo.

Validar el funcionamiento del regulador.

Marco Teórico

A continuación, se presentan los conceptos relacionados al proyecto que se consideran relevantes para la comprensión de este. Para el desarrollo del marco teórico se realizó la investigación correspondiente, tomando como base diversos autores de proyectos y artículos de investigación, de los cuales se han tomado los conceptos relacionados al proyecto que se realizó.

Energía Solar Fotovoltaica

Una de las formas de aprovechamiento de la energía solar es mediante la energía solar fotovoltaica. Para Salazar *et al* (2016), en la energía solar fotovoltaica la radiación solar se convierte directamente en energía eléctrica mediante un dispositivo llamado celda fotovoltaica, la cual está compuesta normalmente de silicio. Rosales, Pérez (2019) afirma que una celda fotovoltaica entrega una tensión entre 0,46V y 0,48V, siendo esta una tensión muy pequeña para ser aprovechada, se conectan varias de estas celdas formando un módulo fotovoltaico o panel solar cuya tensión sería la suma de las tensiones de cada celda que la conforma.

Regulador de Carga

Es un dispositivo electrónico que, según Rosales (2019) Este dispositivo es de suma importancia ya que es el encargado de administrar la energía que entra a las baterías, asegurando que no se sobrecarguen en el día y evitando que la energía retorne hacia los módulos fotovoltaicos en las noches.

MPPT

Según Otáñez Luna (2016), MPPT (por sus siglas en inglés Maximum Power Point Tracking) es una técnica de control cuya función es la de buscar el punto de máxima potencia optimizando la producción de energía eléctrica de módulos solares o turbinas eólicas; aplicada a la energía solar fotovoltaica permite el uso de módulos solares fotovoltaicos de mayor tensión

que el de la(s) batería(s) reduciendo el tamaño de los cables y pérdidas por caídas de tensión en los conductores. según Ali *et al* (2020) existen diversos algoritmos para realizar un seguimiento de máxima potencia (MPPT). Algunos de ellos tienen en cuenta la radiación solar uniforme y otros que son combinaciones de distintos algoritmos, no tienen en cuenta la radiación solar uniforme. Uno de los algoritmos MPPT más usados según Ali *et al* (2020) es el de perturbar y observar (P&O).

Batería

Para Alarcón, W. & Sánchez, S. (2021) las baterías son dispositivos diseñados para acumular energía eléctrica mediante reacciones químicas; cuentan con determinadas características que las hacen útiles en instalaciones solares fotovoltaicas aisladas tales como mayores ciclos de carga-descarga, mayor profundidad de descarga, etc.

Batería de Ácido Plomo

Según Alarcón, W. & Sánchez, S. (2021), El ánodo (polo positivo) y el cátodo (polo negativo) están compuestos de plomo sumergidos en un electrolito de ácido sulfúrico. existen varios tipos de baterías de ácido plomo según su aplicación.

Batería Automotriz

Para Alarcón, W. & Sánchez, S. (2021), son baterías de plomo ácido capaces de entregar altas corrientes de descarga por un corto tiempo, como lo es el encendido de un motor de combustión interna. Alarcón, W. & Sánchez, S. (2021) afirma que su uso es limitado en aplicaciones solares debido al mantenimiento que requieren y su profundidad de descarga no debe superar el 90%.

Batería AGM

Alarcón, W. & Sánchez, S. (2021), afirma que este tipo de baterías contienen en su interior unos separadores de fibra de vidrio donde el electrolito se encuentra absorbido. son de libre mantenimiento, pueden funcionar en sitios no ventilados y proveen altas intensidades de corriente de descarga. Alarcón, W. & Sánchez, S. (2021), menciona que son aptas para aplicaciones de energía solar por su libre mantenimiento y una vida útil de 500 ciclos.

Batería de Gel

Alarcón, W. & Sánchez, S. (2021), menciona que son baterías de plomo ácido cuyo interior el electrolito está gelificado, son de mantenimiento y al igual que las baterías AGM pueden funcionar en diferentes posiciones sin ningún riesgo de derrame. Alarcón, W. & Sánchez, S. (2021), afirma que esta batería es más costosa, pero ello se compensa con una larga vida útil de 1200 ciclos. Este tipo de batería es de las más recomendadas para sistemas fotovoltaicos debido a sus características, entre las cuales se encuentra la versatilidad de instalación ya que al ser de gel y selladas no importa la posición de instalación que se utilice ya que no se producirán derramamientos. Algunas de sus características más importantes son:

- No requiere mantenimiento ya que está diseñada para eliminar la emisión de gases y tiene una mínima pérdida de electrolito.
- Son herméticas.
- Rendimiento óptimo en diferentes temperaturas incluyendo extremas de -40 hasta 60°C.
- Vida útil más larga, comparada a las de plomo-ácido que tienen una vida útil de 3 a 7 años, las baterías en gel tienen una durabilidad hasta de 12 años.
- Son resistentes a la corrosión, vibraciones, calor y golpes.

En conclusión, la batería solar de gel es la más recomendada y usada en los sistemas fotovoltaicos debido a características como: mayor vida útil, garantía, resistencia, no requiere mantenimiento y es a prueba de fugas.

Convertidor CC/CC

Según Escario (2019) afirma que “Los convertidores CC/CC son etapas de electrónica de potencia capaces de transformar una tensión continua a la entrada en otra distinta a la salida con alta eficiencia. La tensión de salida de forma habitual será regulada para independizarla de posibles variaciones de la carga o de la tensión de entrada. Estas etapas, basadas en la conmutación de transistores y diodos, pueden conformar diferentes topologías: reductoras (tipo Buck), elevadoras (tipo Boost) o reductoras-elevadoras (tipo Buck-Boost, flyback, Cuk...)” (Escario, 2019, p. 1). Las topologías mencionadas por el autor no son aisladas ya que la entrada y la salida están referenciadas a la misma conexión a tierra.

Trabajos Relacionados

Durante 68 años la energía solar fotovoltaica ha sido un tema de gran interés entre ingenieros y científicos. Desde la creación de la primera celda fotovoltaica funcional en el año de 1954 cuya eficiencia era del 6%, se han realizado investigaciones con el propósito de aumentar la eficiencia de estas celdas fotovoltaicas. La crisis del petróleo en 1973 tras el embargo petrolífero impuesto por los países árabes incentivó a muchos países del mundo al desarrollo e implementación de energías renovables entre ellas la energía solar fotovoltaica.

El aumento en el uso de energías renovables como la solar ha motivado a la investigación en el aumento de la eficiencia en los sistemas o en los métodos con que se extrae la mayor cantidad de energía de los módulos solares fotovoltaicos. Se formularon múltiples formas para la optimización de convertidores de potencia y métodos de seguimiento MPPT que garanticen bajas pérdidas de energía.

Una de las investigaciones relacionadas a convertidores de potencia es *Dinámica de un convertidor Boost con inclusión de resistencias parásitas controlado con ZAD* de Hoyos et al (2016) donde se busca mejorar el control de convertidores Boost (elevador) ya que estos presentan comportamiento caótico durante su funcionamiento. Los autores proponen un nuevo modelo de convertidor Boost en el que se incluyan resistencias parasitas. Durante su investigación realizó simulaciones en las que evidenció bifurcaciones y comportamientos caóticos, por lo que usando los exponentes de Lyapunov se puede calcular los intervalos en los que se registre dichos comportamientos. Se concluye que se ha creado un nuevo modelo matemático para el análisis de convertidores Boost y que con el uso de los exponentes de Lyapunov se logró determinar el intervalo de mayor inestabilidad y con la técnica FPIC se pudo reducir dicha inestabilidad.

Una de las investigaciones relacionadas con los métodos MPPT es *Modelo Matemático De Sistemas Fotovoltaicos Para Búsqueda Distribuida Del Punto De Máxima Potencia* De Henao *et al* (2016) donde se evalúa diferentes métodos de seguimiento de máxima potencia MPPT. Los autores realizan las pruebas de dichos métodos mediante un modelo matemático y de simulaciones con el propósito analizar su comportamiento estático. Se concluye que este modelo ayuda a mitigar los efectos negativos ocasionados por el sombreado parcial de módulos solares fotovoltaicos.

En el trabajo *Controlador robusto basado en la técnica QFT para convertidores DC-DC Buck - Boost como regulador de voltaje en generadores fotovoltaicos* de Núñez, R & Pinzón, A. (2017) se mejora la robustez con relación al voltaje de salida frente variaciones de impedancia de salida en un convertidor Buck-Boost (reductor-elevador) mediante la teoría de realimentación cuantitativa o QFT estando en modo de conducción continuo. Los autores proponen implementar un esquema QFT en un convertidor Buck-Boost para una placa fotovoltaica de 190W. Se determinó que el esquema QFT mejora el desempeño del convertidor frente a cambios de radiación solar y cambios en la impedancia de salida. Para ello se implementó un esquema QFT modificado a partir de una estructura tipo predictor Smith. Se concluye que se pueden crear controladores muy robustos frente a cambios de impedancia en la salida del convertidor, ya que el modelo linealizado del convertidor es válido para controladores basados en QFT.

Performance comparison between PWM and MPPT charge controllers de Serrano *et al.* (2019) compara dos tipos de controladores solares; en este caso un controlador PWM y un controlador MPPT. Los autores realizaron el montaje de una instalación Solar Fotovoltaica usando una batería de 12V 18Ah y un módulo solar fotovoltaico de 30W de potencia. Durante las pruebas se demostró que el controlador MPPT tiene una eficiencia superior en comparación

al regulador PWM. Se concluyó que el controlador MPPT bajo las condiciones de operación mencionadas anteriormente es 14.9% más eficiente que un regulador PWM.

Metodología

Uno de los puntos cruciales para el desarrollo del proyecto, es el diseño del convertidor de potencia, de modo que este sea eficiente; para ello fue necesario indagar y conocer la topología, evaluar las características y calcular los componentes necesarios para el óptimo funcionamiento. Es por ello que la metodología corresponde al enfoque cuantitativo, en el cual se deben garantizar los valores de los componentes del convertidor, se realizan pruebas de eficiencia, y todo está basado en ecuaciones y procedimientos matemáticos necesarios para el diseño de fuentes conmutadas; esta metodología se basó en el método ADDIE (Analizar, diseñar, desarrollar, implementar y evaluar).

Los elementos inductivos del convertidor (transformadores, inductores) se diseñaron usando núcleos de ferrita que se eligieron según las características dadas por los fabricantes, su geometría, la disponibilidad de dicho material en el mercado local y las dimensiones del alambre conductor que se calculó previamente. Se usaron medidores LCR (inductancias, capacitancias, resistencias) con el propósito de verificar que los valores sean los más cercanos a los calculados. Los semiconductores de potencia, así como otros componentes calculados, fueron seleccionados teniendo en cuenta requisitos como:

- Bajo costo.
- Disponibilidad en el mercado local.
- Baja disipación de potencia.
- Altas velocidades de conmutación.

Para la prueba del convertidor se utilizaron fuentes de laboratorio ya que estas disponen de elementos de protección en caso de accidente. Una vez el convertidor fue evaluado en el

laboratorio, se puso a prueba su eficiencia usando módulos solares fotovoltaicos de 100W. Se utilizaron lámparas halógenas de 12V y una potencia de 50W.

Solución Para el Desarrollo del Regulador MPPT de Bajo Costo

Teniendo en cuenta que en el mercado se hallan diferentes tipos de reguladores, se optó por elegir el diseño e implementación de un regulador MPPT, a partir de plataformas tecnológicas de bajo costo. Puesto que se utiliza plataformas tecnológicas como Arduino que son económicas y al igual que sus componentes que son fáciles de conseguir ya que son de tipo comercial. El uso de la energía solar fotovoltaica supone un aumento de la eficiencia de las instalaciones aisladas puesto a que su cometido es almacenar la mayor cantidad de energía generada en el día para luego ser usada en la noche o en situaciones de baja radiación solar. Los reguladores solares MPPT son de gran utilidad por su alta eficiencia de conversión y por el cuidado que les da a las baterías durante su carga, sin embargo, son equipos con un costo económico superior a otras tecnologías de reguladores como la PWM, por lo que los hace inviables en el uso de sistemas de baja potencia. Mediante el diseño implementado se busca mejorar la eficiencia de instalaciones con una potencia de 100W a 200W a un costo menor siendo de gran utilidad en circunstancias donde la autonomía energética es indispensable.

Cronograma de Actividades

Tabla 1

Cronograma de Actividades

Objetivos Específicos	Semanas							
	1	2	3	4	5	6	7	8
Calcular y analizar el convertidor de potencia.	X							
Identificar y evaluar 3 algoritmos de seguimiento de máxima potencia MPPT en el convertidor.		X						
Recolectar y analizar los datos para luego ser analizados.				X	X			
Comparar los datos obtenidos y elegir un algoritmo MPPT para ser implementado.							X	
Demostrar el funcionamiento del regulador cargando una batería de 12V mediante 2 módulos solares de 100W.								X

Nota. Esta tabla muestra la distribución de las actividades para el desarrollo del proyecto durante

8 semanas. *Fuente.* Elaboración propia

Presupuesto

Tabla 2

Presupuesto

Materiales	Cantidad	Valor Unitario	Valor Total
Núcleos de Ferrita tipo ETD 49 Gapped	2	\$1000	\$2000
Transformadores de ferrita E25	1	\$2500	\$2500
Driver mosfet IR2110	1	\$9900	\$9900
Mosfet de potencia IRF4110	2	\$5700	\$11400
Mosfet de potencia IRF3710	1	\$4700	\$4700
resistencia de 1K	4	\$100	\$400
resistencia de 10K	6	\$100	\$600
resistencia de 3.3K	1	\$100	\$100
resistencia de 18K	5	\$100	\$500
resistencia de 4.7K	1	\$100	\$100
resistencia de 100k	1	\$100	\$100
resistencia de 10R	2	\$100	\$200
Modulo NRF24101 mini	1	\$6800	\$6800
Regulador 3.3V	1	\$2000	\$2000
resistencia de 0.1R	1	\$200	\$200
Diodo Zener 12V	1	\$300	\$300
Diodo Zener 24V	1	\$300	\$300
Capacitor 100nF	4	\$100	\$400
Capacitor 820uF 25V	3	\$600	\$1800
Diodo 1n4148	1	\$100	\$100
Diodo 1n5822	1	\$500	\$500

Materiales	Cantidad	Valor Unitario	Valor Total
Diodo FR107	4	\$200	\$800
Capacitor 10nF	1	\$150	\$150
Arduino nano	1	\$26000	\$26000
Diodo rápido XS4202	1	\$22000	\$22000
Capacitor 50V 10uF	5	\$150	\$750
Capacitor 1000uF 63V	3	\$1500	\$4500
Chip UC3843	1	\$2500	\$2500
Modulo DC/DC reductor	1	\$7400	\$7400
Sensor ACS712-20 ^a	2	\$5000	\$10000
Optoacoplador PC817	1	\$1000	\$1000
Pantalla LCD 16x2 + modulo I2C	1	\$30000	\$30000
Capacitores 100nF 50V	6	\$100	\$600
Capacitores 10nF 50V	1	\$150	\$150
Pulsadores	2	\$300	\$600
Placa fenólica 20 x20cm	1	\$7000	\$7000
Total:			\$158520

Nota. Esta tabla muestra los materiales usados en el proyecto y su costo en el mercado local.

Fuente. Elaboración propia.

El costo del prototipo para el proyecto es la mitad (ver tabla 2), en comparación a un equipo comercial de características similares al propuesto. El prototipo posee un sistema de telemetría open source (código abierto), para la transmisión y recepción de datos necesarios para

el monitoreo del equipo. También son útiles para la gestión energética de la instalación solar, donde se pretenda usar este prototipo.

Especificaciones Técnicas

El regulador MPPT se diseña para una instalación de dos módulos solares de 100W en conexión serie, para una potencia de arreglo fotovoltaico de 200W. Sin embargo, el regulador se ha dimensionado con un margen de 20%, con el propósito de no llevar al límite los componentes electrónicos del dispositivo. El dimensionamiento es dado por la ecuación 1.

$$P_{Dim} = P_{Max} \cdot Fd \quad (1)$$

Donde: P_{Dim} es la potencia dimensionada, P_{Max} es la potencia máxima de operación y Fd es el factor de dimensionamiento.

$$P_{Dim} = 200W \cdot 1.2 \quad P_{Dim} = 240W$$

La tensión de entrada del regulador se fijó teniendo en cuenta la tensión a circuito abierto (VOC) de los módulos solares fotovoltaicos que se utilizaron en el proyecto. Aquellos módulos fotovoltaicos tienen una tensión de circuito abierto de 22.1V. Al usar dos de estos módulos en conexión serie, la tensión será de 44.2V. Hay que tener en cuenta que la tensión a circuito abierto es aquel valor de tensión que genera los módulos solares fotovoltaicos al ser expuestos a la radiación solar, sin que estos estén conectados a un consumo o carga.

- Voltaje de entrada: 30V– 50V.
- Voltaje de salida: 13.7V – 14.5V.
- Intensidad de corriente de entrada máxima: 8A.
- Intensidad de corriente de salida máxima: 16.55A.
- Potencia máxima: 240W.

Análisis y Cálculo del Convertidor de Potencia

Sección de Potencia

El convertidor DC/DC que se implementa es de topología Buck (reductora), ya que este se encarga de regular la corriente DC cuyo voltaje es la suma de las tensiones de los módulos fotovoltaicos conectados en serie, a una tensión menor adecuada para la carga de las baterías.

Para el cálculo del convertidor de potencia se toma una tensión de entrada de 30V DC ya que no todos los módulos solares de 100W que existen en el mercado poseen la misma tensión de máxima potencia que los módulos fotovoltaicos utilizados en la prueba. Otra razón por la cual se tomó este valor de tensión es debido a que los valores de tensión de máxima potencia en un módulo fotovoltaico varían con la temperatura.

Convertidor Buck

El convertidor Buck o reductor es un tipo de convertidor de potencia en el que la tensión de salida del convertidor es menor a la tensión de entrada. No posee aislamiento galvánico, tal como se observa en la figura 2.

Este tipo de convertidores poseen un interruptor (comúnmente un transistor) que trabaja en saturación y corte (encendido y apagado). Como consecuencia el transistor no disipa mucha potencia en forma de calor, aumentando su eficiencia.

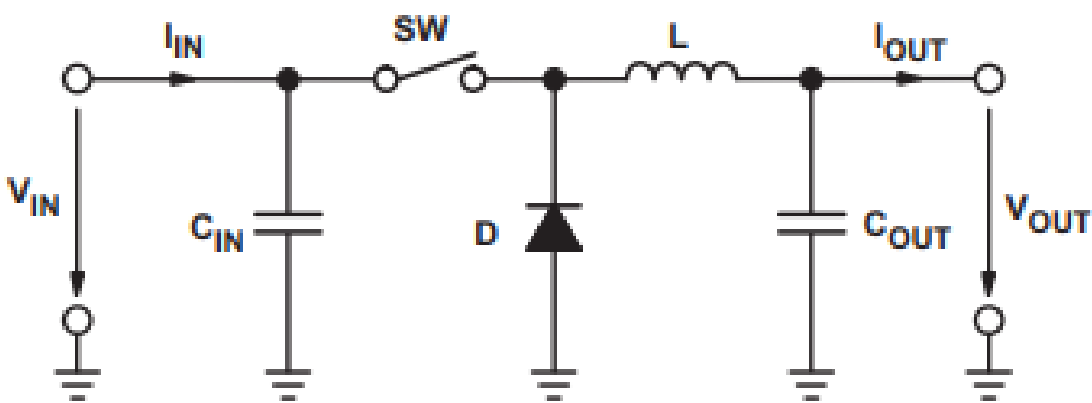
El inductor o bobina tiene la función de almacenar energía en forma de campo magnético cuando el interruptor (SW) este encendido, y de liberar energía cuando el interruptor (SW) este apagado ya que el campo magnético almacenado en el inductor anteriormente colapsa cuando SW se apaga, induciendo una corriente inversa en el mismo inductor. El condensador de salida (Cout) se carga cuando el interruptor (SW) este encendido permitiendo el paso de corriente de entrada, y cuando el interruptor (SW) este apagado cargándose con la energía que cede la bobina

en ese instante por el proceso descrito anteriormente. El diodo (D) conduce cuando el interruptor SW se apaga al haber una corriente inversa procedente de la energía almacenada en el inductor cargando el condensador de salida (C_{out}).

El interruptor debe ser capaz de encenderse y apagarse miles de veces por segundo para que el convertidor opere adecuadamente. Las frecuencias con que conmutan estos transistores en algunos diseños comerciales pueden incluso llegar a 1 MHz. Para regular la tensión en la salida se usa la modulación por anchos de pulso (PWM).

Figura 2

Diagrama Esquemático de Convertidor Buck



Fuente. (Hauke, 2015).

Los componentes más críticos para calcular son:

- Inductor (L).
- Capacitor de salida (C_{out}).
- Diodo (D).
- Transistor de conmutación (SW).

Estos componentes se calcularon teniendo en cuenta diversas variables tales como el voltaje y corriente de entrada y salida, frecuencia de conmutación, ciclo de trabajo del PWM aplicado al transistor, etc.

para el cálculo del convertidor se toma los siguientes datos, para el cálculo de la intensidad de entrada y salida, mediante la ecuacion 2 y la ecuacion 3 respectivamente.

$$V_{in} = 30V \quad P = 240W \quad V_{out} = 14.5V$$

$$I_{in} = \frac{P}{V_{in}} \quad (2)$$

$$I_{out} = \frac{P}{V_{out}} \quad (3)$$

$$I_{in} = \frac{240W}{30V} \quad I_{in} = 8A$$

$$I_{out} = \frac{240W}{14.5V} \quad I_{out} = 16.55A$$

Inductor

Según Hauke (2015) el valor del inductor para el convertidor BUCK se calcula con la ecuacion 4.

$$L = \frac{V_{out} \cdot (V_{in} - V_{out})}{\Delta I_l \cdot f_s \cdot V_{in}} \quad (4)$$

Donde: ΔI_l es la corriente de ripple del inductor, V_{in} es la tensión de entrada, V_{out} es la tensión de salida, I_{out} es la intensidad de salida y f_s es la frecuencia de conmutación.

Para el cálculo se toma una frecuencia de conmutación del convertidor de 31 KHz:

$$f_s = 31000 \text{ Hz}$$

Hauke (2015) afirma que la corriente de ripple es entre el 20% y el 40% de la corriente de salida del convertidor y mediante la ecuacion 5, se calcula dicho parámetro.

$$\Delta I_l = (0.2 \text{ to } 0.4) \cdot I_{out} \quad (5)$$

En este caso tomamos el 30% del valor de corriente de salida con el propósito de que el ripple no sea muy alto con el riesgo de saturar el inductor.

$$\Delta I_l = (0.3) \cdot 16.55A \quad \Delta I_l = 4.965A$$

Por lo tanto:

$$L = \frac{14.5V \cdot (30V - 14.5V)}{4.965A \cdot 31000 \text{ Hz} \cdot 30V}$$

$$L = 4.86740 \cdot 10^{-5} \text{ H}$$

Convertimos el valor de Henrios a Micro Henrios:

$$4.86740 \cdot 10^{-5} \text{ H} \cdot 1000000 \frac{\mu\text{H}}{1\text{H}} = 48.67\mu\text{H}$$

Este valor de inductor no es comercial, sin embargo, se puede usar valores cercanos a este número. En este caso se utilizó 47uH.

Capacitor

Según Hauke (2015) la capacidad del condensador de salida del convertidor de potencia es dada por la ecuacion 6.

$$C_{out \text{ min}} = \frac{\Delta I_l}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_{out}} \quad (6)$$

Donde: f_s es la frecuencia de conmutación, ΔI_l es la intensidad de ripple del inductor y ΔV_{out} es el voltaje o tensión de rizado.

Para el voltaje de ripple o rizado de salida se toma un valor de 1% con el propósito de que no haya variaciones considerables de voltaje en la salida que puedan causar interferencias con el resto de los circuitos electrónicos.

$$C_{out\ min} = \frac{4.965A}{8 \cdot 31000\ Hz \cdot (0.01 \cdot 14.5V)}$$

$$C_{out\ min} = \frac{4.965A}{8 \cdot 31000\ Hz \cdot (0.145V)}$$

$$C_{out\ min} = 1.38070 \cdot 10^{-4}\ F$$

Convirtiendo Faradios a microfaradios:

$$1.38070 \cdot 10^{-4}\ F \cdot 1000000 \frac{\mu F}{1F} = 138.070\ \mu F$$

Este valor de capacitor no es comercial, sin embargo, se puede usar un valor cercano o mayor, en este caso 220uF.

Diodo

Para este tipo de circuitos que manejan altas frecuencias, es necesario el uso de diodos de alta velocidad. Esto con el fin de que sea lo suficientemente rápidos para pasar del estado de conducción en polarización directa al estado de bloqueo en polarización inversa sin que se caliente o se destruya.


Una de las alternativas es el uso de diodos *schottky*. Este tipo de diodos son de alta velocidad y poseen caídas de tensión de entre 0.2V y 0.4V disipando menos calor. Sin embargo, este tipo de diodos son costosos y difíciles de conseguir en el mercado local con tensiones de bloqueo mayores a 100V y corrientes mayores a 10A.

Para el diseño del convertidor BUCK se utiliza el diodo de referencia XS4202 como el que se observa en las figuras 3 y 4, cuya tensión de bloqueo es de 200V y una corriente en conducción de 20A.

Figura 3

Características Físicas Diodo XS4202


XS4202

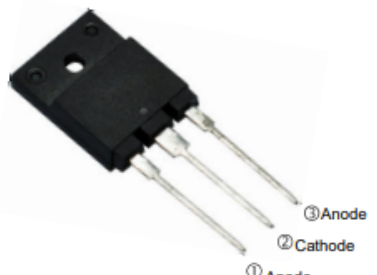
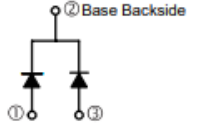


Pb Free Plating Product

XS4202

20Ampere,200Volt Insulated Fast Recovery Diode for Welding Machine



<p>APPLICATION</p> <ul style="list-style-type: none"> Freewheeling, Snubber, Clamp Inversion Welder PFC Plating Power Supply Ultrasonic Cleaner and Welder Converter & Chopper UPS 	<p>TO-3PF/TO-3PML</p>  <p>Internal Configuration</p> 
<p>PRODUCT FEATURE</p> <ul style="list-style-type: none"> Ultrafast Recovery Time Soft Recovery Characteristics Low Recovery Loss Low Forward Voltage High Surge Current Capability Low Leakage Current 	

Nota. Esta figura muestra las características físicas del diodo XS4202. *Fuente.* Thinkisemi (2024)

Tal como se observa en la figura 3, el diodo que se eligió es apto para aplicaciones de conmutación de alta frecuencia y potencia tales como convertidores de potencia, soldadoras de tecnología inverter, sistemas de alimentación ininterrumpida (UPS), etc.

