

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN CONVERTOR DC-DC TIPO FLYBACK PARA SEGUIMIENTO DE PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA EN APLICACIONES FOTOVOLTAICAS

TRABAJO DE INTEGRACIÓN CURRICULAR PRESENTADO COMO
REQUISITO PARA LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN
ELECTRÓNICA Y AUTOMATIZACIÓN

MARTIN ALEJANDRO PAREDES CAMPOS

martin.paredes@epn.edu.ec

DIRECTOR: ING. PABLO RIVERA ARGOTI, Ph.D.

pablo.rivera@epn.edu.ec

DMQ, Febrero 2022

CERTIFICACIONES

Yo, MARTIN ALEJANDRO PAREDES CAMPOS declaro que el trabajo de integración curricular aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

MARTIN ALEJANDRO PAREDES CAMPOS

Certifico que el presente trabajo de integración curricular fue desarrollado por MARTIN ALEJANDRO PAREDES CAMPOS, bajo mi supervisión.

ING. PABLO RIVERA ARGOTI, Ph.D.
DIRECTOR

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

A través de la presente declaración, afirmamos que el trabajo de integración curricular aquí descrito, así como el producto resultante del mismo, son públicos y estarán a disposición de la comunidad a través del repositorio institucional de la Escuela Politécnica Nacional; sin embargo, la titularidad de los derechos patrimoniales nos corresponde a los autores que hemos contribuido en el desarrollo del presente trabajo; observando para el efecto las disposiciones establecidas por el órgano competente en propiedad intelectual, la normativa interna y demás normas.

Martin Alejandro Paredes Campos

Ing. Pablo Rivera Argoti, PhD.

DEDICATORIA

Dedicado a mis padres, Víctor y Martha, quienes son y serán siempre el pilar fundamental de mi vida, este trabajo es para ustedes, no les he defraudado.

A mi familia, quienes siempre me han ofrecido sus palabras de aliento, y en especial a mi abuelita “Mamacita”, por todo el cariño brindado.

AGRADECIMIENTO

Agradezco a la Escuela Politécnica Nacional, en especial a todo el departamento de docentes de la Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, por brindarme sus conocimientos y formarme no solo como ingeniero, sino también como persona.

A mis padres, Víctor y Martha, quienes me han dado la confianza y posibilidad de estudiar fuera de mi ciudad natal.

Mi más sincero agradecimiento a mi director, Pablo Rivera, quien me brindó su apoyo y guía en la realización del presente trabajo, especialmente durante la etapa de implementación física del proyecto.

A mi grupo de amigos, en especial a Samuel, Mateo y Marco, quienes con su apoyo y amistad fueron los mejores compañeros de viaje a lo largo de toda la trayectoria universitaria.

ÍNDICE DE CONTENIDO

1	INTRODUCCIÓN.....	1
1.1	OBJETIVO GENERAL.....	2
1.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	2
1.3	ALCANCE	2
1.4	MARCO TEÓRICO	3
1.4.1	ENERGÍA SOLAR FOTOVOLTAICA	3
1.4.1.1	Módulo fotovoltaico	4
1.4.1.2	Curvas Características de un Módulo Fotovoltaico y Punto de Máxima Potencia4	
1.4.2	ALGORITMOS DE SEGUIMIENTO DE PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA ..	6
1.4.2.1	Método del voltaje de circuito abierto	6
1.4.2.2	Método del voltaje fraccional de circuito abierto	6
1.4.2.3	Algoritmo “Perturbar y observar” (P&O)	6
1.4.2.4	Algoritmo de Conductancia Incremental (IC)	7
1.4.3	CONVERSOR DC-DC TIPO FLYBACK.....	9
2	METODOLOGÍA	12
2.1	ANÁLISIS DEL CONVERTOR DC-DC TIPO FLYBACK	12
2.1.1	ANÁLISIS EN CONDUCCIÓN CRÍTICA.....	12
2.1.2	ANÁLISIS EN CONDUCCIÓN DISCONTINUA.....	14
2.2	DISEÑO DEL SEGUIDOR DE PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA	15
2.2.1	DISEÑO DEL CONVERTOR DC-DC FLYBACK.....	15
2.2.1.1	Transformador	15
2.2.1.2	Transistor IGBT.....	19
2.2.1.3	Diodo Rectificador.....	21
2.2.1.4	Capacitor de entrada.....	22
2.2.1.5	Capacitor de salida	23
2.2.2	DISEÑO DEL SISTEMA ELECTRÓNICO DE CONTROL.....	25
2.2.2.1	Reguladores de voltaje	25
2.2.2.2	Sensor de voltaje	26
2.2.2.3	Sensor de Corriente	27
2.2.2.4	Filtros	28
2.2.3	DISEÑO DE ELEMENTOS DE PROTECCIÓN.....	30
2.2.3.1	Protección contra polarización inversa	30
2.2.3.2	Protección contra sobrecorriente.....	31
2.2.3.3	Red Snubber IGBT.....	31