Figura 4

Especificaciones del Diodo XS4202

GENERAL DESCRIPTION

XS4202 using the latest FRED FAB process with ultrafast and soft recovery characteristic for welding machine.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

$T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Symbol	Parameter/Test Conditions		Values	Unit
V_R	Maximum D.C. Reverse Voltage		210	V
V_{RRM}	Maximum Repetitive Reverse Voltage			
$I_{F(AV)}$	Average Forward Current		$T_C = 110^\circ\text{C}$, Per Diode	A
			$T_C = 110^\circ\text{C}$, Per Package	
$I_{F(RMS)}$	RMS Forward Current		$T_C = 110^\circ\text{C}$, Per Diode	
I_{FSM}	Non-Repetitive Surge Forward Current		$T_J = 45^\circ\text{C}$, $t = 10\text{ms}$, 50Hz, Sine	
P_D	Power Dissipation		83	W
T_J	Junction Temperature		-55 to +150	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage Temperature Range		-55 to +150	$^\circ\text{C}$
Torque	Module-to-Sink	Recommended (M3)	1.1	N·m
$R_{th(J-C)}$	Junction-to-Case Thermal Resistance, Per Diode		1.5	$^\circ\text{C/W}$
Weight			5.2	g

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Symbol	Parameter/Test Conditions		Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{RM}	Maximum Reverse Leakage Current				10	μA
					$V_R = 220\text{V}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$	10
V_F	Forward Voltage			0.9	1.1	V
				$I_F = 10\text{A}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$	0.8	
t_{rr}	Reverse Recovery Time ($I_F = 1\text{A}$, $di_F/dt = -200\text{A}/\mu\text{s}$, $V_R = 30\text{V}$)			17		ns
t_{rr}	Reverse Recovery Time			32		ns
I_{RRM}	Maximum Reverse Recovery Current			2.1		A
t_{rr}	Reverse Recovery Time			45		ns
I_{RRM}	Maximum Reverse Recovery Current			5		A

Nota. Esta figura muestra las características eléctricas del diodo XS4202. Fuente. Thinkisemi (2024)

En primera instancia, se calcula el ciclo de trabajo de la señal PWM que se aplicará al transistor del convertidor.

Para calcularla se divide el voltaje de salida sobre el voltaje de entrada, de acuerdo con la ecuación 7.

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (7)$$

$$D = \frac{14.5V}{30V} \quad D = 0.48$$

Según Hauke (2015) la potencia de disipación del diodo se calcula usando las ecuaciones 8 y 9.

Para hallar la potencia de disipación se debe calcular primero la corriente promedio a la que el diodo va a estar sometido mediante la ecuación 8.

$$I_F = I_{out} \cdot (1 - D) \quad (8)$$

Donde: I_F es la intensidad del diodo, I_{out} es la intensidad de salida y D es el ciclo de trabajo.

$$I_F = I_{out} \cdot (1 - D) \quad I_F = 16.55A \cdot (1 - 0,48) \quad I_F = 8.606A$$

La potencia disipada en el diodo viene a ser calculada por la ecuación 9.

$$P_D = I_F \cdot V_F \quad (9)$$

Donde: P_D es la potencia disipada en el diodo, I_F es la intensidad del diodo y V_F es la tensión de caída del diodo.

El voltaje de caída del diodo V_F se encuentra en la hoja de datos (ver figura 4). En este caso se tomó el valor típico de 0.9V.

$$P_D = I_F \cdot V_F \quad P_D = 8.606A \cdot 0.9V \quad P_D = 7.7454W$$

Con los cálculos anteriores se determina que la potencia disipada es aceptable para el diseño.

Transistor de Conmutación

En las fuentes conmutadas como la topología BUCK es común usar transistores MOSFET ya que según Hart (2001) estos poseen una baja caída de tensión y conmutan a mayor velocidad en comparación a otros transistores como los BJT y los IGBT. El transistor MOSFET a elegir debe tener las siguientes características:

- Baja resistencia drenador -surtidor (RDS (on)).
- Baja carga de compuerta (Qgs).
- Alta intensidad de drenador (Id).
- Voltaje drenador – surtidor superior a 50V (Vds.).

Entre los transistores que se pueden encontrar en el mercado a un bajo precio que cumplen con las características anteriormente mencionadas en la tabla 3:

- IRF3710.
- IRFB4110.

Tabla 3

Características Eléctricas de los Transistores IRF3710 e IRFB4110

Parámetro	IRF3710	IRFB4110
resistencia drenador -surtidor (RDS (on)).	0.023 Ω	0.0037 Ω
carga de compuerta (Qgs).	26nC	75nC
intensidad de corriente drenador (Id).	57A	180A
Voltaje drenador -surtidor (Vds.).	100V	100V

Nota. Esta tabla muestra las características eléctricas de los transistores de potencia elegidos para el proyecto. *Fuente.* Elaboración propia

El transistor IRF3710 posee una tensión y corrientes aceptables para el proyecto. sin embargo, su resistencia drenador- surtidor es casi 7 veces mayor a la del transistor IRFB4110. Esto representa mayor disipación de potencia por lo que influiría en el desempeño del convertidor.

Hauke (2015) afirma que la corriente máxima del transistor es por la ecuacion 10.

$$I_{sw} = \frac{\Delta I_l}{2} + I_{out} \quad (10)$$

Donde: I_{sw} es la intensidad del transistor, ΔI_l es la intensidad de ripple del inductor y I_{out} es la intensidad de salida.

$$I_{sw} = \frac{4.965A}{2} + 16.55A \quad I_{sw} = 19.03A$$

La potencia disipada según Ejury (2013) viene a ser calculada por la ecuacion 11.

$$P_{cond} = I_{out}^2 \cdot RDS_{on} \cdot D \quad (11)$$

Donde: P_{cond} es la potencia disipada por el transistor, I_{out} es la intensidad de salida, RDS_{on} es la resistencia drenador-surtidor del MOSFET y D es el ciclo de trabajo.

Para la potencia disipada en la compuerta según Ejury (2013), se usa la ecuacion 12.

$$P_{gate} = Q_{GS} \cdot V_{GS} \cdot f_s \quad (12)$$

P_{gate} es la potencia disipada en la compuerta del transistor, Q_{GS} es la carga de compuerta del transistor, V_{GS} es la tensión de compuerta – surtidor del transistor y f_s es la frecuencia de conmutación.

Para el transistor IRF3710:

$$P_{cond} = 16.55A^2 \cdot 0.023\Omega \cdot 0.48 \quad P_{cond} = 3.0238W$$

Los transistores MOSFET en este convertidor se disparan con señales de 12V por lo que la tensión de entre compuerta y surtidor será de 12V.

$$P_{gate} = 26nC \cdot 12V \cdot 31000Hz$$

$$P_{gate} = 2.6 \cdot 10^{-8}C \cdot 12V \cdot 31000Hz$$

$$P_{gate} = 0.0093W = 9.672mW$$

Para el transistor IRFB4110:

$$P_{cond} = 16.55A^2 \cdot 0.0037\Omega \cdot 0.48 \quad P_{cond} = 0.4864W$$

$$P_{gate} = 75nC \cdot 12V \cdot 31000Hz$$

$$P_{gate} = 7.5 \cdot 10^{-8}C \cdot 12V \cdot 31000Hz$$

$$P_{gate} = 0.0093W = 27.9mW$$

Con los cálculos realizados anteriormente se confirmó que el MOSFET IRF3710 disipa alrededor de 6 veces más potencia en forma de calor que el IRFB4110. Es por ello que para el diseño se usó el transistor IRFB4110 por sus características mencionadas anteriormente.

Controlador o Driver de Transistor MOSFET


Los transistores MOSFET deben ser controlados por un controlador con el propósito de que conmuten con la mayor velocidad posible y con las tensiones de disparo adecuadas. Algunos de estos drivers llevan otras características como pines de encendido y apagado, limitadores de

corriente en las salidas, entre otras. Pueden controlar 1, 2 o más transistores, trabajar a velocidades superiores a 100KHz y drenar en sus salidas de disparo corrientes de hasta 2A.

Para este proyecto se ha utilizado el controlador de MOSFETS de referencia IR2110 (ver figuras 5 y 6).

Figura 5

Hoja de Datos del Controlador IR2110



Data Sheet No. PD60147 rev.V

IR2110(S)PbF/IR2113(S)PbF

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs


Product Summary

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{\text{O}+/-}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{\text{on/off}}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.


Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are 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. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Packages



14-Lead PDIP
IR2110/IR2113



16-Lead SOIC
IR2110S/IR2113S

Nota. Esta figura muestra las características físicas del controlador IR2110. *Fuente.* Infineon

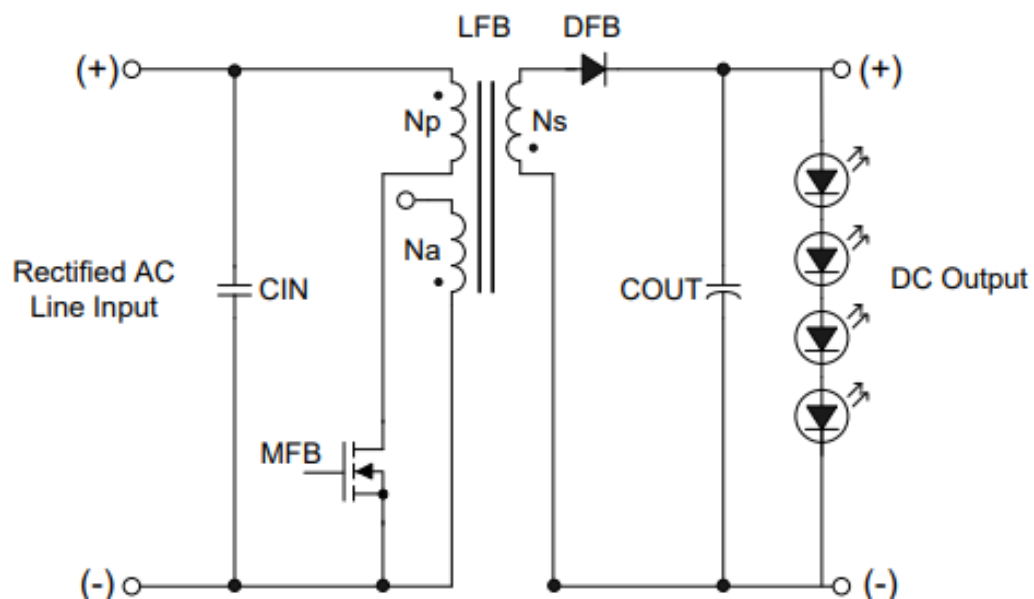
(2019)

La ventaja en este caso es que la corriente necesaria para el disparo del transistor de potencia es pequeña por lo que el diseño de la fuente aislada será de un tamaño reducido. Otra ventaja del diseño de fuentes aisladas es que se pueden obtener más de una salida de voltaje.

La fuente aislada será de topología flyback por lo que se utilizó un pequeño transformador con el que se aísla galvánicamente la entrada y la salida. En la figura 7, se observa el diagrama esquemático de este tipo de fuentes conmutadas.

Figura 7

Diagrama Esquemático de una Fuente Flyback



Nota. Esta figura muestra el diagrama esquemático de una fuente conmutada de topología flyback. *Fuente.* Bakalakos (2013)

Características de la fuente aislada.

$$V_{in} = 10V \quad V_{out} = 12V \quad P_{out} = 2.4W$$

Para los cálculos se tomó una eficiencia del 85%.

$$\eta = 85\% = 0.85$$

Mediante las ecuaciones 12 y 13, se calculan la intensidad de salida y la potencia de entrada respectivamente.

$$I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} \quad (13)$$

$$P_{in} = \frac{2.4W}{0.85} \quad (14)$$

$$I_{out} = \frac{2.4W}{12V} \quad I_{out} = 0.2A$$

$$P_{in} = \frac{2.4}{0.85} \quad P_{in} = 2.82W$$

Según Saliva. (2013) para el diseño del transformador hay que calcular la corriente pico y la inductancia del primario mediante las ecuaciones 15 y 16 respectivamente.

$$I_p = \frac{2 \cdot P_{in}}{V_{in} \cdot D_{max}} \quad (15)$$

$$L_p = \frac{V_{in} \cdot D_{max}}{I_p \cdot f_s} \quad (16)$$

Para el voltaje de entrada se toma una tensión de 10V en el caso de que la batería de la instalación solar fotovoltaica se descargue a esos niveles de tensión, la sección del controlador del transistor MOSFET siga funcionando correctamente.

Según Bakalakos. (2014) el máximo ciclo de trabajo (Dmax) debe ser de 0.5. Sin embargo, se toma un valor de 0.45 para que la fuente no trabaje cerca al límite mencionado.

$$I_p = \frac{2 \cdot 2.82W}{10V \cdot 0.45} \quad I_p = 1.253A$$

La frecuencia de conmutación es de 54545.45Hz (54.545KHz):

$$f_s = 54545.45 \text{ Hz}$$

$$L_p = \frac{10V \cdot 0.45}{1.253A \cdot 54545.45Hz}$$

$$L_p = 6.5841 \cdot 10^{-5}H$$

Convirtiendo Henrios a micro Henrios:

$$6.5841 \cdot 10^{-5}H \cdot 1000000 \frac{\mu H}{1H} = 65.841\mu H$$

Según Bakalakos. (2014) la relación de vueltas del primario y secundario del transformador se hallan con la ecuacion 17.

Las ecuaciones están orientadas a fuentes Flyback con alimentación de 120 VAC. Sin embargo, las ecuaciones son válidas puesto a que en estas fuentes flyback alimentadas con energía del tomacorriente, el principio de funcionamiento es el mismo. La diferencia es que operan con tensiones más altas.

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{V_{out} + V_f (1 - D_{max})}{V_{in} \cdot D_{max}} \quad (17)$$

Donde: V_f es la tensión del diodo, V_{in} es la tensión de entrada, V_{out} es la tensión de salida y D_{max} es el ciclo de trabajo máximo.

El voltaje de diodo en este caso será de 0.7V ya que los diodos de salida usados para estas fuentes tienen esa caída de tensión.

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{12V + 0.7V_f (1 - 0.45)}{10V \cdot 0.45} \quad \frac{N_s}{N_p} = \frac{12.7V (0.55)}{10V \cdot 0.45} = 1.552$$

Saliva. (2013) menciona que la capacitancia del capacitor de salida viene a ser dada por la ecuación 18.

$$C_{out} = \frac{I_{out} \cdot NCP}{f_s \cdot V_{ripple}} \quad (18)$$

Donde: I_{out} es la intensidad de salida, f_s es la frecuencia de conmutación, V_{ripple} es la tensión de rizado y NCP es el número de ciclos de reloj.

Se toma un valor de 0.1V para el voltaje de rizado ya que este tipo de fuentes tienen la desventaja de presentar voltajes de rizado considerables.

El valor NCP según Saliva. (2013) es la cantidad de ciclos de reloj necesarios para que el lazo de control del chip de dicha fuente pueda ajustar el voltaje de salida. También afirma que este valor está normalmente entre 10 y 20. Para este caso tomamos el valor de 20.

$$C_{out} = \frac{0.2A \cdot 20}{54545.45Hz \cdot 0.1V} \quad C_{out} = 7.33 \cdot 10^{-4}F$$

Convirtiendo Faradios a microfaradios:

$$7.33 \cdot 10^{-4}F \cdot 1000000 \frac{\mu F}{1F} = 733.33 \mu F$$

Este valor de capacitor no es comercial por lo que se toma un valor cercano. En este caso puede ser 680 μ F y 820 μ F.

El núcleo elegido para el transformador es un núcleo de ferrita de referencia EE25 con separación o gap, tal como se observa en las figuras 8 y 9.

Figura 8

Hoja de Datos del Núcleo de Ferrita E25



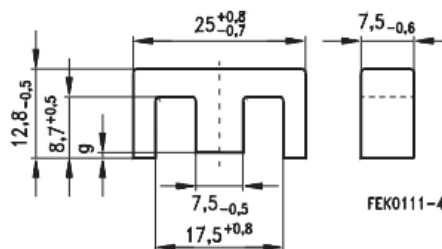
E 25/13/7 (EF 25)	
Core	B66317

- To IEC 62317-8
- Delivery mode: single units

Magnetic characteristics (per set)

$$\begin{aligned} \Sigma l/A &= 1.1 \text{ mm}^{-1} \\ l_e &= 57.5 \text{ mm} \\ A_e &= 52.5 \text{ mm}^2 \\ A_{\min} &= 51.5 \text{ mm}^2 \\ V_e &= 3020 \text{ mm}^3 \end{aligned}$$

Approx. weight 16 g/set



Nota. Esta figura muestra las características del núcleo de ferrita de referencia E25. Fuente. TDK (2022)

Figura 9

Medida de Separación y Valor AL del Núcleo de Ferrita E25

Gapped (A_L values/air gaps examples)

Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_e	Ordering code ** = 27 (N27) = 87 (N87)
N27,	0.10 ± 0.02	489	425	B66317G0100X1**
N87	0.16 ± 0.02	347	302	B66317G0160X1**
	0.25 ± 0.02	250	218	B66317G0250X1**
	0.50 ± 0.05	151	131	B66317G0500X1**
	1.00 ± 0.05	91	79	B66317G1000X1**

The A_L value in the table applies to a core set comprising one ungapped core (dimension $g = 0$ mm) and one gapped core (dimension $g > 0$ mm).

Other A_L values/air gaps and materials available on request — see Processing remarks on page 7.

Nota. Esta figura muestra las medidas de separación del entrehierro del núcleo de ferrita E25.

Fuente. TDK (2022)

Uno de los inconvenientes con relación al núcleo que se adquirió es que este presenta una separación o gap de 2mm, el doble del que da el fabricante; en este caso de 1mm.

Teniendo en cuenta este inconveniente no se tomaron las características del núcleo que da el fabricante en el datasheet por más que sus dimensiones sean aproximadas.

Uno de los parámetros más importantes para el cálculo del primario es el factor de inductancia del núcleo del transformador. Una forma de calcularlo consiste en enrollar una determinada cantidad de alambre y se mide su inductancia.

Según Williams. (2011) para calcular la cantidad de vueltas de un inductor se tiene en cuenta el valor del factor de inductancia del núcleo de ferrita y la inductancia del bobinado del inductor con la ecuacion 19.

$$N = \sqrt{\frac{L}{AL}} \quad (19)$$

Donde: L es la inductancia, AL es el factor de inductancia, N es el numero de vueltas de alambre.

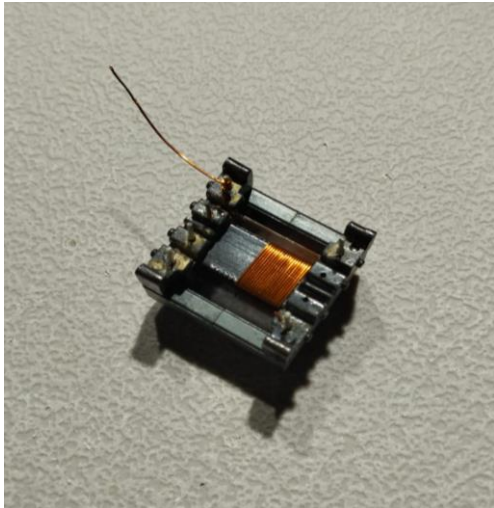
Despejando la ecuacion 19, se halla el factor de inductancia (AL) representada en la ecuacion 20.

$$AL = \frac{L}{N^2} \quad (20)$$

Para la prueba se enrolla 20 vueltas de alambre en el núcleo de ferrita. En la figura 10, se observa el ensamblaje del núcleo con su devanado de 20 vueltas.

Figura 10

Núcleo de Ferrita E25 con Devanado de 20 Vueltas



Fuente. Elaboración propia

Se mide la inductancia con un medidor LCR; en este caso el medidor de referencia UT603, como el que se observa en la figura 11.

Figura 11

Medición de Inductancia de Núcleo de Ferrita E25 con Devanado de 20 Vueltas



Fuente. Elaboración propia

La lectura que arrojó el medidor es de 0.027mH (27uH). Una vez medida la inductancia se procede a calcular el AL del inductor usando la Ecuación 17.

Se convierte uH a H:

$$27\mu H \cdot \frac{1H}{1000000\mu H} = 2.7 \cdot 10^{-5}H$$

$$AL = \frac{L}{N^2}$$

$$AL = \frac{2.7 \cdot 10^{-5}H}{20^2}$$

$$AL = \frac{2.7 \cdot 10^{-5}H}{400}$$

$$AL = 6.75 \cdot 10^{-8}H$$

Una vez hallado el valor del factor de inductancia del núcleo, se calcula las vueltas del primario, mediante la ecuación 16.

$$L_p = 6.5841 \cdot 10^{-5}H$$

$$AL = 6.75 \cdot 10^{-8}H$$

$$N = \sqrt{\frac{L}{AL}} \quad N_p = \sqrt{\frac{L_p}{AL}}$$

$$N_p = \sqrt{\frac{6.5841 \cdot 10^{-5}H}{6.75 \cdot 10^{-8}H}}$$

$$N_p = 31.23 \text{ vueltas} \approx 31 \text{ vueltas}$$

Para calcular las vueltas del secundario del transformador, se multiplica la relación de transformación por el número de vueltas del primario obtenida de la ecuación 17.

$$\frac{N_s}{N_p} = 1.552$$

$$N_s = 1.552 \cdot 31$$

$$N_s = 48.112 \text{ vueltas} \approx 48 \text{ vueltas}$$

La fuente aislada tendrá un devanado secundario adicional con el mismo número de vueltas para la alimentación del mosfet de protección de entrada del regulador.

$$N_{s_2} = 48 \text{ vueltas}$$

Tanto el devanado primario, como los devanados secundarios, fueron construidos con alambre esmaltado calibre 32.

Inductor de Potencia

Se procede inicialmente a calcular la corriente pico del inductor ya que este dato determina el calibre de alambre esmaltado a usar para la construcción del inductor.

Ejury (2013) afirma que la corriente pico del inductor es dada por la ecuación 21.

$$I_{pk} = I_{out} + \frac{\Delta I_l}{2} \quad (21)$$

Donde: I_{pk} intensidad pico del inductor, ΔI_l es la intensidad de ripple del inductor y I_{out} es la intensidad de salida.

$$I_{pk} = 16.55A + \frac{4.965A}{2} \quad I_{pk} = 19.03A$$

Cabe mencionar que la intensidad que circula en el transistor de potencia y en el inductor de potencia del convertidor, son las mismas (los resultados de las ecuaciones 10 y 21 revelan el mismo valor de intensidad).

El inductor debe usar alambre esmaltado calibre 14 según la tabla AWG ilustrada en la figura 12.

Figura 12

Calibres de Alambre Esmaltado del Fabricante Centelsa

Calibre	Alambre Desnudo		Capa Sencilla ⁽¹⁾			Capa Doble			Máxima Tensión de Embobinado ⁽²⁾	Resistencia D.C. a 20°C	Capacidad de Corriente ⁽³⁾ (A)	
	Diámetro Nominal	Peso Total Aprox.	Mínimo Incremento	Máximo Diámetro	Longitud Aproximada	Mínimo Incremento	Máximo Diámetro	Longitud Aproximada			155°C	200°C
AWG	mm	kg/km	mm	mm	m/kg	mm	mm	m/kg	kg	Ohm/km	155°C	200°C
6	4,116	118,23	-	-	-	0,091	4,244	8,4	79,6	1,298	87	131
7	3,665	83,79	-	-	-	0,088	3,787	10,8	83,1	1,834	89	104
8	3,264	74,39	-	-	-	0,089	3,383	13,3	50,0	2,060	56	83
9	2,906	58,98	-	-	-	0,086	3,023	16,8	39,7	2,599	44	85
10	2,588	46,76	-	-	-	0,086	2,703	21,2	31,5	3,278	35	52
11	2,304	37,08	-	-	-	0,084	2,418	26,7	24,9	4,135	27	41
12	2,052	29,40	-	-	-	0,081	2,159	33,6	19,8	5,213	22	33
13	1,829	23,36	-	-	-	0,081	1,936	42,2	15,7	6,562	17	26
14	1,628	18,51	0,041	1,662	53,5	0,081	1,732	53,1	12,4	8,283	14	21
15	1,450	14,68	0,038	1,509	67,4	0,076	1,549	66,9	9,87	10,44	11	16
16	1,290	11,62	0,036	1,349	85,1	0,074	1,384	84,4	7,62	13,19	8,6	13
17	1,151	9,25	0,036	1,207	106,9	0,071	1,240	105,9	6,22	16,57	6,8	10
18	1,024	7,32	0,033	1,077	135,0	0,066	1,110	133,7	4,92	20,93	5,4	8,1
19	0,912	5,81	0,030	0,963	170,0	0,064	0,993	168,2	3,91	26,39	4,3	6,4
20	0,813	4,62	0,030	0,864	213,7	0,061	0,892	211,3	3,10	33,21	3,4	5,1
21	0,724	3,68	0,026	0,770	289,2	0,058	0,800	286,0	2,48	41,88	2,7	4,1

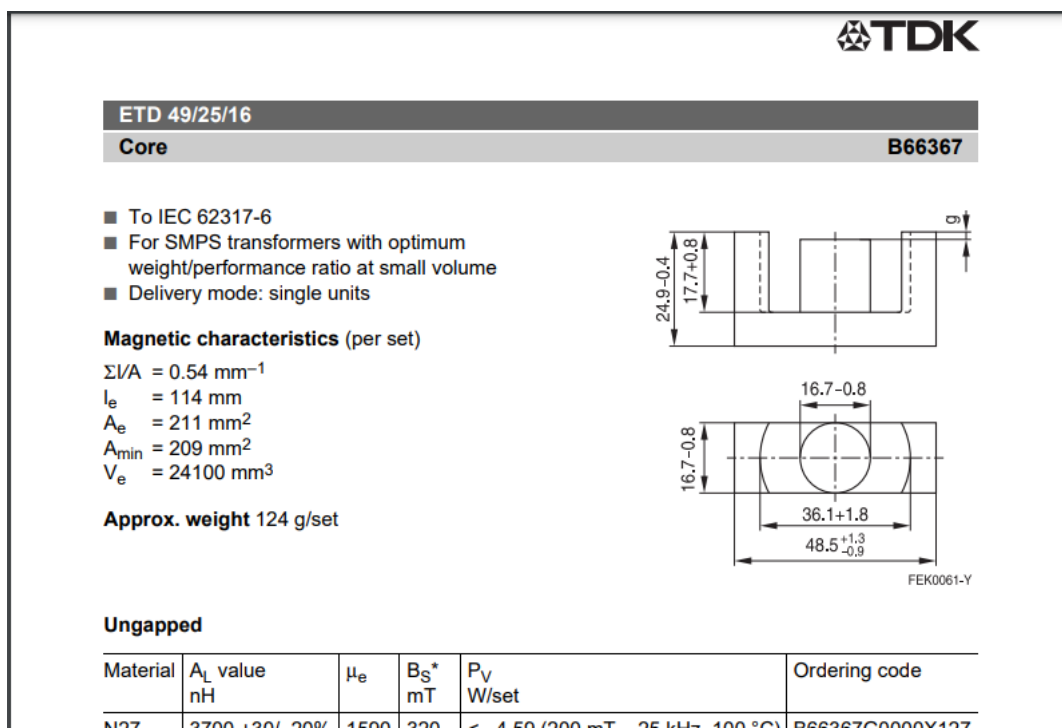
Nota. Esta figura muestra la tabla de calibres para alambre esmaltado del fabricante Centelsa.

Fuente. Centelsa (2024)

El inductor se construyó usando núcleos de Ferrita de referencia ETD49 con separación en el centro del núcleo o gap ya que esta separación evita que el núcleo se sature. En la figura 13, se observa la hoja de datos del núcleo usado para el proyecto.

Figura 13

Características Generales del Núcleo de Ferrita ETD 49



Nota. Esta figura muestra las características del núcleo de ferrita ETD 49. Fuente. TDK (2022)

Según el datasheet del fabricante (ver figuras 13 y 14), el valor de A_L del núcleo seleccionado para el inductor es de 230nH. Hay que tener en cuenta que, estos valores de A_L los cuales se pueden observar en la figura 14, son aproximados por lo que pueden variar según la calidad de los núcleos y el material.

Figura 14

Medidas de Separación de Entrehierro y Factor de Inductancia del Núcleo de Ferrita ETD 49

FEK0061-Y					
Ungapped					
Material	A _L value nH	μ _e	B _S * mT	P _V W/set	Ordering code
N27	3700 +30/-20%	1590	320	< 4.59 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)	B66367G0000X127
N87	3800 +30/-20%	1630	320	< 12.40 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66367G0000X187
N97	3900 +30/-20%	1680	320	< 10.60 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66367G0000X197

* H = 250 A/m; f = 10 kHz; T = 100 °C

Gapped (A_L values/air gaps examples)				
Material	g mm	A _L value approx. nH	μ _e	Ordering code ** = 27 (N27) = 87 (N87)
N27,	0.20 ±0.02	1035	444	B66367G0200X1**
N87	0.50 ±0.05	525	225	B66367G0500X1**
	1.00 ±0.05	314	135	B66367G1000X1**
	1.50 ±0.05	230	100	B66367G1500X1**
	2.00 ±0.05	188	81	B66367G2000X1**

The A_L value in the table applies to a core set comprising one ungapped core (dimension g = 0 mm) and one gapped core (dimension g > 0 mm).
Other A_L values/air gaps and materials available on request — see Processing remarks on page 5.

Nota. Esta figura muestra las medidas de separación del entrehierro y factor de inductancia del núcleo de ferrita ETD49. *Fuente.* TDK (2022)

Se calcula el número de vueltas del inductor usando la Ecuación 16:

$$L = 47\mu H = 4.7 \cdot 10^{-5} H \quad AL = 230nH = 2.3 \cdot 10^{-7} H$$

$$N = \sqrt{\frac{L}{AL}} \quad N = \sqrt{\frac{4.7 \cdot 10^{-5} H}{2.3 \cdot 10^{-7} H}} \quad N = 14.29 \text{ vueltas} \approx 14 \text{ vueltas}$$

Una vez ensamblado el inductor, se realizó la medición de la inductancia usando el medidor LCR de referencia UT603.

Figura 15*Medición de Inductancia del Inductor de Potencia*

Fuente. Elaboración propia

El valor del inductor dado por el medidor LCR (figura 15), es de 0.042mH (42uH); lo que corresponde a 5uH menos con respecto a lo calculado. Con esto se puede afirmar que el valor AL no es exacto en referencia a la gráfica 2 del datasheet ya que de lo contrario los valores del inductor serían más aproximados e incluso un poco superiores al calculado.

Se recalculó el valor AL del núcleo y el número de vueltas del inductor para asegurar que el inductor tenga una inductancia muy aproximada al valor calculado.

Tomando el valor de inductancia medida anteriormente mostrada en la figura 15, y a partir de la Ecuación 20 se despeja el valor AL .

Se reemplazan los valores de AL (factor de inductancia) y numero de vueltas:

$$L = 42\mu H = 4.2 \cdot 10^{-5} H$$

$$N = 14$$

$$AL = \frac{4.2 \cdot 10^{-5} H}{14^2}$$

$$AL = 2.14285 \cdot 10^{-7} H = 214.285 nH$$

Se afirma que el valor AL del núcleo es de 214.285nH, por lo que se usó este valor para el cálculo del número de vueltas definitivo.

$$L = 47\mu H = 4.7 \cdot 10^{-5} H \quad AL = 2.14285 \cdot 10^{-7} H = 214.285 nH$$

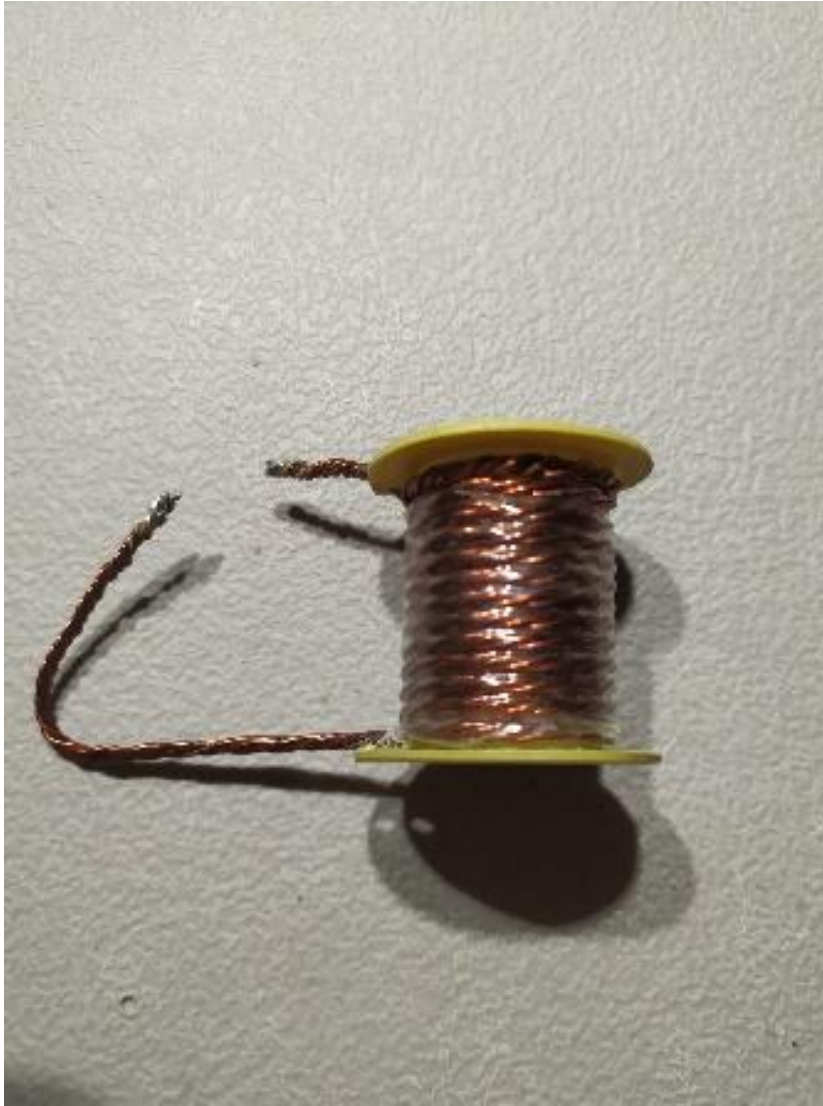
Usando la ecuación 16, se calcula el número de las vueltas de alambre:

$$N = \sqrt{\frac{L}{AL}} \quad N = \sqrt{\frac{4.7 \cdot 10^{-5} H}{2.14285 \cdot 10^{-7} H}} \quad N = 14.8099 \text{ vueltas} \approx 15 \text{ vueltas}$$

Tal como se observa en la figura 16, se enrolló una vuelta adicional al inductor. El alambre que teníamos disponible era el calibre 20 el cual soporta una corriente de 5.1A; para solucionar aquel inconveniente se trenzan 4 alambres calibre 20 y se unen y sueldan en los extremos. La corriente máxima de este alambre trenzado es de 20.4A; la ventaja de este alambre trenzado es que ayuda a reducir el efecto Skin o efecto pelicular; un fenómeno en el que según Rodríguez (2022), la corriente eléctrica tiende a concentrarse en la zona externa del conductor a frecuencias muy altas.

Figura 16

Bobina del Inductor de Potencia Hecha con Alambre Trenzado



Fuente. Elaboración propia

La formaleta o carrete en el que se enrolla el alambre está compuesto de PVC, lo que le permite aislar la electricidad y darle mayor resistencia mecánica a la hora de realizar el ensamblaje del inductor de potencia.

Figura 17

Medición de Inductancia del Inductor de Potencia Recalculado



Fuente. Elaboración propia

Se realizó nuevamente la medición de la inductancia con el medidor LCR, tal como se ilustra en la figura 17, arrojando una lectura de 0.048mH (48uH) confirmando que el valor de inductancia es muy aproximado al valor calculado para el convertidor.

Diseño Electrónico

Para el diseño electrónico de la propuesta se utilizó el software Eagle, por sus diversas funciones y su fácil acceso a librerías de componentes electrónicos.

Sección de Potencia

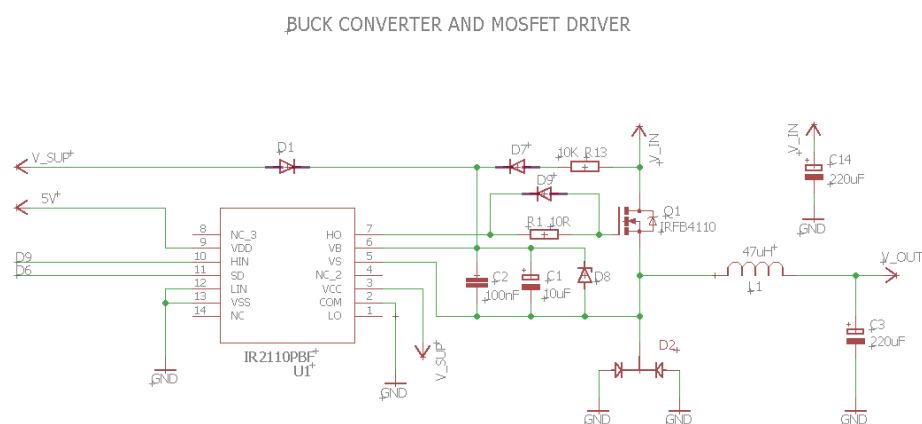
Tal como se ilustra en la figura 18, la sección de potencia está compuesta por el convertidor de potencia, el controlador de disparo del transistor de potencia.

La sección del convertidor BUCK está formado por el inductor L1, el condensador de salida C3, el diodo de potencia D2, y el transistor MOSFET canal N Q1.

El controlador IR2110 se controló por Arduino mediante señales PWM con una frecuencia de 31KHz mediante el algoritmo de seguimiento MPPT y el algoritmo de carga de baterías. Adicionalmente Posee una red de arranque compuesto por el diodo D7 y la resistencia R13 con el propósito de facilitar el arranque del controlador IR2110 una vez se conecten los módulos fotovoltaicos. El diodo Zener D8 se encarga de limitar la tensión a 24V, sin embargo, la corriente estará limitada por la resistencia R13.

Figura 18

Diagrama Esquemático del Convertidor de Potencia



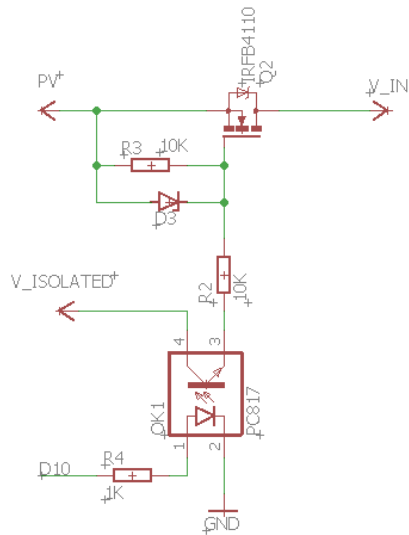
Fuente. Elaboración propia

El regulador MPPT a parte de las funciones que posee, este se encarga de evitar que la Batería de la instalación Solar se descargue al retornar energía hacia los módulos fotovoltaicos en la noche. Es por ello que se debe dotar al dispositivo de elementos que bloqueen esta corriente inversa. Normalmente se usa un diodo, pero estos presentan mayores pérdidas de potencia por su caída de tensión entre ánodo y cátodo. Es por ello que se usó como diodo ideal, un transistor MOSFET de potencia de referencia IRFB4110, cuya corriente máxima de drenador es de 180A y una tensión de drenador – surtidor de 100V.

Los transistores MOSFET llevan incorporados un diodo que permite absorber los picos de tensión que pudieran destruirlos. En este caso dicho diodo se usó para bloquear la tensión inversa en combinación con el MOSFET para que conduzca sin caídas de tensión. Esta sección del circuito es controlada por el microcontrolador Arduino nano, de modo que se programó un algoritmo en el que, si la corriente supera un valor establecido, este transistor se activa para que conduzca como un diodo ideal. Para el control del transistor se usó un optoacoplador de referencia PC817; esto con el propósito de controlar el transistor con aislamiento óptico ya que este transistor se dispara usando la tensión aislada de la fuente aislada y está referenciada a la entrada del regulador MPPT. También lleva incorporado un diodo Zener de 12V como protección de sobretensión en la compuerta del transistor. En la figura 19, se ilustra el diagrama esquemático de esta sección del circuito.

Figura 19*Sección de Protección de Corriente Inversa*

INPUT BODY DIODE PROTECTION

*Fuente.* Elaboración propia**Fuente DC/DC Aislada**

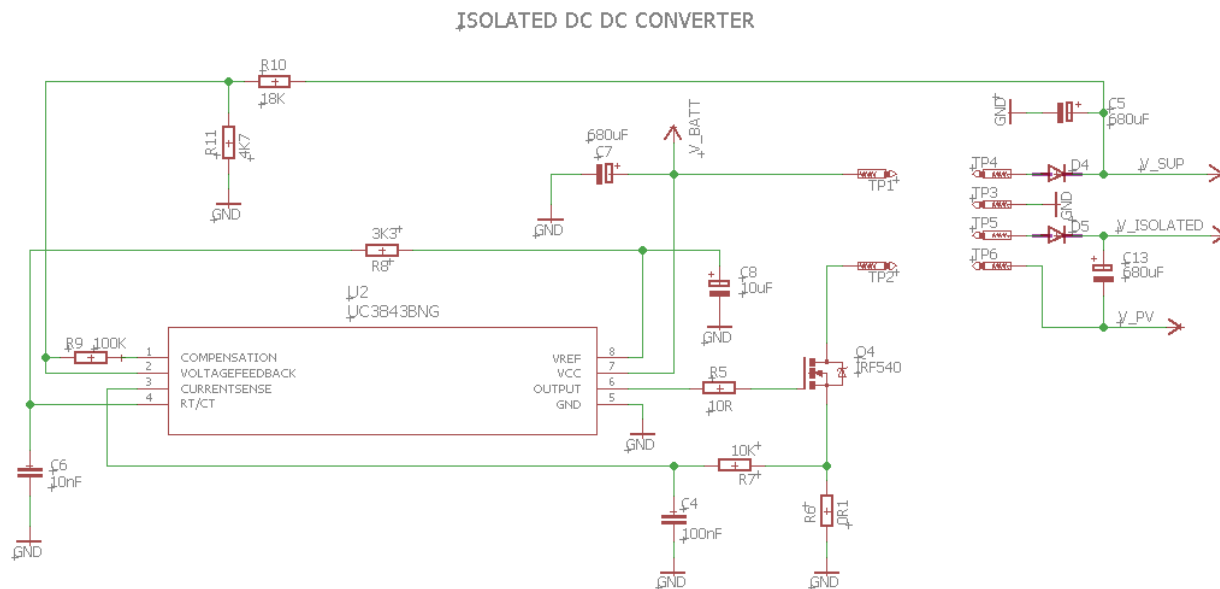
Tal como se observa en la figura 20, la fuente DC/DC aislada para el proyecto está controlado por medio de un chip de referencia UC3843. Este chip es ampliamente usado en fuentes de alimentación de topología Flyback.

Una función importante que lleva incorporada este chip es la de regulación de corriente del transformador mediante una resistencia de bajo valor. Con esto se evita que el transformador se sature, llegando a consumir más corriente de lo calculado.

El transformador de la fuente aislada contiene dos devanados secundarios; el primero para alimentar el controlador IR2110 del MOSFET del convertidor, y el otro para alimentar el circuito de disparo del MOSFET de protección de corriente inversa en la entrada del equipo.

Figura 20

Diagrama Esquemático de la Fuente Aislada



Fuente. Elaboración propia

Sensores

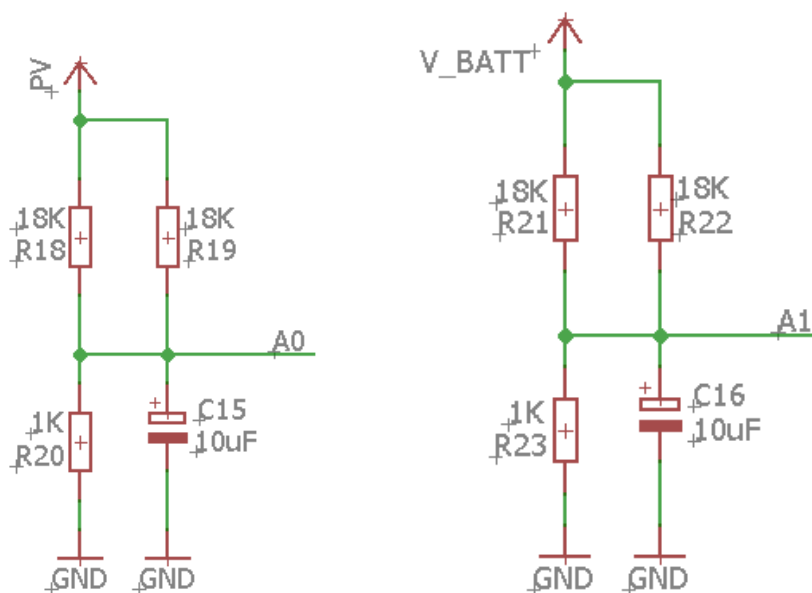
Medición de Voltaje

Para la medición de tensión en la entrada y salida, se usaron divisores de tensión compuesto por resistencias de 18K y 1K, que se observan en la figura 21. Estos divisores atenúan la tensión de entrada a un valor de 10 veces; es decir, que, si entra al divisor una tensión de 10V, a la salida su tensión será de 1V. Esta atenuación permite ingresar las señales de medición a los puertos análogos del microcontrolador. La atenuación se eligió de 10 veces para simplificar los cálculos en el programa del microcontrolador.

Figura 21

Divisores de Tensión para Medición de Tensión de Módulos Fotovoltaicos y Batería

PV VOLTAGE SENSOR BATTERY VOLTAGE SENSOR



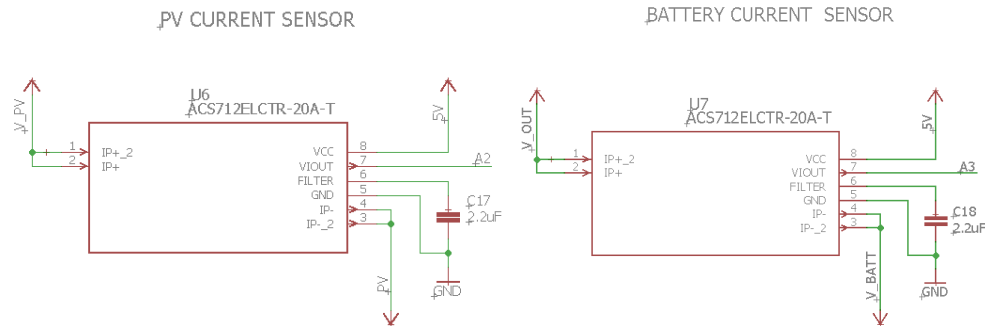
Fuente. Elaboración propia

Medición de Corriente

Para el proyecto se utilizaron sensores de referencia ACS712ELCTR-20A-T capaces de medir corrientes de hasta 20A y una sensibilidad de 100mV/A. Estos sensores de corriente operan bajo el efecto hall, en el que la intensidad de corriente eléctrica es medida según el campo magnético de un conductor que lleva incorporado al interior del encapsulado. En la figura 22, se observa el diagrama esquemático de los sensores de corriente, tal como lo recomienda el fabricante

Figura 22

Sensores de Corriente de Efecto Hall, para Medición de Corriente de Entrada Y Salida



Fuente. Elaboración propia

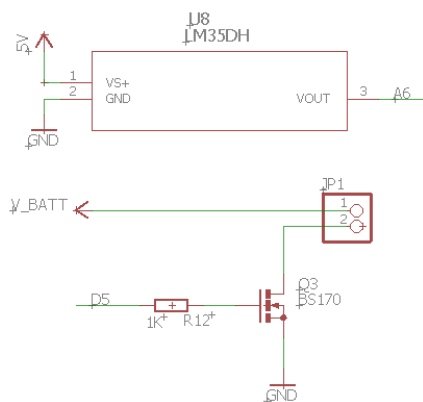
Sensor de Temperatura

El sensor de temperatura supervisa que el equipo funcione a una temperatura adecuada sin que esta sufra un sobrecalentamiento. El sensor elegido es el sensor análogo de referencia LM35, con una sensibilidad de 10mV/ grado Celsius.

Figura 23

Sensor de Temperatura y Salida de Potencia para Ventilador

TEMPERATURE SENSOR AND FAN CONTROLLER



Fuente. Elaboración propia

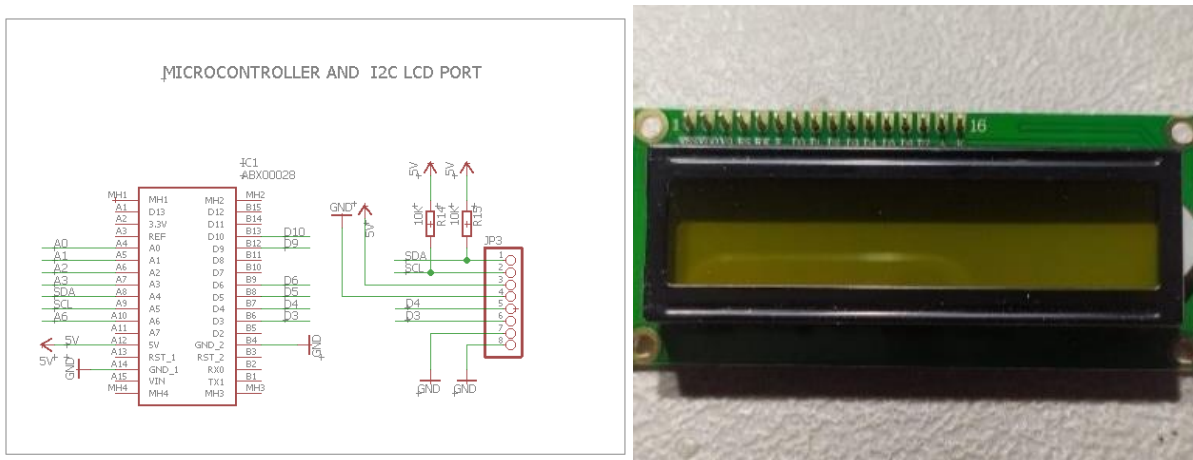
En la figura 23, se observa que el diseño lleva incorporado un transistor de salida para el control del ventilador del equipo, que evacua el calor generado debido al funcionamiento de este.

Microcontrolador y Visualización

Se usa una tarjeta de desarrollo de bajo costo como el Arduino nano para el control del equipo. En la figura 24, se observa la pantalla LCD 16x2 elegida para el proyecto con comunicación I2C, ya que solo requiere dos pines para la transmisión de datos. El diseño dispone de conexiones para uno o dos botones.

Figura 24

Microcontrolador Arduino Nano y Pantalla LCD 16x2



Fuente. Elaboración propia

Módulo de Telemetría

El módulo de telemetría es el encargado de enviar mediciones de tensión y corriente en la entrada y salida del equipo de forma inalámbrica. Está compuesto por un módulo transceptor NRF24L01 del fabricante Nordic. Este módulo opera a una frecuencia de 2.4GHz, y posee un alcance de máximo 10 metros. Existe otra versión de este módulo transceptor con un amplificador de señal, sin embargo, fue prudente usar la versión de menor potencia por

cuestiones de espacio y costos. El módulo se conecta al microcontrolador Arduino por protocolo de comunicación SPI, y su voltaje de alimentación es de 3.3V.

Figura 25

Esquemático de Módulo Transceptor de Telemetría y su Fuente de Alimentación



Fuente. Elaboración propia

Tal como se observa en la figura 25, el módulo de telemetría se ensambló en otra tarjeta con las mismas dimensiones del microcontrolador Arduino nano, para ser insertado mediante conectores sobre el mismo. El protocolo de comunicación del módulo transceptor es SPI, sin embargo, tiene la característica de ser delicado con respecto a la transmisión de datos mediante cables, por lo que el módulo de telemetría se conecta mediante regletas de pines encima del microcontrolador Arduino, evitando fallas de comunicación.