2.2.4	IMPLEMENTACION DEL ALGORITMO DE CONTROL	33
2.2.4.1	Lógica de Control	33
2.2.4.2	Asignación de recursos y Creación del proyecto	35
2.2.4.3	Instalación de la extensión STM32-MAT/TARGET	36
2.2.4.4	Programación en Simulink	38
3	RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	42
3.1	RESULTADOS	42
3.1.1	PROTOTIPO FINAL	42
3.1.2	FORMAS DE ONDA	43
3.1.3	POTENCIA A DIFERENTES PUNTOS DE OPERACIÓN	45
3.2	CONCLUSIONES	46
3.3	RECOMENDACIONES	47
4	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	49
5	ANEXOS	51
ANEXO I.	Hoja de datos: Módulo fotovoltaico	51
ANEXO II.	Hoja de especificaciones: Alambres esmaltados	52
ANEXO III.	Hoja de especificaciones: Núcleo magnético	53
ANEXO IV.	Hoja de especificaciones: IGBT	56
ANEXO V.	Hoja de especificaciones: Gate Drive	59
ANEXO VI.	Hoja de especificaciones: Diodo	60
ANEXO VII.	Hoja de especificaciones: Capacitores de Película	62
ANEXO VIII.	Hoja de especificaciones: LM78xx	63
ANEXO IX.	Hoja de especificaciones: ACS712	65

RESUMEN

El presente trabajo de integración curricular tiene como fin el diseño y construcción de un conversor dc-dc tipo flyback para seguimiento de punto de máxima potencia en aplicaciones fotovoltaicas.

El conversor Flyback es dimensionado para trabajar en modo discontinuo y tiene como función el rastreo de punto de máxima potencia (MPPT) de un módulo fotovoltaico de 200 W de potencia y la elevación del voltaje a la salida del conversor. El algoritmo de seguimiento a implementar es de Conductancia Incremental (IC), el mismo que es desarrollado en un sistema microprocesado de arquitectura ARM del fabricante STM32. La programación del microcontrolador a cargo se realiza mediante diagramas de bloques en el entorno de Simulink de MATLAB utilizando la extensión SMT32-MAT/TARGET proporcionada por el fabricante. El prototipo resultante es sometido a pruebas de funcionamiento para verificar el funcionamiento del seguidor de potencia máxima desde el punto de vista de potencia generada por el módulo fotovoltaico.

PALABRAS CLAVE: Energía solar, Flyback, MATLAB, Módulo Fotovoltaico, MPPT, STM32.