Algoritmos

Medición de Voltaje

la tensión después de ser atenuada por los divisores de tensión, pasan por las entradas analógicas de la tarjeta Arduino nano. El microcontrolador internamente tiene 8 puertos ADC de 10 bits, por lo que la señal toma valores en un rango de 0 a 1023. Para convertir estos valores en un valor de tensión, se implementó en el código la ecuación 22.

$$V_{ADC} = \frac{ADC \cdot V_{DD}}{1023} \quad (22)$$

Donde: V_{ADC} es la tensión registrada en la entrada analógica, ADC es el valor registrado en el conversor análogo-digital (ADC), V_{DD} es la tensión de alimentación del microcontrolador.

Los divisores de tensión incorporados en el diseño atenúan por 10 el voltaje tanto de entrada como de salida del equipo, por lo que el resultado de la ecuación 19 debe multiplicarse por 10. Cabe resaltar que el valor de atenuación de los divisores de tensión depende en gran medida de la precisión de las resistencias, por lo que fue necesario una calibración con el que se determinó el valor de atenuación definitivo. En la figura 26, se observa el código implementado para la medición de tensión en la entrada y salida del equipo.

Figura 26

Código de Medición de Tensión del Módulo Fotovoltaico y Batería

```
int pc1 = analogRead(0); // señal sensor de voltaje panel solar
V_PV1 = pc1*5.04/1023*10.096;

int pc2 = analogRead(1); // señal sensor de voltaje bateria
V_BATT1 = pc2*5.04/1023*10.136;
```

Fuente. Elaboración propia

Medición de Corriente

Los sensores de corriente usados en el equipo son de referencia ACS712-20A capaces de medir hasta 20A de corriente. Posee una sensibilidad de 100mV/A. Este dato se observa en la figura 27. Tienen la ventaja de ser bidireccionales, lo que significa que puede medir corriente en ambas direcciones. La señal de salida del sensor es analógica, con un voltaje en reposo de alrededor de la mitad de la tensión de alimentación (en este caso 2.5V). Para medir la corriente se usa la ecuación 23.

$$I = \frac{V_{out} - 2.5}{Sens} \quad (23)$$

Donde: I intensidad medida, V_{out} es la tensión de salida del sensor de corriente y $Sens$ es la sensibilidad del sensor.

Figura 27

Hoja de Datos del Sensor ACS712-20A

x20A PERFORMANCE CHARACTERISTICS $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 85°C , $C_F = 1\text{ nF}$, and $V_{DC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I_P		-20	-	20	A
Sensitivity	Sens	Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ\text{C}$	96	100	104	mV/A
Noise	$V_{\text{NOISE(PP)}}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 100 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 47\text{ nF}$, $C_{\text{OUT}} = \text{open}$, 2 kHz bandwidth	-	11	-	mV
Zero Current Output Slope	$\Delta I_{\text{OUT(O)}}$	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	-0.34	-	mV/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.07	-	mV/°C
Sensitivity Slope	ΔSens	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	0.017	-	mV/A/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.004	-	mV/A/°C
Total Output Error ²	E_{TOT}	$I_P = \pm 20\text{ A}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	± 1.5	-	%

Nota. Esta figura muestra las características eléctricas de los sensores de corriente ACS712-20A.

Fuente. Allegro microsystems (2024)

La lectura del sensor en reposo idealmente debería ser de cero, sin embargo, durante las pruebas, aparecieron de manera intermitente lecturas negativas en reposo que, si bien eran insignificantes, pueden resultar confusas. Es por ello que se programó una condición en el que si la intensidad es menor a 60mA (0.06A) el valor medido es cero. La sensibilidad puede variar, por lo que se realizó una calibración. En la figura 28, se observa el código implementado para la medición de corriente en la entrada y salida del equipo.

Figura 28

Código Medición de Corriente

```
//int pc4 = analogRead(A2);
ACS = analogRead(A2)*5.04/1023;
del_ACS=ACS-2.53; // sensor de corriente de entrada
I_FV1 = del_ACS/0.1; /// 0.064

if (I_FV1 < 0.06){
  I_FV1 = 0.00;
}

//int pc5 = analogRead(A3);
ACS1 = analogRead(A3)*5.04/1023; // sensor de corriente de salida
del_ACS1=ACS1-2.53;
I_BATT1 = del_ACS1/0.1; /// 0.068

if (I_BATT1 < 0.06){
  I_BATT1 = 0.00;
}
```

Fuente. Elaboración propia

Filtrado de Señales

Las señales provenientes de los sensores deben filtrarse para evitar problemas de medición causados por el ruido eléctrico. Para resolver el problema, se implementaron filtros en el programa del microcontrolador para cada variable, de modo que las mediciones sean lo más exactas posibles y no se vean afectadas por perturbaciones eléctricas. Para este proyecto se usó el filtro de media móvil exponencial, que según Xu Tian *et al.* (2017), está dada por la ecuación 24.

$$\hat{\theta}_{gt} = \alpha \hat{\theta}_{gt-1} + (1 - \alpha) \theta_{gt} \quad (24)$$

Donde $\hat{\theta}_{gt}$ es la señal filtrada, $\hat{\theta}_{gt-1}$ es la señal por filtrar, α es el factor de filtrado.

La variable α o factor de filtrado, es la que define el suavizado de la señal filtrada. Esta variable tolera un rango de 0 a 1. Si se toma el valor 0, el filtro a su salida obtendrá un valor de 0, si se toma un valor de 1, el filtro entrega una señal sin filtrar. En este caso se tomó valores de 0.1 y 0.2 ya que a medida que el valor sea cercano a 0, aumenta el suavizado de la señal a costa de ralentizar la respuesta del filtro, afectando el funcionamiento del equipo. A continuación, se observa en la figura 29, el código implementado para el filtrado de las respectivas señales.

Figura 29

Código Filtros de Media Móvil Exponencial para Cada Variable

```
V_PV = (alpha*V_PV1) + ((1-alpha)*V_PV);
V_BATT = (alpha*V_BATT1) + ((1-alpha)*V_BATT);
I_PV = (alpha*I_PV1) + ((1-alpha)*I_PV);
I_BATT = (alpha*I_BATT1) + ((1-alpha)*I_BATT);
temp = (alpha*temp1) + ((1-alpha)*temp);
```

Fuente. Elaboración propia

Este filtro se implementó en el código de Arduino para las variables de voltaje y corriente de entrada, voltaje y corriente de salida y la señal del sensor de temperatura. La variable Alpha (α) para el filtrado de las lecturas de voltaje se le asignó un valor de 0.2 mientras que a la variable α_1 para el filtrado de los sensores de corriente se le asignó un valor de 0.1.

Algoritmo MPPT

Existen diversos algoritmos de seguimiento de máxima potencia (MPPT); algunos de ellos ofrecen mejores prestaciones con relación a otros. Sin embargo, existen pocos algoritmos comúnmente usados en reguladores MPPT que poseen una eficiencia de seguimiento alto y sean fáciles de implementar.

Para este proyecto se eligieron 3 algoritmos de seguimiento MPPT que posteriormente fueron programados en el microcontrolador. Se realizaron una prueba de cada uno de los algoritmos independientemente, en el que se recolectaron datos mediante el sistema de telemetría que posee el equipo y mediante instrumentos de medición. Se escogieron los siguientes

Algoritmos MPPT para su evaluación:

- Voltaje Constante (CV).
- Voltaje Fraccional a Circuito Abierto (FOCV).
- Perturbar y Observar (P&O).

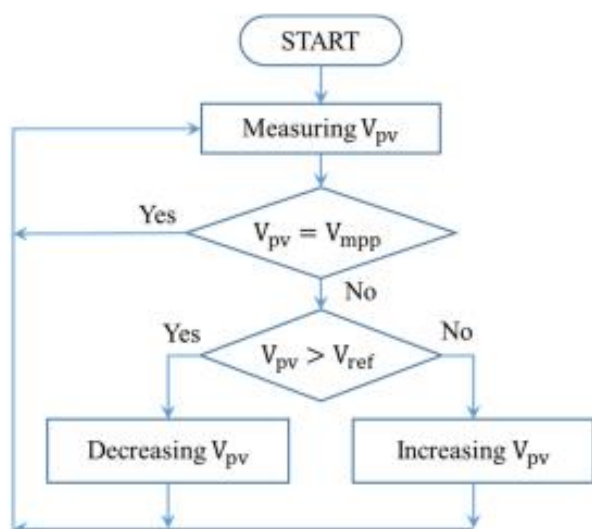
Voltaje Constante (CV)

el algoritmo MPPT de voltaje constante (CV) según Ko *et al.* (2020) es el algoritmo de seguimiento más sencillo de implementar. Este algoritmo consiste en mantener la tensión cercano al valor de tensión de máxima potencia del módulo fotovoltaico (V_{mpp}). Sin embargo, Ko *et al.* (2020) menciona que el valor MPPT que ajusta el algoritmo no será preciso.

A pesar del inconveniente de su imprecisión para seguir el punto MPPT, R, Faranda. & S leva. (2008) afirman que este algoritmo es más efectivo en condiciones de baja radiación solar comparado al algoritmo Perturbar & observar (P&O) muy usado en reguladores solares MPPT. La variable por medir para el seguimiento de máxima potencia es el voltaje del módulo fotovoltaico, tal como se ilustra en el diagrama de flujo de la figura 30.

Figura 30

Algoritmo MPPT Voltaje Constante (CV)



Nota. Esta figura muestra el diagrama de flujo del algoritmo MPPT Voltaje Constante (CV).

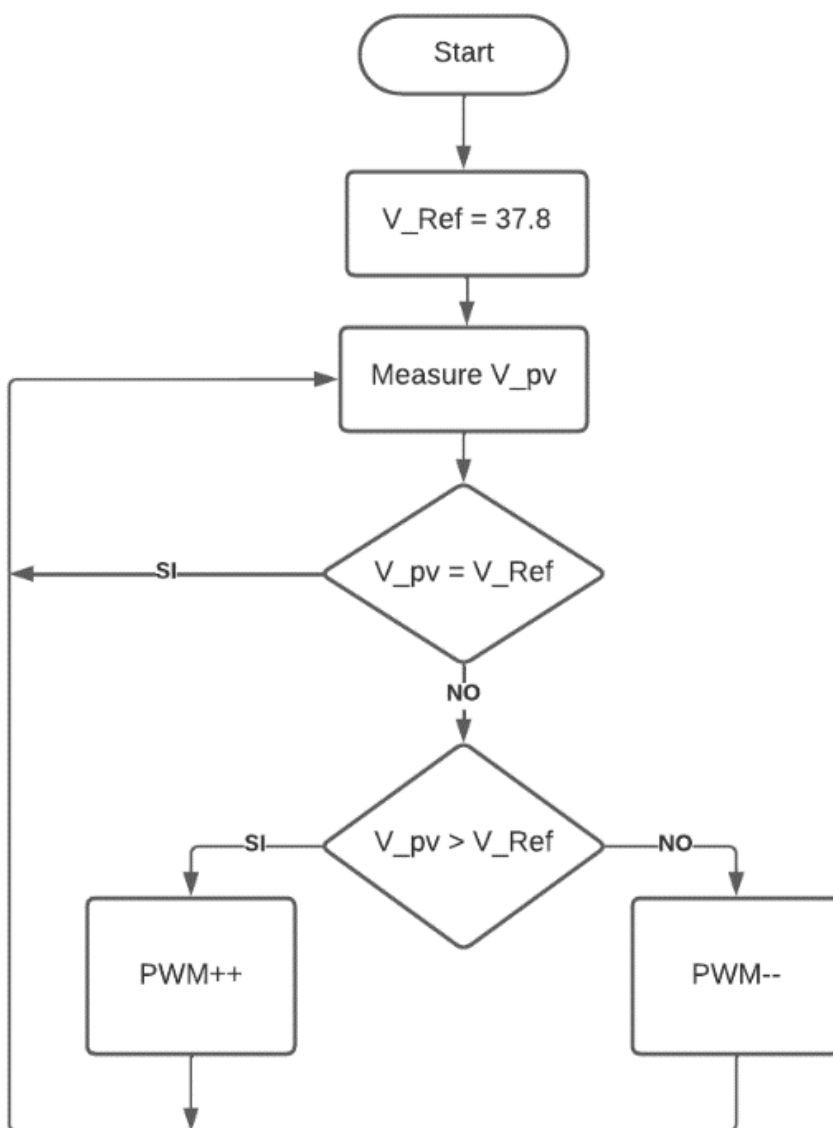
Fuente. Ko et al. (2020)

El siguiente algoritmo mostrado en la figura 31, es el de voltaje constante pero adaptado al proyecto. El valor de referencia en este caso será el valor de tensión de máxima potencia (V_{mpp}) de los dos módulos conectados en serie; en este caso 37.8V. la variable V_{pv} del diagrama de flujo anterior corresponde al voltaje del módulo fotovoltaico. El algoritmo ajusta el ciclo de trabajo del convertidor de potencia, de manera que, si el ciclo de trabajo aumenta, el convertidor consumiría más intensidad de corriente, haciendo que el voltaje del módulo caiga. Si

se reduce el ciclo de trabajo, el voltaje se acercaría a la tensión de circuito abierto del módulo (Voc). En la figura 32, se observa el código implementado para el algoritmo mencionado anteriormente.

Figura 31

Algoritmo MPPT Voltaje Constante (CV) Adaptado al Proyecto



Fuente. Elaboración propia

Figura 32

Código en Arduino del Algoritmo MPPT Voltaje Constante (CV)

```

if (V_PV > Vmpp) {

    duty++;
    pwm=dutyl+Dduty;
    pwm = constrain(pwm, 0, 254);

}
else{

    duty--;
    pwm=dutyl-Dduty;
    pwm = constrain(pwm, 0, 254);

}

analogWrite (PMOS, pwm);

```

Fuente. Elaboración propia

Tal como se detalla en la figura 32, se compara el voltaje del módulo fotovoltaico, con la tensión de referencia “Vmpp”. Estas variables se definen al inicio del código.

Voltaje Fraccional a Circuito Abierto (FOCV)

Ko *et al.* (2020) afirma que la tensión de máxima potencia del módulo (Vmpp) se fija según la tensión del módulo en circuito abierto (Voc) mediante la ecuacion 26.

$$V_{mpp} = V_{oc} \cdot k \quad (25)$$

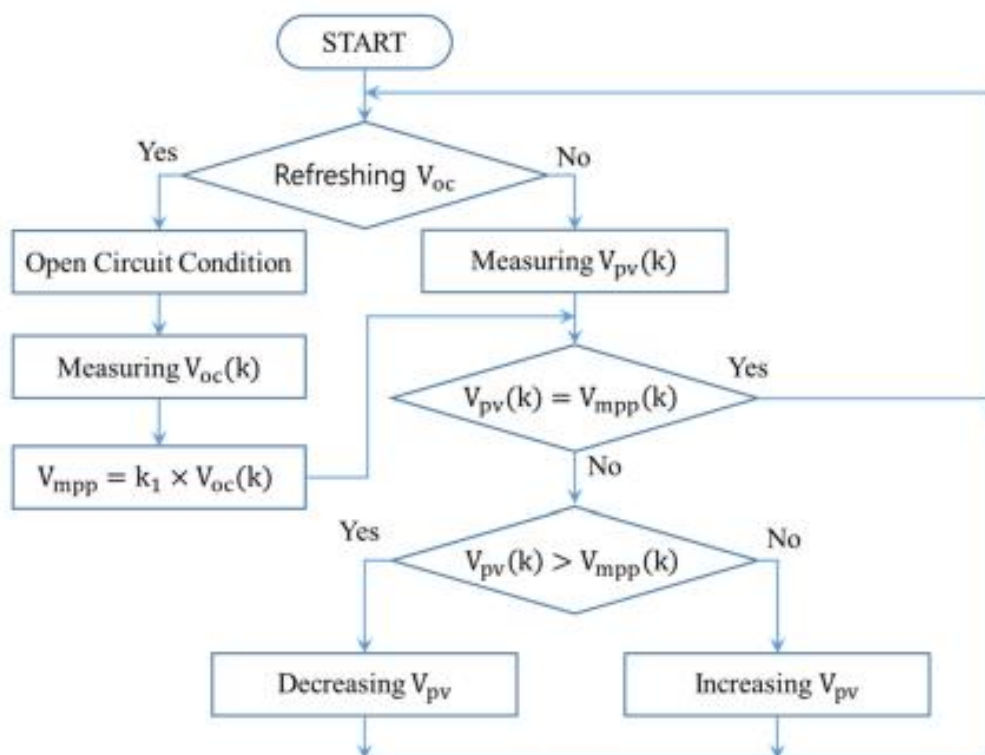
La constante k representa el porcentaje de tensión de máxima potencia (Vmpp), para una determinada tensión a circuito abierto (Voc). Ko *et al.* (2020) afirma también que la tensión de

máxima potencia (V_{mpp}) normalmente es entre el 70% y 80% de la tensión a circuito abierto (V_{oc}), por lo que k oscila entre 0.7 y 0.8 respectivamente.

Ko *et al.* (2020) menciona que este algoritmo requiere que el módulo fotovoltaico se desconecte o se separe de la carga para medir la tensión en circuito abierto (V_{oc}) de dicho modulo. Esta desconexión puede ser cíclica o puede ser realizada con condiciones en el algoritmo. Este algoritmo se ilustra en el diagrama de la figura 33.

Figura 33

Algoritmo MPPT Voltaje Fraccional a Circuito Abierto (FOCV)

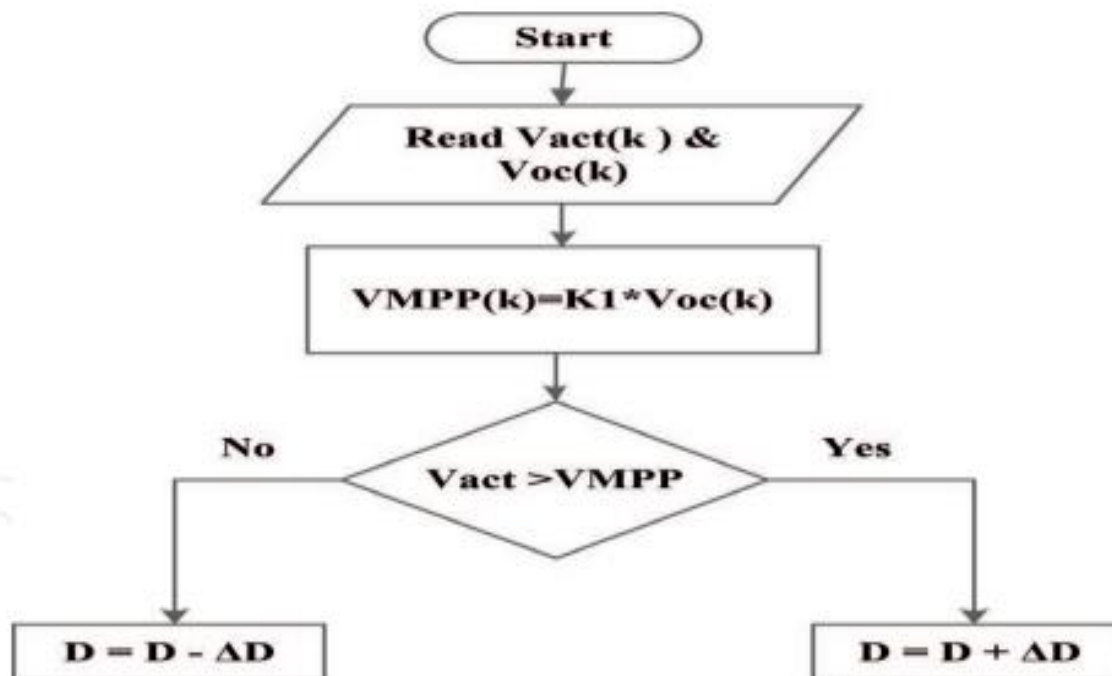


Nota. Esta figura muestra el diagrama de flujo del algoritmo MPPT Voltaje Fraccional a Circuito Abierto (FOCV). *Fuente.* Ko *et al.* (2020)

Existen diversas versiones de este algoritmo, tal como el que plantea Ebrahim *et al.* (2018) en la figura 34:

Figura 34

Algoritmo MPPT Voltaje Fraccional a Circuito Abierto (FOCV)

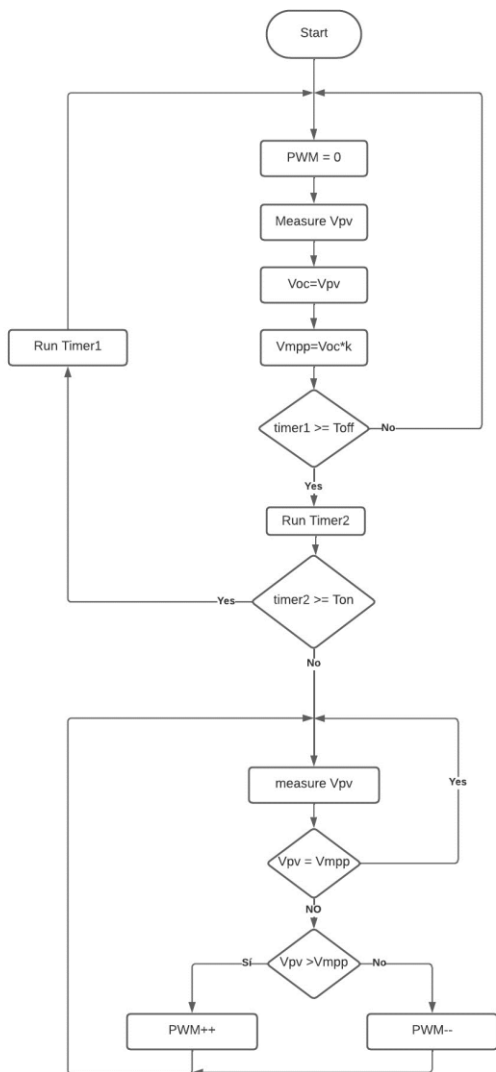


Nota. Esta figura muestra el diagrama de flujo del algoritmo MPPT Voltaje Fraccional a Circuito Abierto (FOCV). *Fuente.* Ebrahim *et al.* (2018)

Se utilizó como referencia el algoritmo dado por Ebrahim *et al.* (2018) para ser implementado, tal como se observa en la figura 35. A pesar de que el diseño del equipo no lleva incluido algún circuito de desconexión de los módulos Fotovoltaicos, se apaga el convertidor enviando una señal digital al pin SD (shutdown) del controlador IR2110.

Figura 35

Algoritmo MPPT Voltaje Fraccional a Circuito Abierto (FOCV) Adaptado al Proyecto



Fuente. Elaboración propia

En la figura 36, se observa el código implementado, para el algoritmo mencionado anteriormente.

Figura 36

Código En Arduino Del Algoritmo MPPT Voltaje Fraccional a Circuito Abierto (FOCV)

```

.....
.....
Vmpp=Voc*0.8;
if (V_PV > Vmpp) {
if(V_BATT < 14.4) {
duty++;
pwm=duty1+Dduty;
pwm = constrain(pwm, 0, 254);
}
}
if(V_BATT > 14.4) {
duty--;
pwm=duty1-Dduty;
pwm = constrain(pwm, 0, 254);
}
else{
duty--;
pwm=duty1-Dduty;
pwm = constrain(pwm, 0, 254);
}
analogWrite (PMOS,pwm);
}
}

if (I_PV > 1.0){
digitalWrite(PMOS_DIODE, HIGH);
}
if (I_PV < 1.0){
digitalWrite(PMOS_DIODE, LOW);
}

if (currentMillis - previousMillis >= interval){
counter++;

if (counter > timerOn){
counter = 0;
}
previousMillis = currentMillis;
}
if (counter >=0 && counter < timerOff){
Voc=V_PV;
digitalWrite(enable, HIGH);
}
else{
digitalWrite(enable, LOW);
}

```

Fuente. Elaboración propia

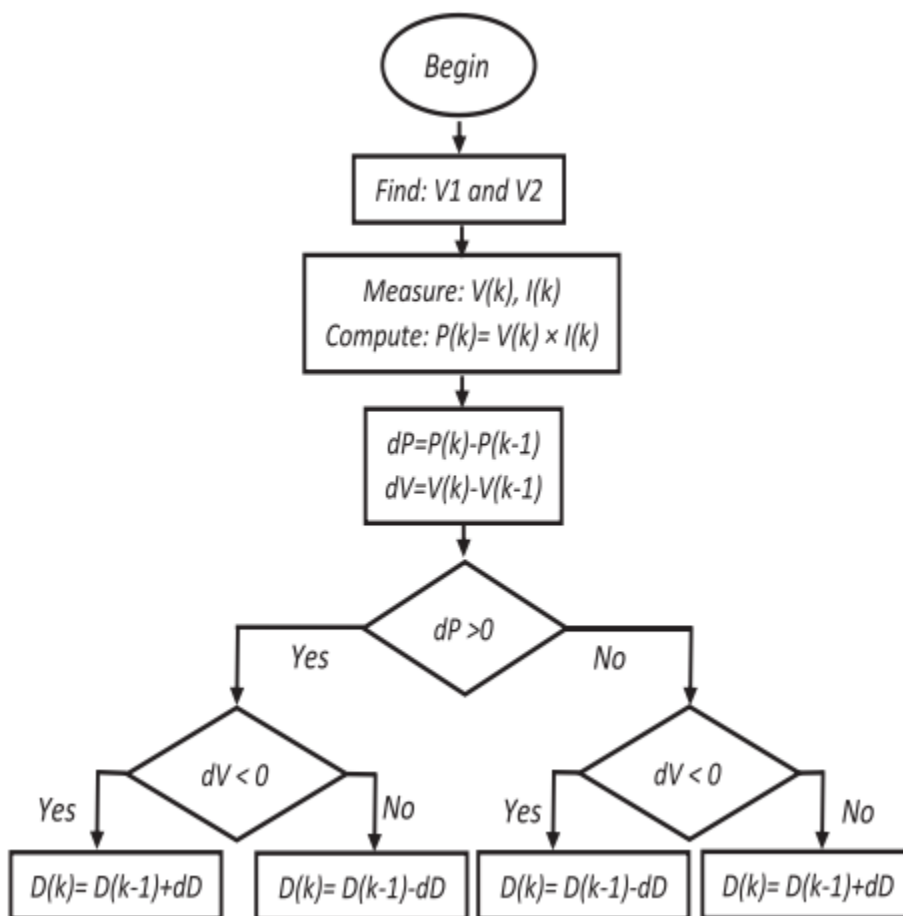
Perturbar & Observar (P&O)

De acuerdo con Kamran *et al.* (2020), este algoritmo consiste en la perturbación y observación del voltaje del módulo fotovoltaico. Este proceso se lleva a cabo comparando muestras de tensión y de potencia en tiempo actual y tiempo pasado. Las perturbaciones de voltaje cambian la potencia del módulo fotovoltaico. Se perturba el voltaje de modo que la potencia siga incrementando hasta que se llegue al punto de máxima potencia. Si la potencia disminuye, se reduce la perturbación del voltaje para que se alcance dicho punto. Tal como se ilustra en el diagrama de flujo de la figura 37, Las variables a medir para el seguimiento MPPT en este algoritmo, son el voltaje y la potencia del módulo solar. Para medir la potencia, es necesario medir la intensidad y el voltaje del mismo. La perturbación del voltaje se realiza variando el ciclo de trabajo del convertidor de potencia. Se implementó el algoritmo tal como se

observa en la figura 38, a partir del diagrama de flujo de la figura 37 y que finalmente, se realizó el código de programación, que se observa en la figura 39.

Figura 37

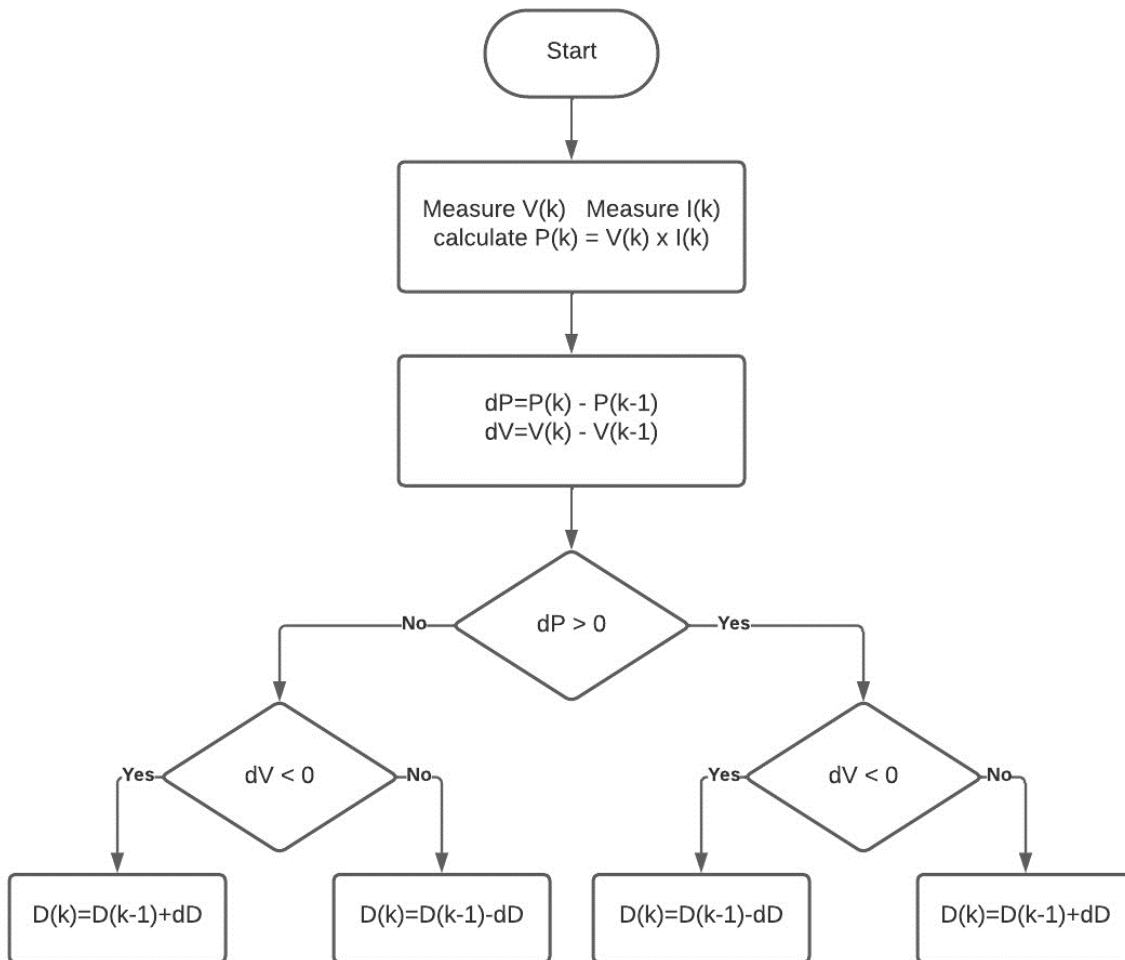
Algoritmo MPPT Perturbar & Observar (P&O)



Nota. Esta figura muestra el diagrama de flujo del algoritmo MPPT Perturbar & Observar (P&O). Fuente. Kamran *et al.* (2020)

Figura 38

Algoritmo MPPT Perturbar & Observar (P&O) Adaptado al Proyecto



Fuente. Elaboración propia

Figura 39

Código Algoritmo MPPT Perturbar & Observar (P&O) en Arduino

```

if (dP > 0){
    if (dV < 0){
        duty++;
        pwm=duty1+Dduty;
        pwm = constrain(pwm, 0, 254);
    }
    else{
        duty--;
        pwm=duty1-Dduty;
        pwm = constrain(pwm, 0, 254);
    }
}

else{
    if (dV < 0){
        duty--;
        pwm=duty1-Dduty;
        pwm = constrain(pwm, 0, 254);
    }
    else{
        duty++;
        pwm=duty1+Dduty;
        pwm = constrain(pwm, 0, 254);
    }
}

}

else{
    duty=0;
    pwm=duty1+Dduty;
    pwm = constrain(pwm, 0, 254);
}

analogWrite (EMOS, pwm);

```

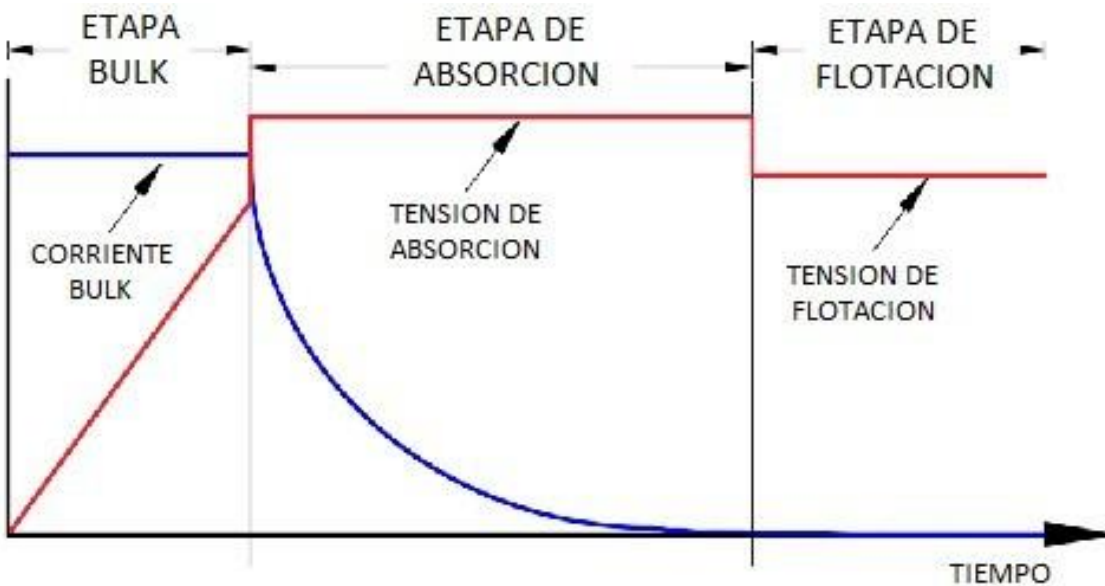
Fuente. Elaboración propia

Algoritmo de Carga de Baterías

Según Moreno *et al.* (2003) en el proceso de carga de voltaje constante se aplica voltaje constante a la batería. Estando la batería descargada el valor de corriente de carga inicial es muy alto por lo que debe ser limitado a un valor de entre el 10% y 25% de la capacidad de la batería. Cuando la tensión sube a valores entre 14.4V y 14.8V, la intensidad de carga baja gradualmente hasta cierto valor indicando el fin del proceso de carga. En la mayoría de los cargadores incorporan un proceso de flotación en el que una vez la batería queda cargada, el cargador baja la tensión de carga a una tensión de entre 13.6 V y 13.8V según el fabricante. Esta tensión se conoce como tensión de flotación.

Figura 40

Grafica de Carga de una Batería de Ácido - Plomo

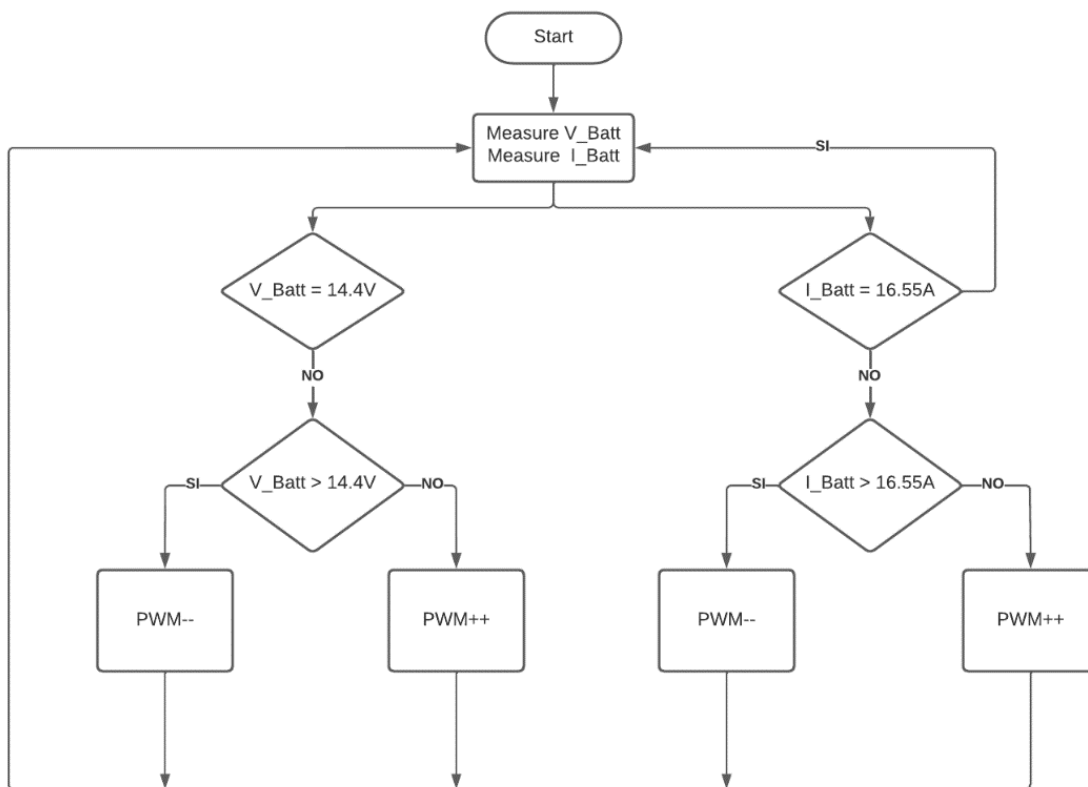


Nota. Esta figura muestra la gráfica de carga de una batería de ácido – plomo. *Fuente.* Marietta *et al.* (2017)

Teniendo en cuenta el proceso de carga descrito anteriormente en la figura 40, se crea el siguiente diagrama de flujo. En la figura 41, se observa que el diagrama de flujo a la izquierda controla el voltaje mientras que el diagrama de flujo a la derecha controla la corriente. El control de corriente regulará la corriente al valor máximo calculado para el convertidor.

Figura 41

Algoritmo de Carga de Baterías de Ácido – Plomo

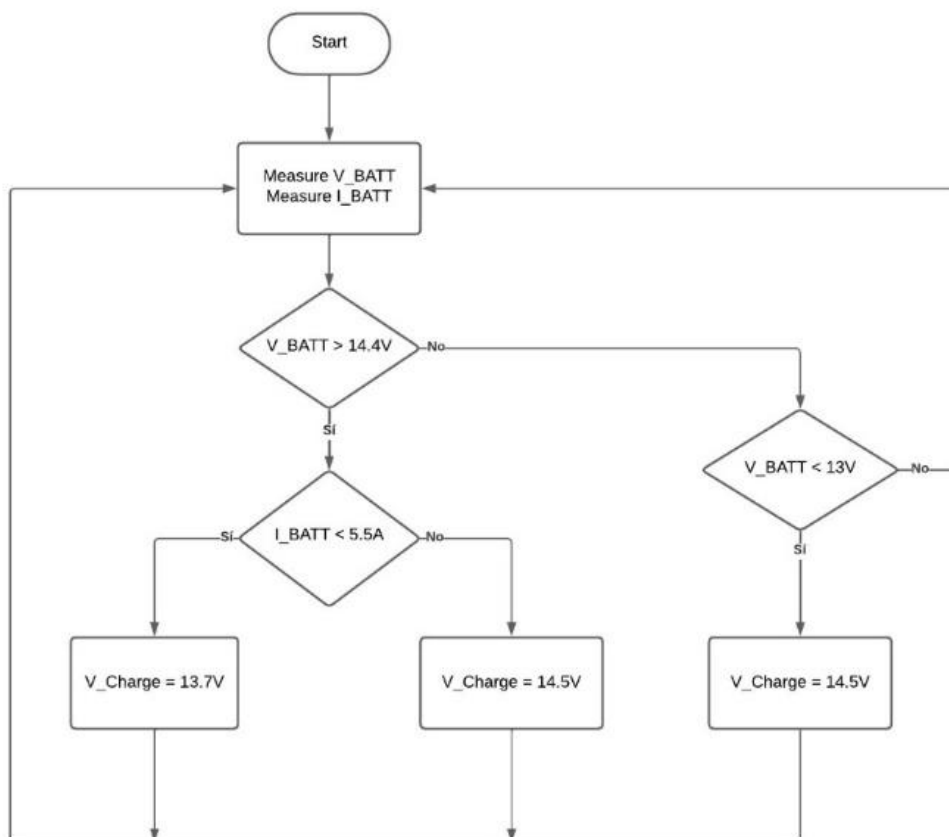


Fuente. Elaboración propia

El algoritmo que ajusta la tensión de flotación se observa en la figura 42.

Figura 42

Algoritmo de Carga de Flotación para Baterías de Ácido – Plomo



Fuente. Elaboración propia

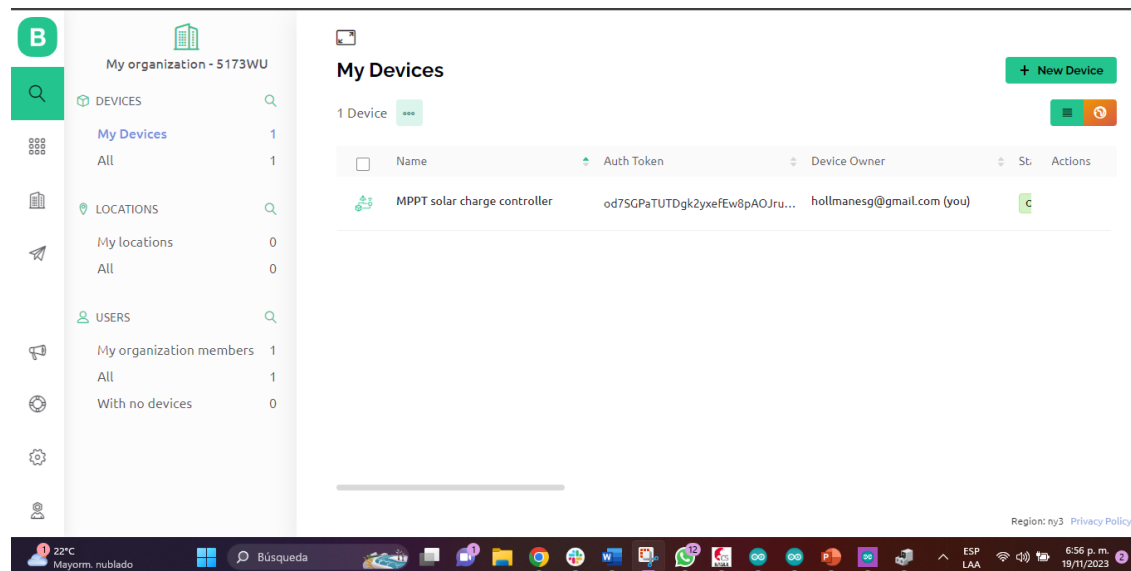
En la parte derecha del algoritmo de la figura 42, se implementó una condición, que permite reanudar la carga de la batería. Esto con el propósito de recuperar la carga de la batería, que se haya usado durante el funcionamiento de los elementos de consumo, conectados a la instalación solar fotovoltaica aislada. Si la tensión de la batería cae por debajo de 13V, el equipo pasa a cargar la batería del modo de flotación, al modo Bulk y al mismo tiempo se extrae la máxima potencia de los módulos solares fotovoltaicos.

Telemetría

Para la transmisión y recepción de datos, se utiliza la librería del transceptor NRF24L01. Los datos son transmitidos vía wifi, mediante un módulo de transmisión de telemetría basado en un microcontrolador ESP32 (ver apéndice E), para ser monitoreados mediante el uso de la APP Blynk. Inicialmente este módulo recibe los datos enviados por el equipo, a través del transceptor NRF24L01. Tal como se observa en la figura 43, se abrió una cuenta en la plataforma de blynk y posteriormente se creó un dispositivo desde la plataforma web. El nombre en este caso del dispositivo se llama MPPT solar charge controller.

Figura 43

Plataforma Blynk



Fuente. Elaboración propia

Se ingresa a la sección de datastreams y se asignaron las variables que se utilizaron en la librería de blynk en Arduino. En la figura 44, las variables son de tipo double (valores decimales). La plataforma permite crear aplicaciones para NodeMCU como ESP32, ESP8266,

etc. Es compatible con Wifi, Bluetooth, XBEE, entre otros dispositivos. Solo es gratuita durante 30 días, siendo necesario pagar una mensualidad para modificar o incorporar funciones adicionales a los proyectos que se desarrollen.

Figura 44

Variables Declaradas en la Plataforma Blynk

The screenshot shows the Blynk web interface for a project titled "MPPT solar charge controller". The "Datastreams" tab is active, displaying a table of 9 datastreams. The table has columns for Id, Name, Alias, Color, Pin, Data Type, Units, Is Raw, Min, and Actions. Three datastreams are visible in the table:

Id	Name	Alias	Color	Pin	Data Type	Units	Is Raw	Min	Actions
10	Double V0	Double V0	Yellow	V0	Double	V	false	0	
11	Double V1	Double V1	Pink	V1	Double	V	false	0	
12	Double V2	Double V2	Red	V2	Double	A	false	0	

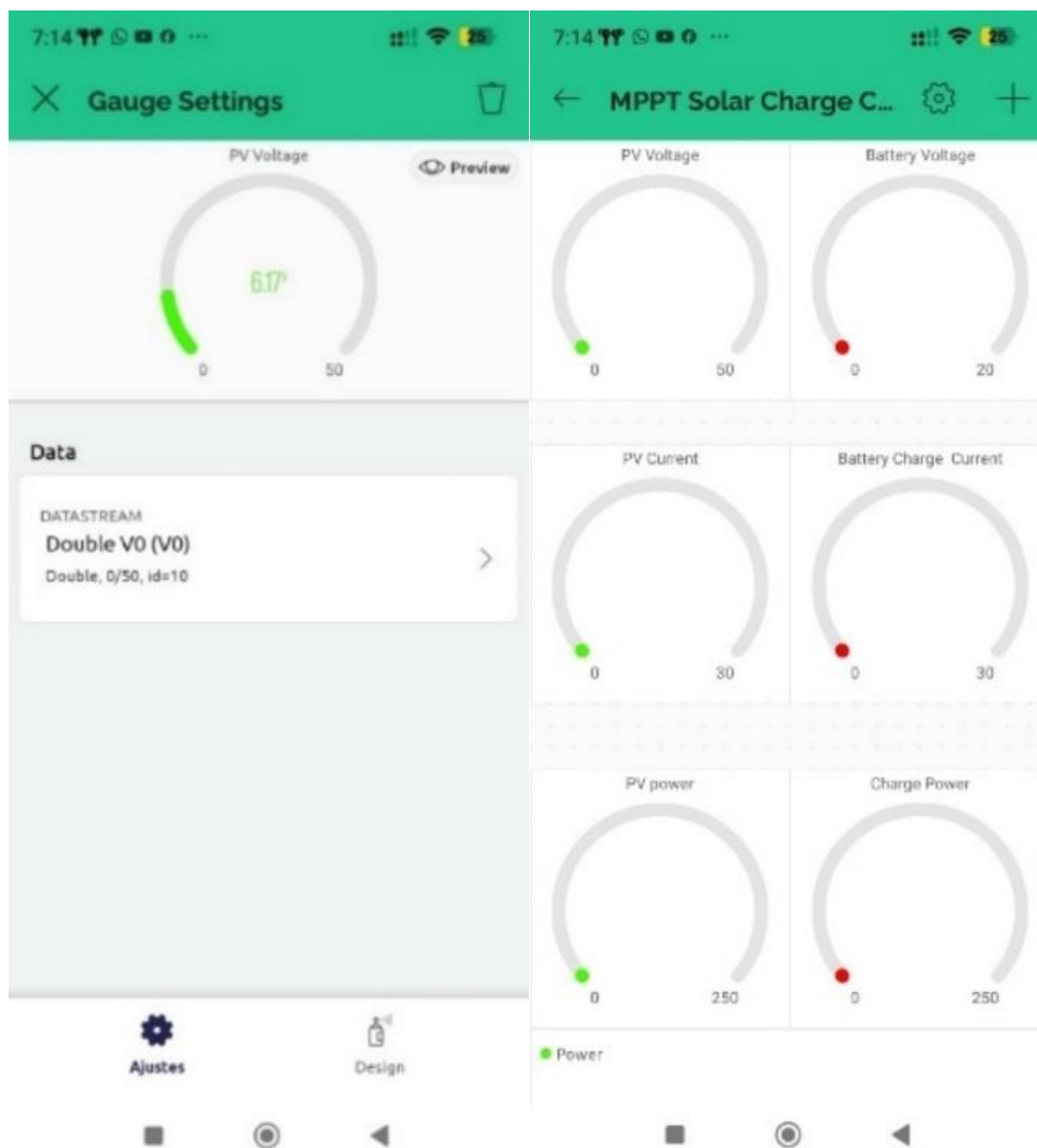
The interface also includes a search bar for datastreams, a "+ New Datastream" button, and a sidebar with navigation options like Home, Web Dashboard, Automations, Metadata, Events, and Mobile Dashboard. The bottom of the screen shows a Windows taskbar with the date 19/11/2023 and time 7:07 p. m.

Fuente. Elaboración propia

Se asignan los valores a cada widget o visualizador en la app, para ser visualizadas en la misma. En este caso, se usaron widgets en forma de indicador (Gauge), como el ilustrado en la figura 45.

Figura 45

Configuración de Widgets en Forma de Indicadores o Gauge desde el Celular



Fuente. Elaboración propia

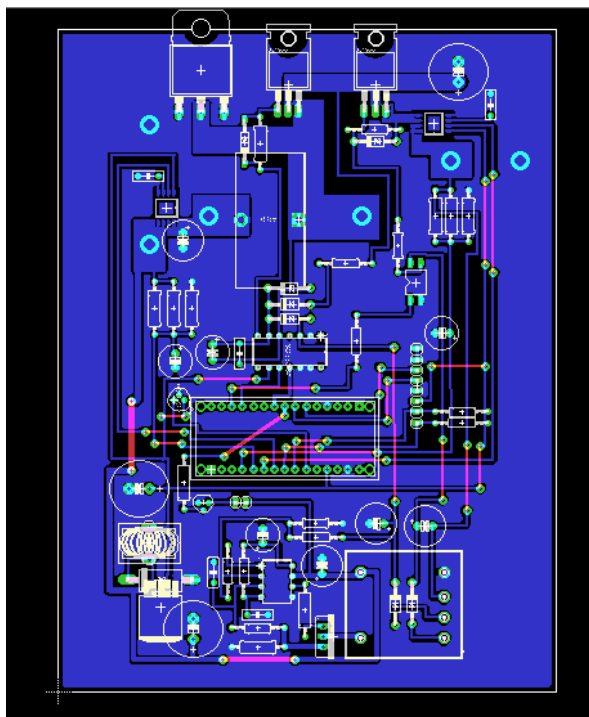
Resultados

Diseño Electrónico

El diseño electrónico del circuito impreso se realiza en el software Eagle. El circuito impreso está diseñado para placas fenólicas de una sola capa, tal como se observa en la figura 46, los trazos en rojo representan los puentes de conexión por la capa superior que fueron realizados en alambre de cobre. Se diseñó con un plano de tierra que abarca todo el espacio de la placa con el propósito de tener una mejor conexión a tierra de los componentes electrónicos dando como resultado, la reducción de ruido eléctrico. Los componentes de montaje superficial como el regulador de voltaje de 5V, sensores de corriente ACS712 - 20A y algunos condensadores cerámicos, se encuentran soldados en la capa inferior del circuito impreso.

Figura 46

Diseño de Circuito Impreso

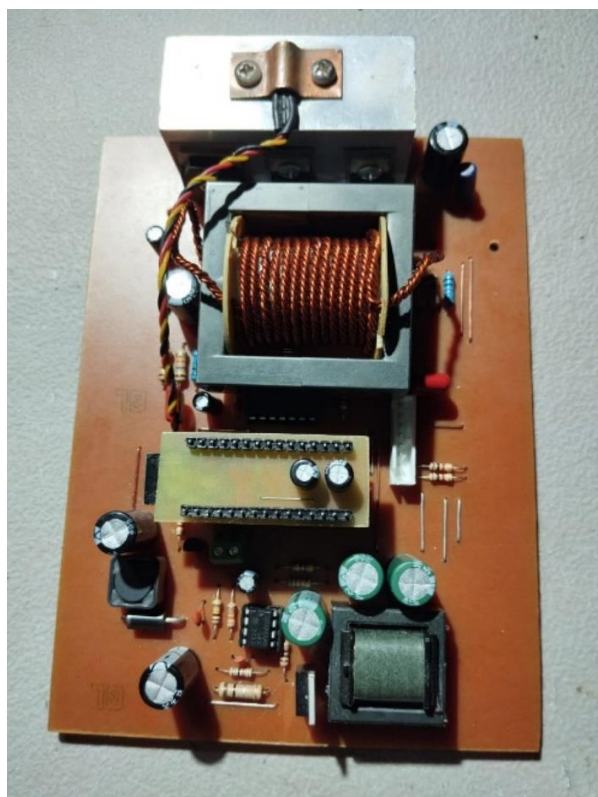


Fuente. Elaboración propia

El circuito impreso se realizó mediante el método de planchado. Debido a la dificultad de encontrar placas fenólicas de fibra de vidrio en la ciudad, se optó por usar placas fenólicas de baquelita. Luego de ser inspeccionado el circuito impreso, y probado eléctricamente, se realizó la inserción de los componentes electrónicos y los correspondientes puentes de conexión mencionados en el apartado anterior. El montaje físico se detalla en la figura 47.

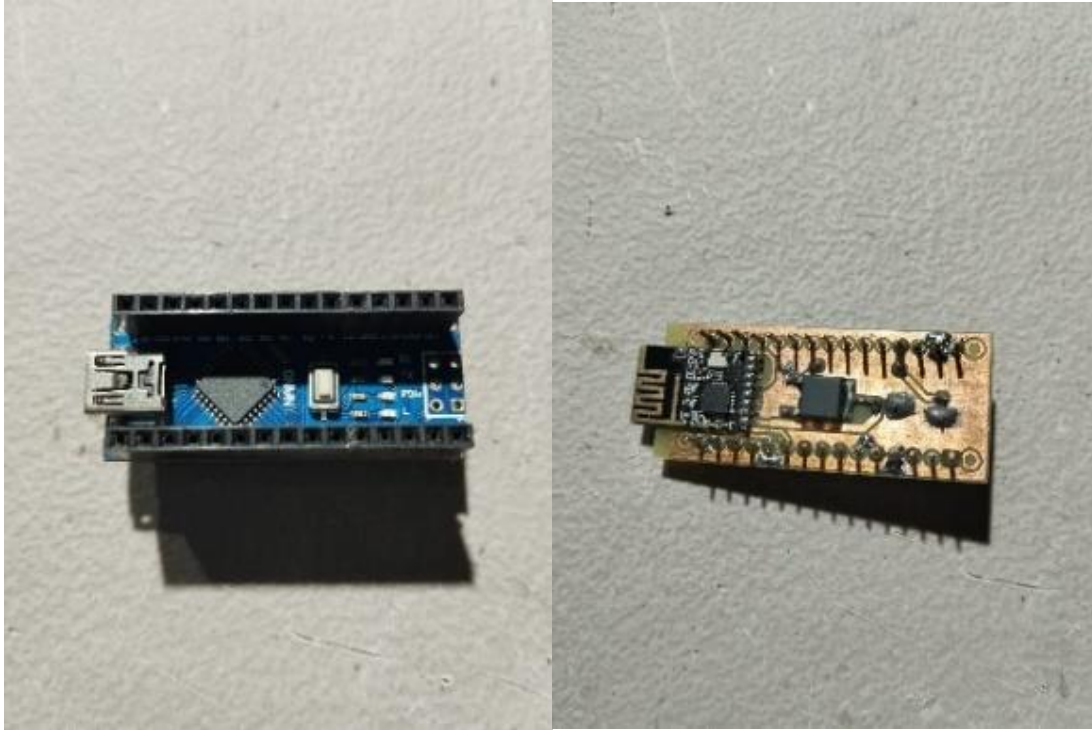
Figura 47

Ensamblaje del Circuito Impreso



Fuente. Elaboración propia

En la figura 48, se detalla que la tarjeta Arduino nano se le ha incorporado conectores macho/hembra, de modo que este sea insertado en la placa del equipo, al tiempo que el módulo de telemetría se inserte sobre la tarjeta Arduino nano.

Figura 48*Tarjeta Arduino y Módulo de Telemetría*

Fuente. Elaboración propia

El equipo electrónico se ensambla en una caja para proyectos de plástico que fue mecanizada con el propósito de instalar el ventilador de enfriamiento, la pantalla LCD, y las aberturas para el cableado eléctrico, tal como se ilustra a continuación en la figura 49.

Figura 49

Montaje del Equipo



Fuente. Elaboración propia

Montaje Eléctrico

Figura 50

Montaje Eléctrico



Fuente. Elaboración propia

En la figura 50, se detalla el montaje eléctrico dotado de elementos de protección (Breakers), un elemento de carga (2 lámparas halógenas de 50W), el equipo a probar y una batería de 12V con una capacidad de almacenamiento de 170Ah, tal como se ilustra en la figura 51.

Figura 51

Batería 12V 170Ah



Fuente. Elaboración propia

Los dos módulos fotovoltaicos de 100W observados en la figura 52, fueron instalados en el tejado de la terraza con el propósito de aprovechar al máximo la incidencia del sol en ese espacio.

Figura 52*Módulos Solares Fotovoltaicos de 100W*

Fuente. Elaboración propia

Pruebas Algoritmos MPPT

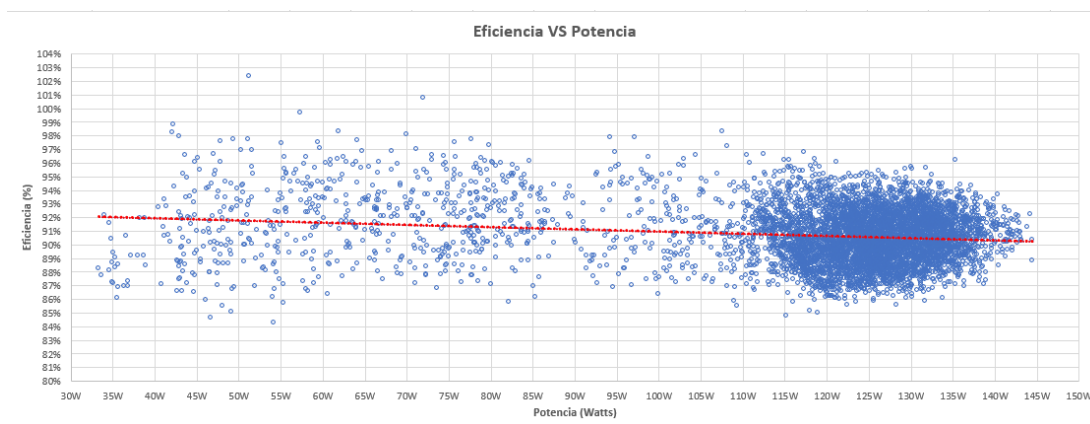
Se recolectan datos de telemetría de los 3 algoritmos MPPT elegidos mediante un registrador de datos o datalogger implementado con arduino (ver apéndice G). La prueba se realiza en un periodo de tiempo de 30 minutos para cada algoritmo. Con el sistema de telemetría Se recogieron más de 5000 datos de telemetría.

Algoritmo de Voltaje Constante (CV)

Eficiencia. La eficiencia del equipo con el algoritmo de voltaje constante se situó entre el 84% y 98%. La tendencia (línea roja) ha revelado una tendencia negativa, indicando que la eficiencia bajó aproximadamente 2 puntos porcentuales durante la prueba. En la gráfica de la figura 53, se evidenció una mayor concentración de puntos en la parte derecha indicando que hay mayores lecturas de eficiencia en un rango de 86% a 95% para un rango de potencia comprendido entre 110W y 145W.

Figura 53

Gráfica Potencia vs Eficiencia Algoritmo Voltaje Constante (CV)

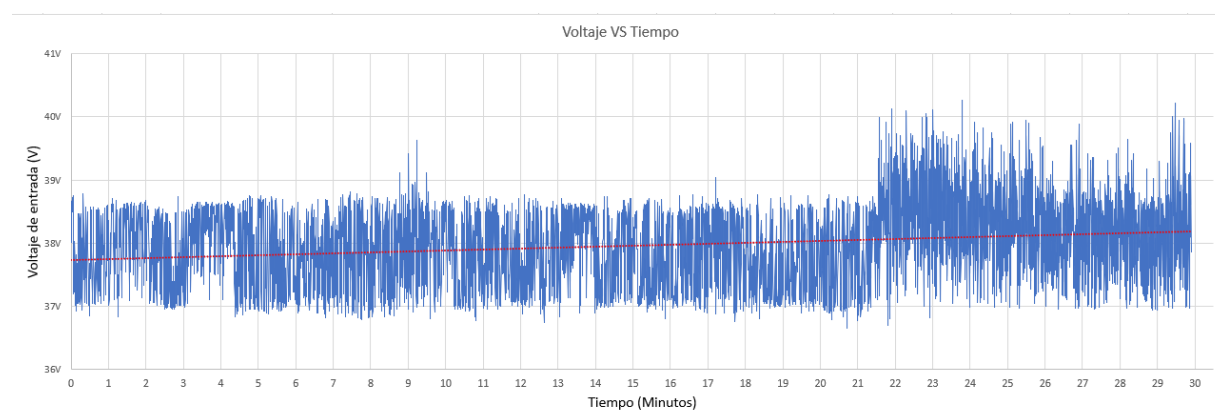


Fuente. Elaboración propia

Voltaje de Módulos Fotovoltaicos. Tal como se observa en la figura 54, el voltaje de los módulos fotovoltaicos oscilaba entre 36.65 Voltios y 38.54 Voltios, lo que representa una variación de 1.89 Voltios. Después de 22 minutos se registró un aumento de tensión superior a 40 Voltios debido a que la batería había llegado a la tensión máxima de carga de 14.4 Voltios, lo que provocó que el algoritmo no opere a un voltaje cercano al valor de referencia programado en el código. Se concluye que este algoritmo ha realizado el seguimiento de máxima potencia en un rango de voltaje cercano al valor de referencia mencionado (37.8 Voltios).

Figura 54

Grafica Voltaje vs Tiempo Algoritmo Voltaje Constante (CV)

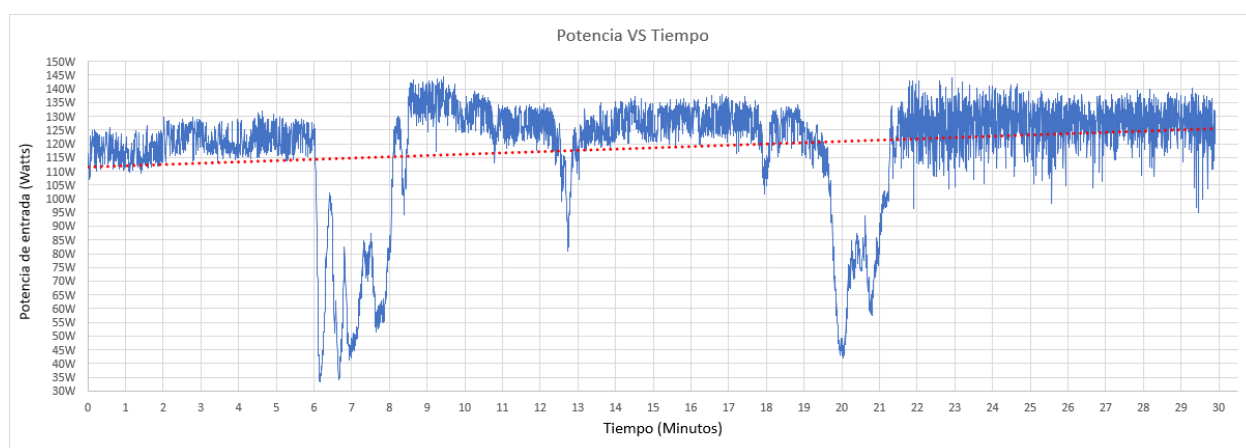


Fuente. Elaboración propia

Potencia. En la gráfica de la figura 55, se registraron dos reducciones de potencia entre los minutos 6 y 20 de la prueba debido a la presencia de nubes lo que provocó una caída en la potencia de entre 35W y 45W. después de 22 minutos, la potencia se incrementó, pero con fuertes oscilaciones debido a que la batería había llegado a la tensión máxima de carga de 14.4 Voltios.

Figura 55

Gráfica Potencia vs Tiempo Algoritmo Voltaje Constante (CV)



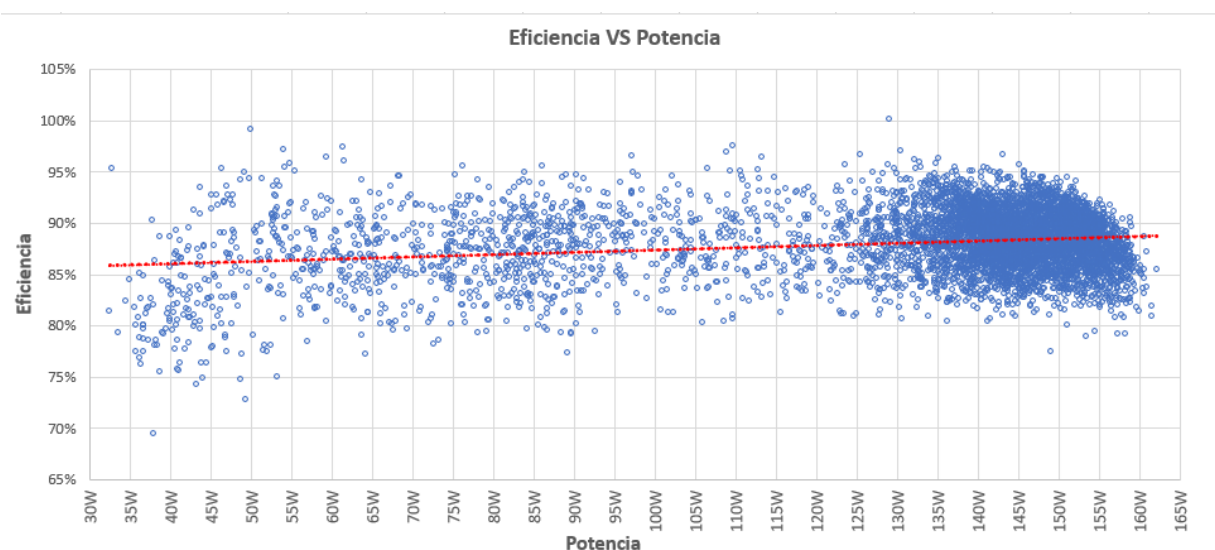
Fuente. Elaboración propia

Algoritmo Perturbar y Observar (P&O)

Eficiencia. En la gráfica de la figura 56, se evidencia que la tendencia es positiva, por lo que hubo un aumento de 4 puntos porcentuales en la eficiencia durante la prueba. En la gráfica se evidenció una mayor concentración de puntos en la parte derecha indicando que hay mayores lecturas de eficiencia en un rango de 80% a 95% para un rango de potencia comprendido entre 125W y 160W.

Figura 56

Gráfica Potencia vs Eficiencia Algoritmo Perturbar & Observar (P&O)

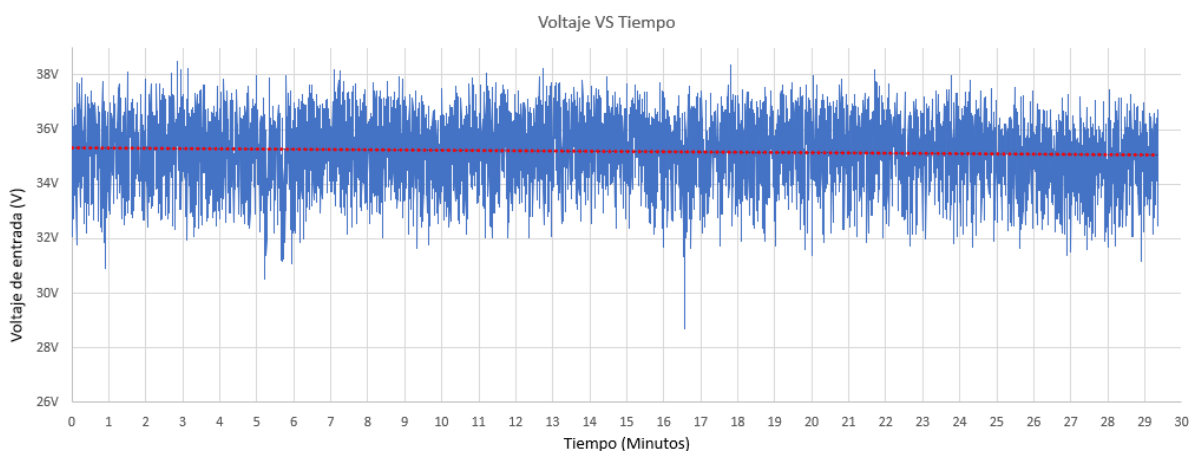


Fuente. Elaboración propia

Voltaje de Módulos Fotovoltaicos. Se evidencia en la gráfica 57 que, durante las pruebas, las oscilaciones en la tensión de los módulos fotovoltaicos de aproximadamente 6 voltios en comparación con el algoritmo anterior. A pesar de que la tendencia es negativa, la reducción de la tensión fue de aproximadamente 0.2494 Voltios durante toda la prueba.

Figura 57

Gráfica Voltaje vs Tiempo Algoritmo Perturbar & Observar (P&O)

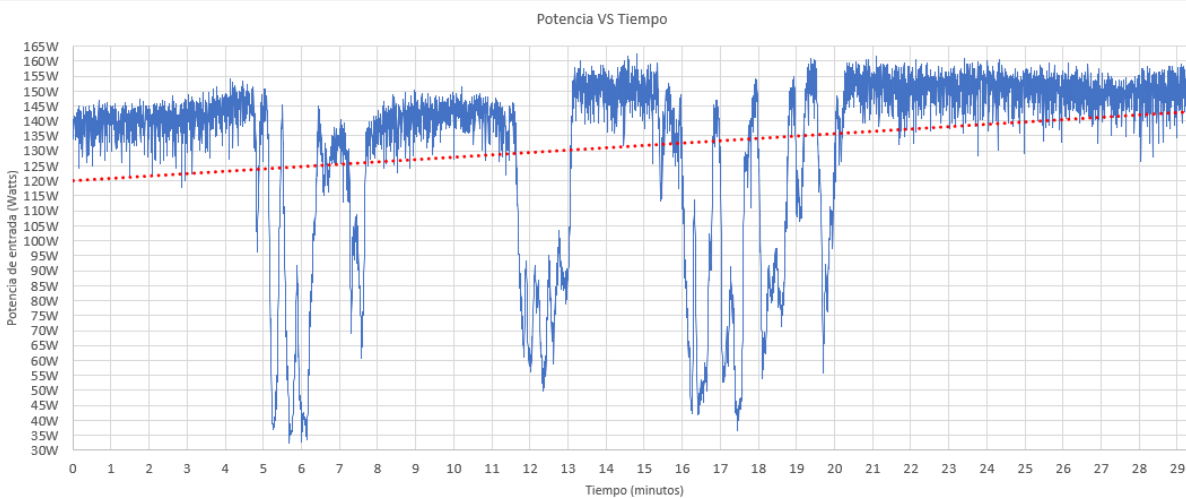


Fuente. Elaboración propia

Potencia. En la figura 58, se evidencian cambios de potencia debido a las variaciones en la radiación solar provocadas por las condiciones ambientales que había durante la prueba. La tendencia es positiva con un aumento de potencia de 22.93W al final de la prueba

Figura 58

Grafica Potencia vs Tiempo Algoritmo Perturbar & Observar (P&O)



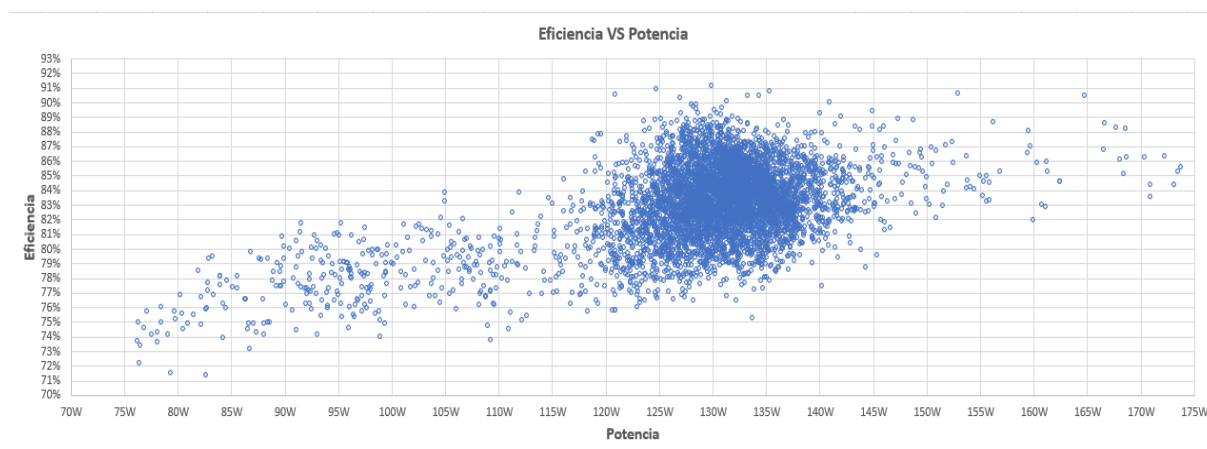
Fuente. Elaboración propia

Algoritmo Voltaje Fraccional a Circuito Abierto (FOCV)

Eficiencia. Tal como se muestra en la figura 59, hay una mayor concentración de datos en la parte central del grafico debido a que los datos registrados corresponden a lecturas de eficiencia en un rango de 77% y 89% para potencias de entre 120W y 145W. la eficiencia se redujo en comparación a los algoritmos anteriores debido a que este algoritmo de seguimiento desconectaba los módulos fotovoltaicos con el propósito de medir la tensión a circuito abierto de los mismos y así calcular el voltaje de máxima potencia.

Figura 59

Grafica Eficiencia vs Potencia Algoritmo Voltaje Fraccional a Circuito Abierto (FOCV)

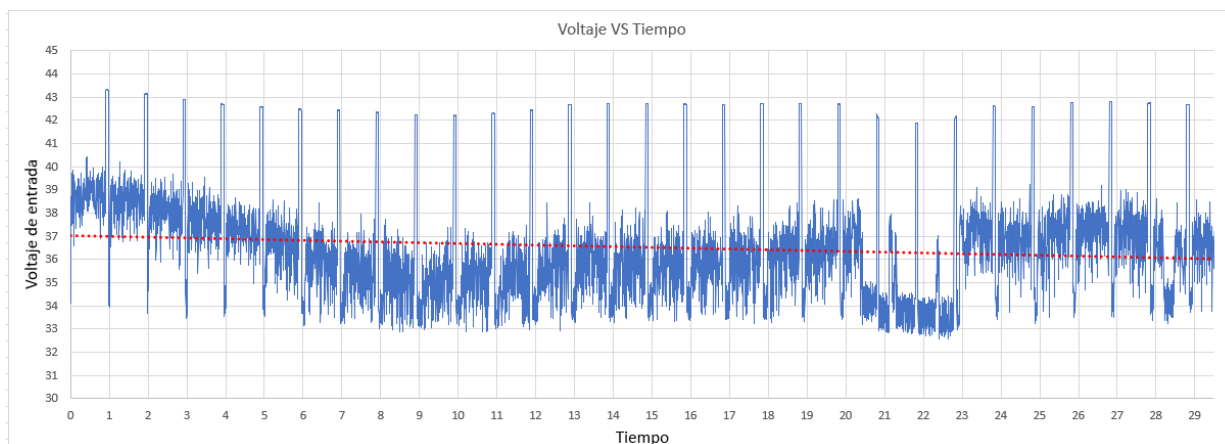


Fuente. Elaboración propia

Voltaje de Módulos Fotovoltaicos. Tal como se observa en la gráfica de la figura 60, registraron 29 picos de tensión resultado de la desconexión de los módulos fotovoltaicos. Las interrupciones fueron realizadas por el mismo algoritmo de seguimiento con un intervalo de tiempo de 1 minuto. Las interrupciones tuvieron una duración de 3 segundos con el propósito de que el algoritmo tuviese tiempo suficiente para guardar el dato de la tensión a circuito abierto. La tendencia es negativa con una reducción de 1 voltio en la tensión durante la prueba. Con lo anterior mencionado, se confirma el correcto funcionamiento del algoritmo. La tensión a circuito abierto variaba entre 42V y 43V.

Figura 60

Gráfica Voltaje vs Tiempo Algoritmo Voltaje Fraccional a Circuito Abierto (FOCV)

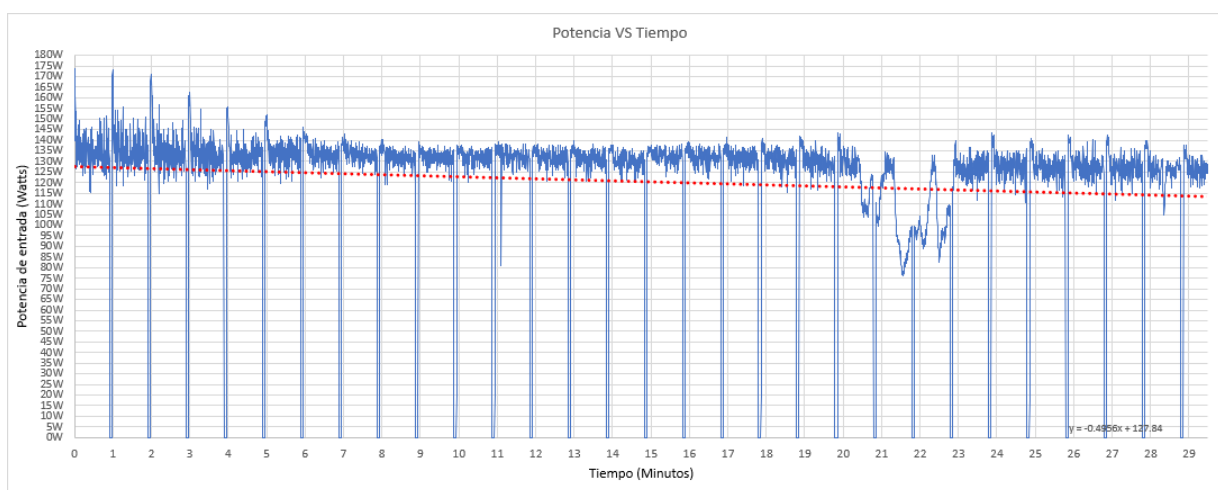


Fuente. Elaboración propia

Potencia. En la figura 61, se observa que hay un patrón similar al de la figura 60. Esto es debido a que, durante la desconexión de los módulos fotovoltaicos, la potencia extraída es cero. Las caídas de potencia en la gráfica ocurren en el mismo intervalo de tiempo. La tendencia es negativa indicando una reducción de la potencia de 14.37W durante toda la prueba. En la gráfica se observa una oscilación considerable de la potencia durante los primeros 3 minutos de la prueba causado por los ciclos de desconexión y conexión de los módulos fotovoltaicos; Después de 4 minutos las oscilaciones se reducen considerablemente.

Figura 61

Gráfica Potencia vs Tiempo Algoritmo Voltaje Fraccional a Circuito Abierto (FOCV)



Fuente. Elaboración propia

Tabla 4*Datos Promediados de los 3 Algoritmos MPPT Evaluados*

Algoritmo MPPT Evaluado	Voltaje de entrada (V)	Voltaje de salida (V)	Corriente de entrada (A)	Corriente de salida (A)	Potencia de entrada (W)	Potencia de salida (W)	Eficiencia (%)
CV	37.95V	14.04V	3.12A	7.62A	118.53W	107.40W	90.67%
P&O	35.18V	13.76V	3.74A	8.39A	131.54W	116.11W	88.12%
FOCV	36.52V	14.21V	3.34A	6.99A	120.42W	100.16W	82.92%

Nota. Esta tabla muestra el promediado de los datos recolectados, durante la prueba de cada uno de los algoritmos MPPT elegidos. *Fuente.* Elaboración propia

Con los datos de la tabla 4, se afirma que el algoritmo MPPT con mayor eficiencia es el de voltaje constante. Sin embargo, la potencia extraída (potencia de entrada) fue menor en comparación a los algoritmos Perturbar & Observar (P&O) y Voltaje Fraccional a Circuito Abierto (FOCV). El promedio del voltaje de entrada (Voltaje de los módulos fotovoltaicos) fue de 37.95V; una tensión 0.15V mayor a la tensión de referencia de 37.8V fijado en la programación del algoritmo realizada en Arduino. A pesar de lo mencionado anteriormente, este algoritmo hace que los módulos solares operen a un voltaje de máxima potencia cercano al fijado en el algoritmo.

El algoritmo de Voltaje Fraccional a Circuito Abierto (FOCV) obtuvo la menor eficiencia en comparación al algoritmo de Voltaje Constante (CV) y Perturbar & Observar (P&O). la razón de esta reducción de eficiencia es debido a los ciclos de conexión y desconexión que deben realizarse cada cierto tiempo para que el algoritmo actualice el voltaje de punto de máxima potencia. El intervalo de estos ciclos de conexión y desconexión durante la prueba fue de 1

minuto. A pesar de los inconvenientes mostrados anteriormente, la potencia extraída (potencia de entrada) fue 1.89W más que el algoritmo de Voltaje Constante (CV). La tensión de los módulos fotovoltaicos (Voltaje de entrada) fue 1.43V menos que en el algoritmo de Voltaje Constante.

Finalmente, el algoritmo Perturbar & Observar (P&O) fue el que extrajo mayor potencia de los 3 algoritmos evaluados con una potencia extraída (Potencia de entrada) de 131,54W y una eficiencia de 88.12%; 2.55 puntos porcentuales menos en comparación al algoritmo de voltaje Constante (CV) y 5.2 puntos porcentuales más en comparación al algoritmo de Voltaje Fraccional a Circuito Abierto. La tensión de los módulos fotovoltaicos (voltaje de entrada) fue menor de los 3 algoritmos evaluados. La reducción de la eficiencia fue en gran parte provocado por las oscilaciones de voltaje y potencia notables evidenciadas en las gráficas.

Fue elegido el algoritmo MPPT Perturbar & Observar (P&O) ya que este algoritmo fue el que produjo la mayor potencia de los tres algoritmos evaluados. Este algoritmo opera de manera automática, sin necesidad de ajustes adicionales.

Producción Fotovoltaica Durante 3 Días

La producción solar fotovoltaica en un día describe una gráfica similar a la campana de gauss. Tal como se observa en la figura 62:

Figura 62

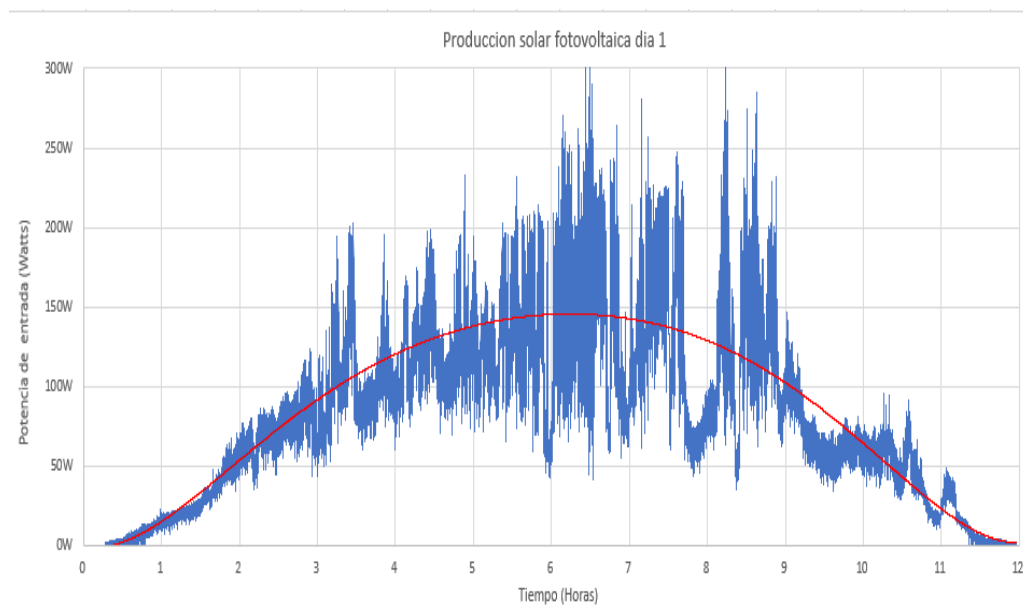
Irradiación Solar en un Día



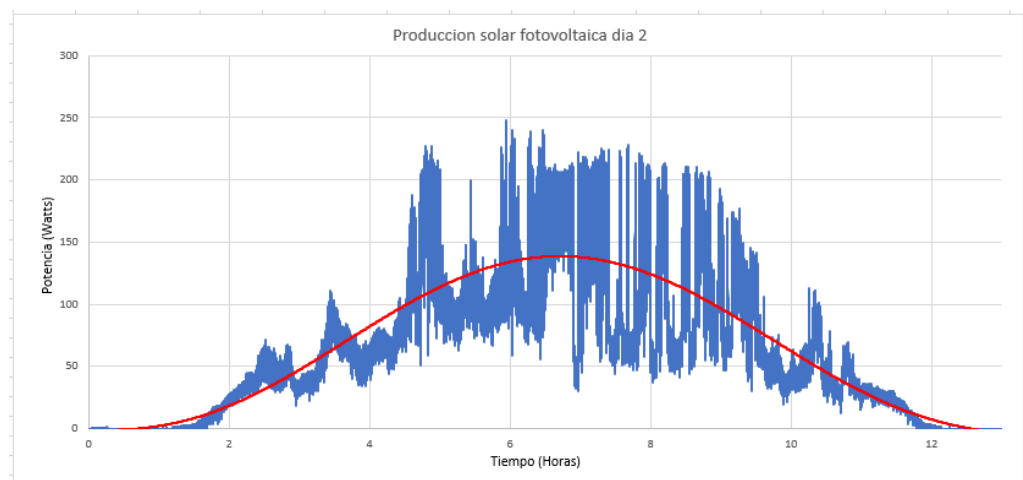
Nota. Esta figura muestra la curva que representa la irradiación solar en un día. *Fuente.* Irama & Arturo (2017)

De acuerdo con Irama & Arturo (2017), a medio día, la radiación solar es mayor. Las horas del día que presentan mayor cantidad de radiación solar, se conocen como Horas Solares Pico (HSP).

Es por eso que el equipo, fue probado durante 3 días, debido a que cada día, se pueden presentar condiciones ambientales distintas. Se recolectaron datos desde las 6:00 AM hasta las 6:00 PM. Esto con el propósito de graficar la producción Solar fotovoltaica en ese rango de tiempo. Fue necesario el uso de regresiones polinomiales de grado 6, para graficar de manera aproximada la curva de producción a partir de los datos recolectados, similar a la observada en la figura 62. Los resultados se pueden observar en las siguientes graficas.

Figura 63*Grafica Producción Solar Fotovoltaica Día 1*

Fuente. Elaboración propia

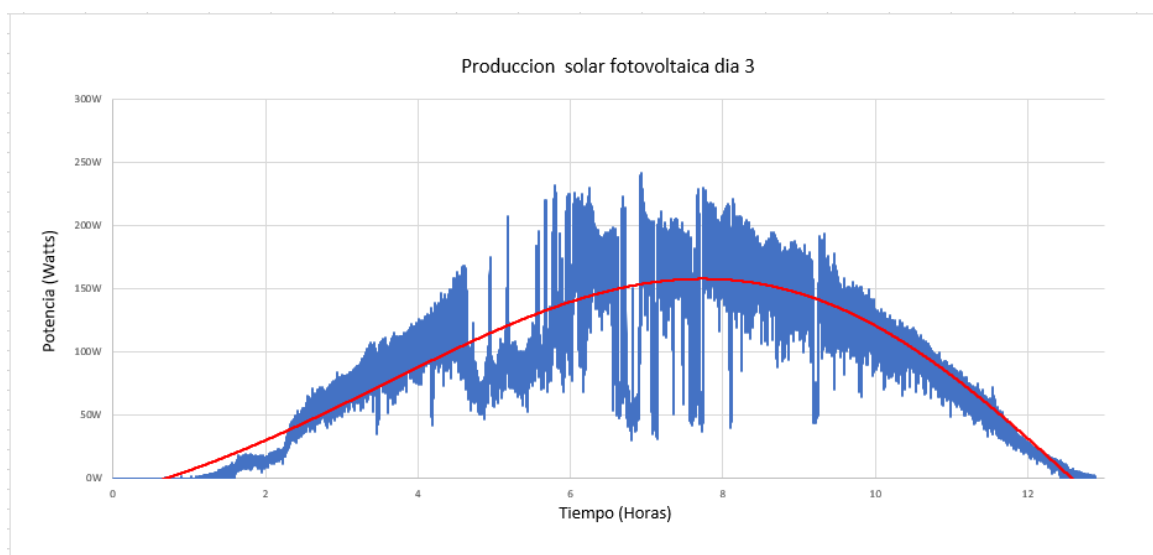
Figura 64*Grafica Producción Solar Fotovoltaica Día 2*

Fuente. Elaboración propia

En los días 1 y 2 de pruebas, representadas en las gráficas de las figuras 63 y 64 respectivamente, se registraron variaciones bruscas de potencia en gran parte del tiempo, debido a que eran días parcialmente nublados, lo que afectaba la producción solar del montaje fotovoltaico instalado para las pruebas.

Figura 65

Grafica Producción Solar Fotovoltaica Día 3



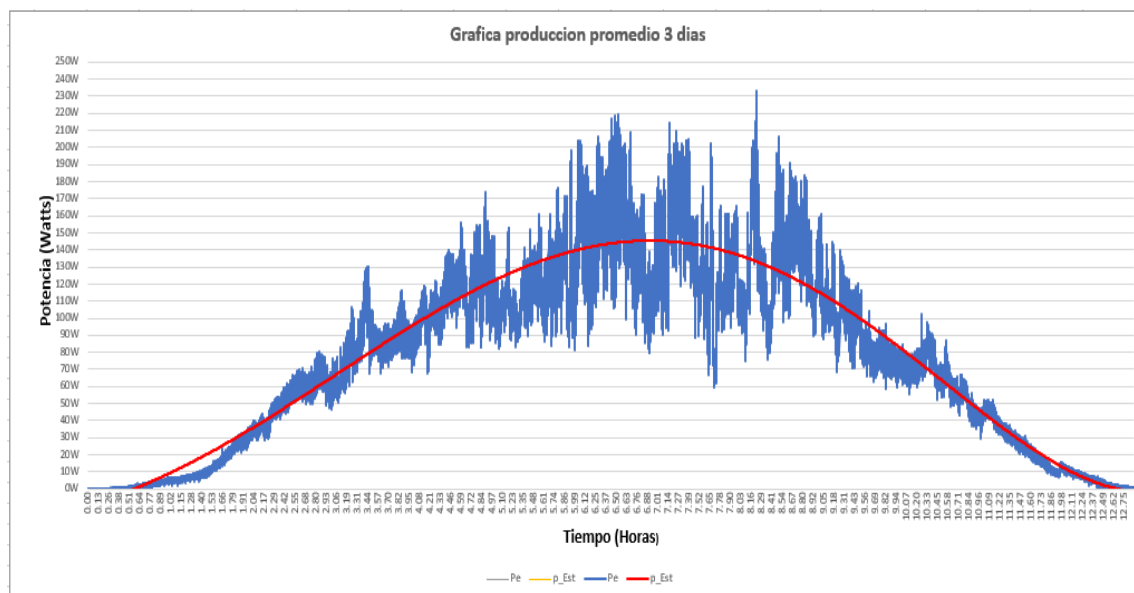
Fuente. Elaboración propia

En el día 3 de la prueba, representado en la gráfica de la figura 65, se registraron menos variaciones de potencia en comparación a los días anteriores, debido a que gran parte del día fue soleado.

Finalmente, los datos de producción solar de los 3 días mencionados anteriormente fueron promediados y graficados, dando como resultado la siguiente grafica (Ver figura 66).

Figura 66

Grafica Producción Solar Fotovoltaica Promedio de los 3 Días



Fuente. Elaboración propia

Como se observa en la ilustración 66, la curva roja, representa la potencia estimada aproximada del promedio de los 3 días, cuya forma se asemeja a la campana de Gauss; típica de la producción solar fotovoltaica y de la irradiación solar en un día (Figura 62).

Con los resultados reflejados en las gráficas anteriores, se puede afirmar que el equipo diseñado realiza satisfactoriamente el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT).

Plan de Mejoras a Corto y Mediano Plazo

La siguiente tabla muestra un plan de mejoras a corto y mediano plazo para el diseño e implementación del presente proyecto. Estas mejoras plasmadas en la tabla 5, permiten alargar la vida útil de la batería en las instalaciones solares Fotovoltaicas aisladas puesto a que el almacenamiento de energía en este tipo de instalaciones suele ser la parte más costosa y la que mayores cuidados requiere.

Tabla 5

Plan de Mejoras a Corto y Mediano Plazo

Corto plazo	Mediano plazo
Incorporar algoritmo de ecualización para baterías de plomo acido. Este algoritmo aumenta la tensión de carga a más de 15V con el propósito de balancear la gravedad del electrolito de la batería evitando la sulfatación prematura. Este algoritmo solo se aplica a baterías de ácido plomo liquidas.	Una vez implementado el algoritmo de ecualización se debe realizar una prueba con una batería solar de plomo acido liquido en una instalación solar aislada.
Incorporar puerto de conexión sensor de temperatura de batería para compensación de tensión de carga con la temperatura	El prototipo actual está diseñado para baterías de ácido – plomo, por lo que es necesario actualizar software para cargar baterías tanto de plomo - acido, como de ion litio.
Mejorar la estabilidad de la potencia del algoritmo MPPT utilizado en el equipo.	Actualizar software para carga de baterías de 12V y 24V (modo Auto rango).

Nota. Esta tabla muestra las correspondientes adecuaciones a corto y mediano plazo para la mejora de las prestaciones del prototipo. *Fuente.* Elaboración propia

Plan De Mantenimiento

El equipo al ser estático y no poseer partes móviles, tiene la ventaja de que no requiere de un mantenimiento extenso. El siguiente plan de mantenimiento, representado en la tabla 6, se aplica para mantener el equipo en óptimas condiciones de operación alargando su vida útil.

Tabla 6

Plan de Mantenimiento

Mantenimiento	Periodicidad
Limpieza de rejillas de ventilación.	Cada mes dependiendo del espacio en el que se encuentre instalado el equipo.
Limpieza de conexiones eléctricas.	Cada 3 meses.
Revisión de cableado eléctrico.	Cada 3 meses.

Nota. Esta tabla muestra el plan de mantenimiento del prototipo. *Fuente.* Elaboración propia

El regulador MPPT tiene la función de cargar la batería de una instalación solar fotovoltaica aislada. Sin embargo, la batería debe realizarse el siguiente plan de mantenimiento ya que esto repercute en la autonomía de la instalación. Las baterías de plomo-acido de tipo gel o AGM, no requieren mantenimiento. Este plan de mantenimiento se detalla en la tabla 7.

Tabla 7

Plan de Mantenimiento Batería de Instalación Fotovoltaica

Mantenimiento	Periodicidad
Revisión del nivel de líquido de la batería (solo baterías de plomo abiertas)	Cada mes
Revisión de terminales de batería.	Una vez al mes

Nota. Esta tabla muestra el plan de mantenimiento del prototipo. *Fuente.* Elaboración propia

Conclusiones

Durante las pruebas realizadas al equipo, se evidencia el correcto funcionamiento del mismo con los 3 algoritmos MPPT evaluados. La red de arranque implementada en la sección del controlador IR2110 ha sido imprescindible para su funcionamiento ya que, sin este circuito, el controlador IR2110 no tendría el voltaje necesario para disparar el transistor del convertidor de potencia, imposibilitando el proceso de conmutación. La fuente aislada ha demostrado funcionar de forma estable sin alguna anomalía. El diseño de las pistas del circuito impreso en la sección de potencia del regulador ha favorecido el manejo de intensidades superiores a 10 Amperios en la salida del equipo sin evidencia de recalentamiento. El sistema de refrigeración forzada (ventilador) ha funcionado satisfactoriamente, evacuando el calor del equipo.

El sistema de telemetría Facilita el proceso de las pruebas, puesto que habilita de manera eficiente la transmisión y posteriormente la recolección de datos. Esta transmisión de datos se realiza a intervalos entre 300 y 1000 milisegundos ya que transmitir grandes volúmenes de datos, consume muchos recursos del microcontrolador, haciendo que este se ralentice. La ventaja de este cambio es que la cantidad de datos procesados es menor, agilizando el proceso de análisis de los algoritmos MPPT. A pesar de que los sistemas de recolección de datos (datalogger) y de recepción de datos de telemetría mediante la app móvil blynk implementados en este proyecto son opcionales y no afectan el funcionamiento del equipo, son fundamentales para la gestión de la eficiencia energética en una instalación fotovoltaica aislada.

Durante la evaluación de los algoritmos seleccionados para este proyecto, se evidencia que el algoritmo de voltaje constante (CV) es el más sencillo de implementar y muestra menos oscilaciones de tensión en los módulos fotovoltaicos y una eficiencia mayor en comparación a los demás algoritmos evaluados (> 90%). Sin embargo, este algoritmo realiza el seguimiento del

punto de máxima potencia usando un valor de referencia fijo, provocando que no se llegue al punto de máxima potencia real, con la consecuente reducción de la potencia máxima que se puede extraer de los módulos solares en todas las condiciones de radiación solar presentes en el lugar; razón por la cual la potencia extraída durante la prueba, fue de 118.53W; 1.89W menos en comparación al algoritmo de voltaje fraccional a circuito abierto (FOCV) y 13.01W menos en comparación al algoritmo Perturbar & Observar (P&O). Los valores de referencia se deben ajustar según la temperatura del módulo y la cantidad de radiación solar presente en el ambiente por lo que se dificulta su uso. El algoritmo de voltaje fraccional a circuito abierto (FOCV) ha demostrado un bajo desempeño en comparación a los dos algoritmos evaluados anteriormente, debido a la desconexión que debe realizar el equipo para actualizar el punto de máxima potencia de los módulos fotovoltaicos. Estas continuas desconexiones impiden que la batería se cargue completamente, acortando la autonomía de funcionamiento de la instalación solar fotovoltaica e incluso conlleva el riesgo de acortar la vida útil de la batería; el elemento más costoso de una instalación solar aislada. El algoritmo Perturbar y observar (P&O) convencional ha sido el que ha presentado mayores oscilaciones. A pesar de este inconveniente, es el que ha extraído mayor potencia en comparación al algoritmo de voltaje constante (CV) y Voltaje fraccional a circuito abierto (FOCV), y ha demostrado ser más fiable ya que independiente de los factores ambientales, el algoritmo realiza el seguimiento sin necesidad de ajustes adicionales, de forma automática. Tiene la ventaja de que no se requiere ajustar el voltaje de los módulos fotovoltaicos de forma manual, facilitando su implementación y funcionamiento.

Se eligió el algoritmo Perturbar & Observar (P&O) para ser implementado en el proyecto, debido a que, durante las pruebas, extrajo 131.54W de potencia de los módulos fotovoltaicos; lo que significa un aumento de potencia de 13.01W más que el extraído por el

algoritmo de voltaje constante (CV) y 11.12W más que el algoritmo de voltaje fraccional a circuito abierto (FOCV). A pesar de producir mayor potencia, obtuvo 88.12% de eficiencia, representando una reducción de 2.55 puntos porcentuales en comparación al algoritmo de voltaje constante (CV) y un aumento de 5.2 puntos porcentuales en comparación con el algoritmo de voltaje fraccional a circuito abierto. La razón de esta reducción en la eficiencia es debido a las pérdidas que experimenta el convertidor de potencia, a medida que se produce más potencia y a las oscilaciones en el voltaje de los módulos fotovoltaico. R, Faranda. & S Ieva. (2008) menciona que el algoritmo perturba el voltaje constantemente, para buscar el punto de máxima potencia de los módulos solares, haciendo que la potencia oscile a valores cercanos a la máxima potencia. también afirma que estas oscilaciones generan pérdidas de energía lo que reduce su rendimiento y que su funcionamiento puede verse afectado ante condiciones atmosféricas cambiantes. Cabe mencionar que existen versiones avanzadas del algoritmo perturbar y observar (P&O), en el que se implementan técnicas para mejorar su estabilidad. Sin embargo, no fueron implementados en este proyecto debido a las limitaciones de procesamiento del microcontrolador utilizado y a la escasa información que existen de los métodos que se utilizan para mejorar sus prestaciones.

En los tres algoritmos probados, fue necesario limitar la tensión de carga de la batería a un voltaje de 14.5 Voltios ya que, superando este valor, la materia activa de las placas de la batería se degrada, acortando su vida útil.

Un equipo comercial de características similares puede costar más de 300000 pesos. Sin embargo, el precio del prototipo se encuentra alrededor de los 150000 pesos, representando aproximadamente la mitad del costo.

Recomendaciones

Teniendo en cuenta las conclusiones de este trabajo, se recomienda:

El uso de otro tipo de controladores MOSFET. Algunos controladores MOSFET, llevan integrados sistemas de aislamiento óptico, que otorgan mayor protección a la sección de control, sin afectar su funcionamiento. El uso de placas fenólicas con doble capa de cobre reduce la interferencia electromagnética en la tarjeta, al tiempo que favorece la reducción de las dimensiones de esta.

El uso de módulos NRF24L01 con antena de larga distancia, permite un mayor alcance de transmisión y recepción de datos, dando como resultado, mayor fiabilidad en las comunicaciones entre el equipo y los elementos de recepción, necesarios para recibir y procesar los datos. Explorar otras plataformas de IoT gratuitas para el monitoreo remoto. A pesar de que la plataforma blynk facilita la implementación de aplicaciones de monitoreo, conlleva un costo adicional después de un determinado tiempo de uso.

Continuar con el uso del algoritmo MPPT, Perturbar & Observar (P&O) que fue elegido para este proyecto, ya que ha demostrado mayor producción de potencia, en relación con los otros algoritmos MPPT que fueron objeto de análisis y evaluación.

Investigar a profundidad acerca del algoritmo MPPT Perturbar & Observar (P&O) y sus posibles métodos para mejorar su estabilidad, con el propósito de ser implementado acorde al microcontrolador y hardware elegidos para el desarrollo del proyecto.

Implementar dos límites de tensión de carga para baterías AGM y baterías de gel. El límite de tensión implementado en el equipo no es compatible para la carga de baterías de gel, ya que con tensiones superiores a 14.3V, provocan el rápido deterioro de este tipo de baterías, provocando daños irreversibles.

Usar componentes de montaje superficial (SMD), ya que estos montados en PCB doble capa, permiten una reducción considerable de las dimensiones de los componentes, al tiempo que estos materiales, se venden por lotes a un precio menor, en comparación a los componentes de montaje tradicional (THT). Sin embargo, los componentes electrónicos de potencia deben ser de montaje tradicional o Through Hole (THT).

Referencias Bibliograficas

Alarcón, W. & Sánchez, S. (2021) *Características de baterías para instalaciones de sistemas fotovoltaicos aislados en zonas rurales del departamento de Santander Colombia*

[informe de proyecto de grado, Unidades Tecnológicas de Santander].

<http://repositorio.uts.edu.co:8080/xmlui/bitstream/handle/123456789/8311/FDC%20125%20WA-SS.pdf?sequence=1>

Ali, A., Almutairi, K., Padmanaban, S., Tirth, V., Algarni, S., Irshad, K., Malik, M. Z. (2020).

Investigation of MPPT Techniques Under Uniform and Non-Uniform Solar Irradiation Condition—A Retrospection, *IEEE Access*, vol. 8, pp. 127368-127392.

<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=9134709>

Allegro microsystems. (2024). *ACS712 datasheet*.

<https://www.allegromicro.com/en/products/sense/current-sensor-ics/zero-to-fifty-amp-integrated-conductor-sensor-ics/acs712>

Amoedo, P., Junco, S., Alba, D., Romero, M., & Sieber, A. V. (2020). *Convertidor electrónico multipropósito para la enseñanza de la electrónica de potencia*.

https://scholar.googleusercontent.com/scholar?q=cache:zqCU7st5nvkJ:scholar.google.com/+implementacion+de+un+convertidor+buck+&hl=es&as_sdt=0,5&as_ylo=2020

Baharudin *et al.* (2018). Performance analysis of DC-DC buck converter for renewable energy application. *Journal of Physics: Conference Series (Vol. 1019, p. 012020)*. IOP

Publishing. <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1742-6596/1019/1/012020/meta>

Bakalakos, E. (2014). *Application Note AN-1195*. [https://www.infineon.com/dgdl/an-](https://www.infineon.com/dgdl/an-1195.pdf?fileId=5546d462533600a40153559b13df115a)

[1195.pdf?fileId=5546d462533600a40153559b13df115a](https://www.infineon.com/dgdl/an-1195.pdf?fileId=5546d462533600a40153559b13df115a)

- Bordón. (2010) *ESTUDIO Y ANÁLISIS DE UN REGULADOR DE CARGA DE BATERÍAS*.
[proyecto fin de grado, Universidad Carlos III de Madrid].
https://docs.google.com/viewerng/viewer?url=https://e-archivo.uc3m.es/bitstream/handle/10016/10870/PFC_Mario_Simon_Bordon.pdf
- Buitrón Higuera, M. (2020). *Implementación de un convertidor para aplicaciones con ultracondensadores*. Universidad de Valladolid.
<https://uvadoc.uva.es/handle/10324/40931>
- Centelsa. (2024). *Tabla AWG alambre esmaltado*.
<https://www.centelsa.com/archivos/c3956452.pdf>
- Ebrahim, M. A., & Mohamed, R. G. (2019). *Comparative study and simulation of different maximum power point tracking (MPPT) techniques using fractional control & grey wolf optimizer for grid connected pv system with battery*. IntechOpen.
<https://www.intechopen.com/chapters/64657>
- Ejury, J. (2013). *Buck converter design*. Infineon Technologies. <https://cdn.badcaps-static.com/pdfs/2a997c023d0eda74b0a3c42d4b38ca9c.pdf>
- Escario (2019). *Control digital con FPGA de un convertidor de potencia Buck síncrono*. [trabajo fin de grado, Universidad Zaragoza]. <https://zagan.unizar.es/record/85258/files/TAZ-TFG-2019-2683.pdf?version=1>
- Espejo Marín (2004). *LA ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA EN ESPAÑA*.
<https://dialnet.unirioja.es/descarga/articulo/1173549.pdf>
- Faranda, R., & Leva, S. (2008). Energy comparison of MPPT techniques for PV Systems. *WSEAS transactions on power systems*, 3(6), 446-455. <http://www.wseas.us/e-library/transactions/power/2008/27-545.pdf>

Gómez, L., Guacaneme, W., Rodríguez, A., Santamaría, F., & Trujillo, C. (2018). Diseño de un regulador de carga para aplicación en una micro red aislada con generación fotovoltaica.

Scientia Et Technica, 23(2), 143-150.

<https://dialnet.unirioja.es/servlet/articulo?codigo=6643329>

Hart, D. W., & Bautista, A. B. (2001). *Electrónica de potencia*. Prentice Hall.

https://lc.fie.umich.mx/~jorgeahb/Pagina/materias/PIES/kupdf.com_electronica-de-potencia-1ra-edicion-daniel-w-hart.pdf

Hauke, B. (2015). *Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage*. Texas Instruments (TI).

https://www.ti.com/lit/an/slva477b/slva477b.pdf?ts=1711522399031&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F

Henao *et al* (2016). *MODELO MATEMÁTICO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS PARA*

BUSQUEDA DISTRIBUIDA DEL PUNTO DE MAXIMA POTENCIA, 19(37), 107-124.

<https://www.redalyc.org/pdf/3442/344247320008.pdf>

Hoyos *et al* (2016) *Dinámica de un convertidor Boost con inclusión de resistencias parásitas controlado con ZAD*, 38(2), 144-153.

<https://www.redalyc.org/articulo.oa?id=329145824008>

International rectifier (2010). *IRF3710 datasheet*.

<https://www.infineon.com/dgdl/irf3710pbf.pdf?fileId=5546d462533600a4015355df95df1947>

International rectifier (2014). *IRFB4110 datasheet*. [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRFB4110-DataSheet-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d462533600a401535615a9571e0b)

[IRFB4110-DataSheet-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d462533600a401535615a9571e0b](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRFB4110-DataSheet-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d462533600a401535615a9571e0b)

International rectifier (2019). *IR2110 datasheet*. [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IR2110-DataSheet-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c80333167e)

[IR2110-DataSheet-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c80333167e](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IR2110-DataSheet-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c80333167e)

Irama, P. & Arturo, M. (20 – 22 de septiembre de 2017). *Productividad de paneles solares monocristalinos*. [Artículo]. MEMORIAS DEL XXIII CONGRESO INTERNACIONAL ANUAL DE LA SOMIM, Cuernavaca, México.

https://somim.org.mx/memorias/memorias2017/articulos/A5_148.pdf

Kamran *et al.* (2020). Implementation of improved Perturb & Observe MPPT technique with confined search space for standalone photovoltaic system. *Journal of King Saud University-Engineering Sciences*, 32(7), 432-441.

<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S101836391730380X>

Ko *et al.* (2020). Overview of maximum power point tracking methods for PV system in micro grid. *Electronics*, 9(5), 816. <https://www.mdpi.com/2079-9292/9/5/816>

Laguado–Serrano, M. A., Paipa, E. L., Bustos–Márquez, L. F., & Sepulveda–Mora, S. B. (2019). Performance comparison between PWM and MPPT charge controllers. *Scientia et Technica*, 24(1), 6-11.

<https://www.redalyc.org/journal/849/84959429001/84959429001.pdf>

Marietta, M. P., Samaniego, B., Guinjoan, F., Velasco, G., Piqué, R., & Blavi, H. V. (2017).

Integración de un algoritmo de gestión de una batería de Pb-ácido en una estrategia de control óptimo para microredes. ResearchGate.

[https://www.researchgate.net/profile/Martin-Marietta-](https://www.researchgate.net/profile/Martin-Marietta-2/publication/318284424_Integracion_de_un_algoritmo_de_gestion_de_una_bateria_de_Pb-)

[2/publication/318284424_Integracion_de_un_algoritmo_de_gestion_de_una_bateria_de](https://www.researchgate.net/profile/Martin-Marietta-2/publication/318284424_Integracion_de_un_algoritmo_de_gestion_de_una_bateria_de_Pb-)

[Pb-](https://www.researchgate.net/profile/Martin-Marietta-2/publication/318284424_Integracion_de_un_algoritmo_de_gestion_de_una_bateria_de_Pb-)

[acido en una estrategia de control optimo para microredes/links/5960a854a6fdccc9b](https://www.researchgate.net/profile/Martin-Marietta-2/publication/318284424_Integracion_de_un_algoritmo_de_gestion_de_una_bateria_de_Pb-)

[1e220ad/Integracion-de-un-algoritmo-de-gestion-de-una-bateria-de-Pb-acido-en-una-](https://www.researchgate.net/profile/Martin-Marietta-2/publication/318284424_Integracion_de_un_algoritmo_de_gestion_de_una_bateria_de_Pb-)

[estrategia-de-control-optimo-para-microredes.pdf](https://www.researchgate.net/profile/Martin-Marietta-2/publication/318284424_Integracion_de_un_algoritmo_de_gestion_de_una_bateria_de_Pb-)

Moreno, J. A., González Beltrán, D. A., and Trujillo Rodríguez, C. L. (2003). Controlador difuso inteligente para un cargador de baterías de plomo-ácido. *Ingeniería*, 8(2), 62-67.

<https://revistas.udistrital.edu.co/index.php/reving/article/view/2693>

Mouser (2022). *UC3843 datasheet*.

https://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc3843.pdf?ts=1725464773276&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FUC3843

Núñez, R & Pinzón, A. (2017). Controlador robusto basado en la técnica QFT para convertidores DC-DC Buck - Boost como regulador de voltaje en generadores fotovoltaicos. *Revista UIS Ingenierías*, 17(1), 1657-4583

<https://www.redalyc.org/journal/5537/553756967025/553756967025.pdf>

Otáñez Luna. (2016) *DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROL MPPT PARA UN CONVERTIDOR BOOST CON APLICACIONES EN SISTEMAS FOTOVOLTAICOS* [tesina de grado, Unidad politécnica de Sinaloa].

<http://repositorio.upsin.edu.mx/formatos/Tesina%20Completa%20David%20Otanez466.pdf>

Parisi, C. (2017). *Multiphase buck design from start to finish*. Texas Instruments (TI).

https://www.ti.com/lit/an/slva882b/slva882b.pdf?ts=1711993197449&ref_url=https%253A%252F%252Fscholar.google.com%252F

Ramos-Paja, Carlos A., Saavedra-Montes, Andrés J., & Bastidas-Rodríguez, Juan D. (2018).

Cargador de baterías fotovoltaico con control por modos deslizantes y limitación de la derivada de corriente de carga. *Tecnológicas*, 21(42), 129-

145. <https://revistas.itm.edu.co/index.php/tecnologicas/article/view/784>

- Resun (2015). *Hoja de datos panel solar 100W*. <https://www.todosolarchile.cl/wp-content/uploads/2019/04/Ficha-t%C3%A9cnica-panel-solar-100-watt-Resun.pdf>
- Rodríguez Lorente, A. (2022). *Diseño básico de bobinas*.
<https://burjcdigital.urjc.es/bitstream/handle/10115/20816/Gu%C3%ADa%20de%20dise%C3%B1o%20de%20bobinas%20discretas.pdf?sequence=1&isAllowed=y>
- Rosales, P. (2019). *IMPLEMENTACION DE UN SISTEMA DE CARGA PARA CELULARES MEDIANTE ENERGÍA SOLAR FOTOVOLTAICA* [proyecto de titulación, Instituto Tecnológico Superior Vida Nueva].
<http://201.159.223.6/bitstream/123456789/83/1/43.1390-ROSALES-PEREZ-CARLOS-EDUARDO.pdf>
- Saliva, A. A. (2013). *Design guide for off-line fixed frequency DCM flyback converter*. Infineon Technologies. <http://www.mouser.sk/pdfdocs/2-8.pdf>
- Serrano *et al.* (2019). *Performance comparison between PWM and MPPT charge controllers*, 24(1), 6-11. <https://www.redalyc.org/journal/849/84959429001/84959429001.pdf>
- TDK (2022). *E25 datasheet*. https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/e_25_13_7.pdf
- TDK (2022). *ETD49 datasheet*. https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/etd_49_25_16.pdf
- Thinkisemi (2024). *XS4202 datasheet*. <http://www.thinkisemi.com/pdf/XS4202.pdf>
- Tian, X., Zhang, J., Ma, Z., He, Y., & Wei, J. (2017). Exponential moving average model in parallel speech recognition training. *arXiv preprint arXiv:1703.01024*.
<https://arxiv.org/abs/1703.01024>
- Williams, A. (2011). *Fundamentals of magnetics design: Inductors and transformers*.
https://iee.li/pdf/viewgraphs/fundamentals_magnetics_design.pdf

Apéndices

Apéndice A

Hoja de Datos Controlador UC3843

Ordering & quality
 Technical documentation
 Design & development
 Support & training

UC1842, UC2842, UC3842, UC1843, UC2843, UC3843
 UC1844, UC2844, UC3844, UC1845, UC2845, UC3845
 SLUS223G – APRIL 1997 – REVISED JULY 2022

UCx84x Current-Mode PWM Controllers

1 Features

- Optimized for off-line and DC-to-DC converters
- Low start-up current (< 1 mA)
- Automatic feedforward compensation
- Pulse-by-pulse current limiting
- Enhanced load-response characteristics
- Undervoltage lockout with hysteresis
- Double-pulse suppression
- High-current totem-pole output
- Internally trimmed bandgap reference
- Up to 500-kHz operation
- Error amplifier with low output resistance

2 Applications

- Switching regulators of any polarity
- Transformer-coupled DC-DC converters

3 Description

The UCx84x series of control integrated circuits provide the features that are necessary to implement off-line or DC-to-DC fixed-frequency current-mode control schemes, with a minimum number of external components. The internally implemented circuits include an undervoltage lockout (UVLO), featuring a start-up current of less than 1 mA, and a precision reference trimmed for accuracy at the error amplifier input. Other internal circuits include logic to ensure latched operation, a pulse-width modulation (PWM) comparator that also provides current-limit control, and a totem-pole output stage that is designed to source or sink high-peak current. The output stage, suitable for driving N-channel MOSFETs, is low when it is in the off state.

The UCx84x family offers a variety of package options, temperature range options, choice of maximum duty cycle, and choice of turnon and turnoff thresholds and hysteresis ranges. Devices with higher turnon or turnoff hysteresis are ideal choices for off-line power supplies, while the devices with a narrower hysteresis range are suited for DC-DC applications. The UC184x devices are specified for operation from -55°C to 125°C, the UC284x series is specified for operation from -40°C to 85°C, and the UC384x series is specified for operation from 0°C to 70°C.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE (PIN)	BODY SIZE (NOM)
UC184x	CDIP (8)	9.60 mm × 6.67 mm
	LCCC (20)	8.89 mm × 8.89 mm
	CFP (8)	9.21 mm × 5.97 mm
UC284x	SOIC (8)	4.90 mm × 3.91 mm
	SOIC (14)	8.65 mm × 3.91 mm
	PDIP (8)	9.51 mm × 6.35 mm
UC384x	SOIC (8)	4.90 mm × 3.91 mm
	SOIC (14)	8.65 mm × 3.91 mm
	PDIP (8)	9.51 mm × 6.35 mm
	CFP (8)	9.21 mm × 5.97 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the datasheet.

Nota. Este apéndice muestra la hoja de datos de controlador UC3843. Fuente. Mouser (2022)

Apéndice B

Hoja de Datos MOSFET IRF3710

International
IR Rectifier

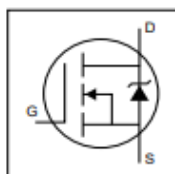
PRELIMINARY

PD 9.1309B

IRF3710

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated

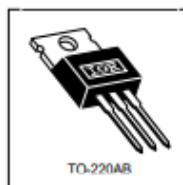


$V_{DSS} = 100V$
 $R_{DS(on)} = 0.025\Omega$
 $I_D = 49A$

Description

Fifth Generation HEXFETs 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	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	49	A
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	35	
I_{DM}	Pulsed Drain Current (1)	180	
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	150	W
	Linear Derating Factor	1.0	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (2)	530	mJ
I_{AR}	Avalanche Current (2)	28	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy (2)	15	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt (3)	5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds Mounting torque, 6-32 or M3 screw	300 (1.6mm from case) 10 lbf-in (1.1N-m)	

Thermal Resistance

Parameter	Parameter	Typ.	Max.	Units
R_{JC}	Junction-to-Case	—	1.0	°C/W
R_{JCS}	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
R_{JA}	Junction-to-Ambient	—	62	

Nota. Este apéndice muestra la hoja de datos del MOSFET IRF3710. Fuente. International rectifier (2010)

Apéndice C

Hoja de Datos MOSFET IRFB4110

International
IR Rectifier

IRFB4110PbF

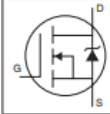
HEXFET® Power MOSFET

Applications

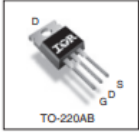
- High Efficiency Synchronous Rectification in SMPS
- Uninterruptible Power Supply
- High Speed Power Switching
- Hard Switched and High Frequency Circuits

Benefits

- Improved Gate, Avalanche and Dynamic dv/dt Ruggedness
- Fully Characterized Capacitance and Avalanche SOA
- Enhanced body diode dV/dt and dI/dt Capability
- Lead Free
- RoHS Compliant, Halogen-Free



V_{DSS}		100V
$R_{DS(on)}$	typ.	3.7mΩ
	max.	4.5mΩ
I_D	(Silicon Limited)	180A ①
I_D	(Package Limited)	120A



G	D	S
Gate	Drain	Source

Base Part Number	Package Type	Standard Pack		Orderable Part Number
		Form	Quantity	
IRFB4110PbF	TO-220	Tube	50	IRFB4110PbF

Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$ (Silicon Limited)	180 ①	A
I_D @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$ (Silicon Limited)	130 ①	
I_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$ (Wire Bond Limited)	120	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ②	670	
P_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Maximum Power Dissipation	370	W
	Linear Derating Factor	2.5	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
dv/dt	Peak Diode Recovery ③	5.3	V/ns
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +175	°C
T_{SOL}	Soldering Temperature, for 10 seconds (1.6mm from case)	300	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10lb*in (1.1N*m)	

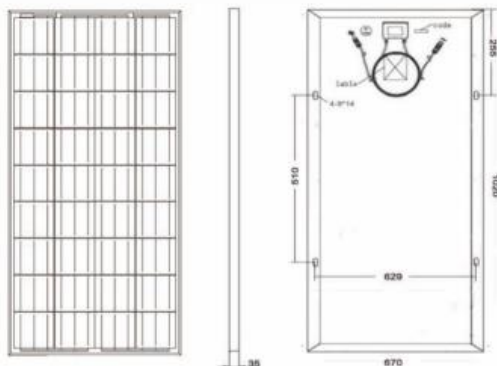
Avalanche Characteristics

E_{AS} (Thermally limited)	Single Pulse Avalanche Energy ④	190	mJ
I_{AS}	Avalanche Current ④	See Fig. 14, 15, 22a, 22b	A

Nota. Este apéndice muestra la hoja de datos del MOSFET IRFB4110. *Fuente.* International rectifier (2014)

Apéndice D

Hoja de Datos Paneles Fotovoltaicos Utilizados



IV-Curves

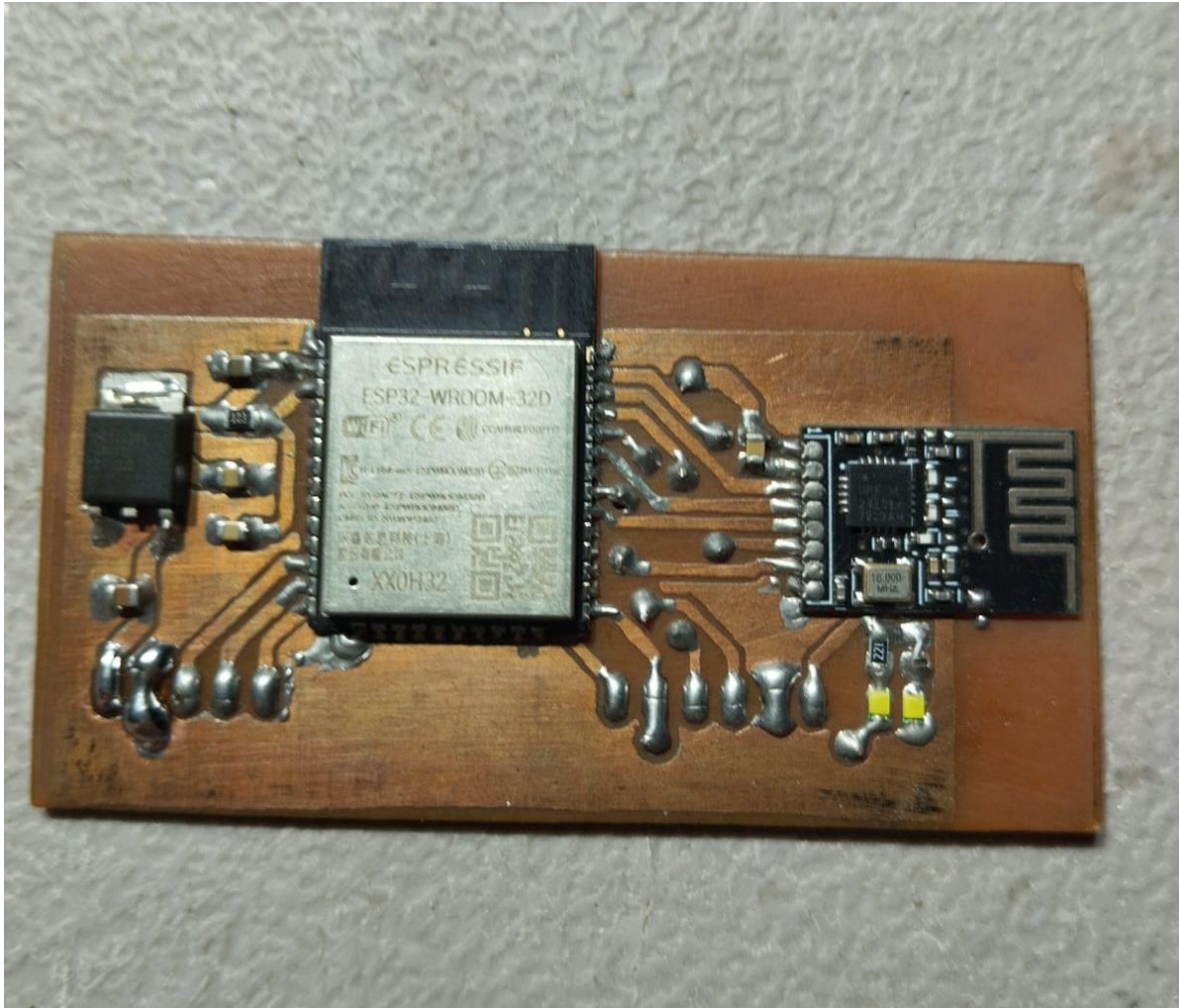
Electrical Data

STC	RSM100M
Nominal Maximum Power(Pmax)	100W
Optimum Operating Voltage(Vmp)	18.90V
Optimum Operating Current(Impp)	5.56A
Open CIRCUIT voltage(Voc)	22.1V
Short Circuit Current(Isc)	6.1A
Operating Temperature	-40°C~+85°C
Maximum System Voltage	1000V(IEC)/600V(UL)
Maximum Series Fuse Rating	15A
Application Classification	Class A
Power Tolerance	0 ~ + 5W

Nota. Este apéndice muestra la hoja de datos de los paneles fotovoltaicos utilizados para las pruebas. *Fuente.* Resun (2015)

Apéndice E

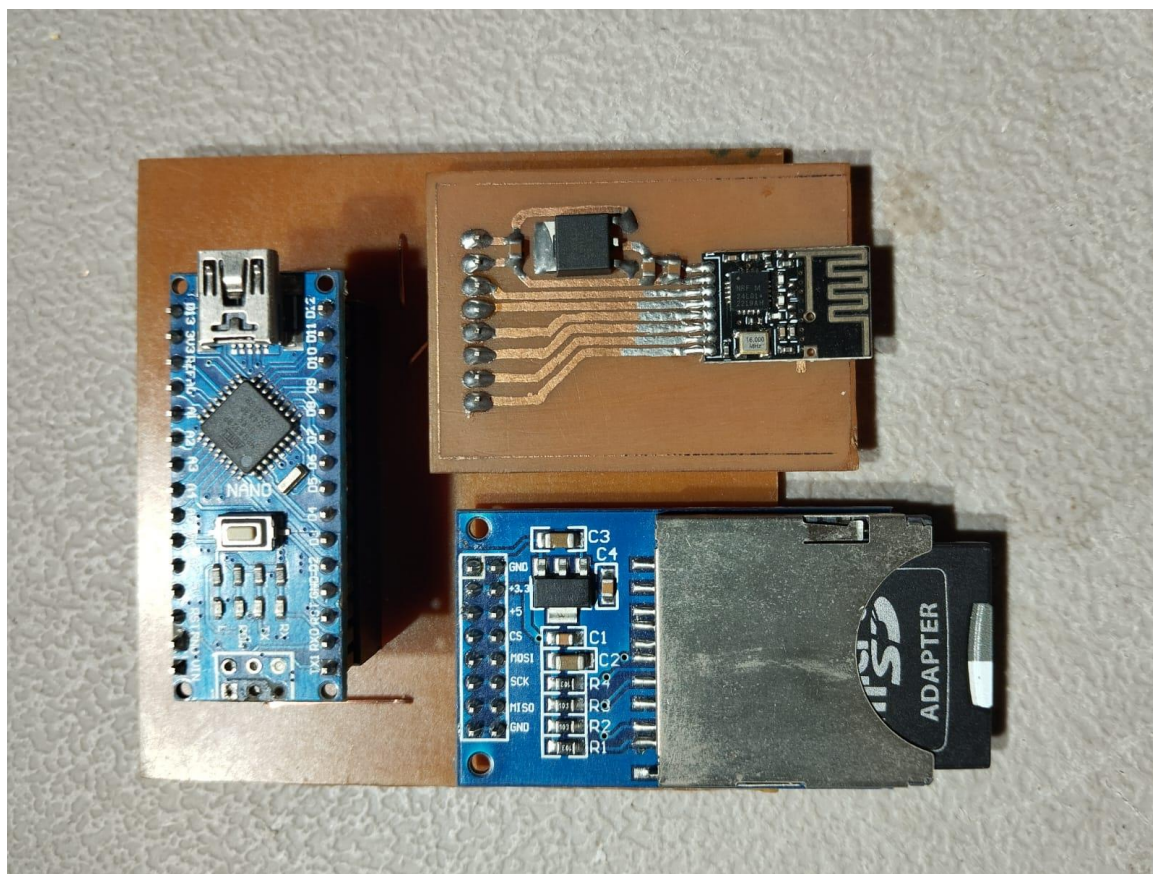
Módulo de Telemetría con ESP32



Fuente. Elaboración propia

Apéndice G

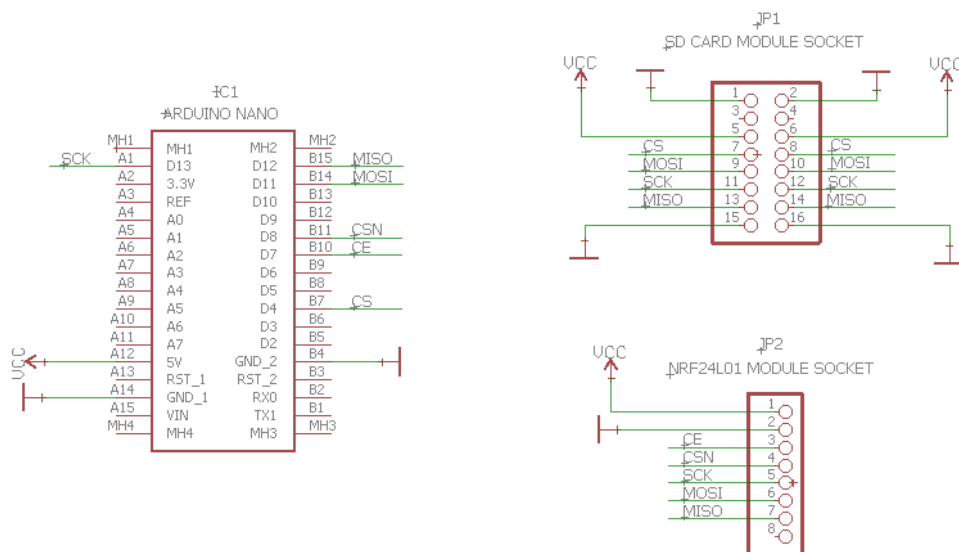
Registrador de Datos o Datalogger



Fuente. Elaboración propia

Apéndice H

Esquema Electrónico Registrador de Datos o Datalogger



Fuente. Elaboración propia