ABSTRACT

The purpose of this technical work is the design and construction of a flyback type dc-dc converter for maximum power point tracking in photovoltaic applications. The Flyback converter is developed to work in discontinuous mode (DCM) and its function is to track the maximum power point (MPPT) of a 200 watts photovoltaic module and to increase the output voltage of the converter. The implemented tracking algorithm is the Incremental Conductance (IC) algorithm and is developed in an ARM microprocessor system of the manufacturer STM32. The programming of the microcontroller in charge is done by block diagrams in the MATLAB Simulink environment using the SMT32-MAT/TARGET extension tool provided by the manufacturer. The resulting prototype is subjected to performance tests to verify the performance of the maximum power tracker from the point of view of power generated by the photovoltaic module.

KEYWORDS: Flyback, MATLAB, MPPT, Photovoltaics, Solar Energy, STM32.

1 INTRODUCCIÓN

La energía solar fotovoltaica es una de las más prometedoras alternativas de fuentes de energía debido a su baja necesidad de mantenimiento, ausencia de partes móviles mecánicas, baja emisión de ruido y gran flexibilidad, puesto que puede ser utilizada en aplicaciones de miliwatts hasta en grandes centrales de generación (Megawatts) [1].

La energía fotovoltaica se basa en el principio del mismo nombre, “Efecto fotovoltaico”, el cual indica que ciertos materiales al ser expuestos a una radiación electromagnética pueden producir corriente eléctrica; estos materiales son los semiconductores, base de la celda fotovoltaica, los cuales permiten la conducción de corriente eléctrica debido al movimiento de portadores de carga [2].

Esta capacidad de conducir corriente se ve afectada por la cantidad de radiación incidente sobre la superficie de una celda fotovoltaica, valor conocido como irradiancia, el cual varía principalmente por la presencia de sombra, efecto el cual disminuye la radiación incidente; y por la temperatura; a menor irradiancia, menor el punto de máxima potencia; y a mayor temperatura, menor punto de máxima potencia [2]. Dicha dependencia a factores atmosféricos es un problema inherente de los módulos fotovoltaicos, puesto que a lo largo del día un panel generará diferentes valores de máxima potencia, por lo que es necesario disponer de un elemento de control que solvante tal problema y realice el seguimiento de punto de máxima potencia (MPPT), de las siglas del inglés “Maximum Power Point Tracking” y así reducir las pérdidas de potencia asociadas al efecto sombra que podría darse a un conjunto de módulos fotovoltaicos.

Dicho seguidor de punto de máxima potencia, MPPT generalmente es un convertidor DC-DC, el cual se incorpora en cada módulo fotovoltaico de manera individual, el algoritmo de control asociado al convertidor DC-DC, se encarga de desplazar el punto de operación del módulo fotovoltaico en tiempo real hasta establecerse en un punto óptimo de operación, de voltaje y corriente, en el cual el módulo entrega la máxima potencia disponible, “Maximum Power Point” (MPP).

En el presente trabajo de integración curricular se detalla el diseño y construcción de un convertidor DC-DC tipo Flyback, como una alternativa económica y de menor tamaño de sistema de seguimiento de punto de máxima potencia (MPPT) de un sistema fotovoltaico de hasta 200W, el cual a futuro podrá ser utilizado como primera etapa de un sistema de inversión de corriente continua a corriente alterna.

1.1 OBJETIVO GENERAL

Diseñar y construir un convertor DC-DC tipo Flyback para realizar el seguimiento de punto de máxima potencia para aplicaciones fotovoltaicas.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Realizar un estudio y revisión bibliográfica de la topología de un convertor DC-DC tipo Flyback y de los diferentes algoritmos de seguimiento de punto de máxima potencia.
- Diseñar el convertor DC-DC tipo Flyback que realizará la tarea de seguimiento de punto de máxima potencia y dimensionar los componentes eléctricos y electrónicos que la conforman, y diseñar el algoritmo de control de punto de máxima potencia de tipo Conductancia Incremental.
- Construir e implementar el convertor Flyback diseñado.
- Realizar pruebas de funcionamiento del convertor para diferentes valores de irradiancias sobre el panel fotovoltaico y validar los resultados.

1.3 ALCANCE

- Se realizará una revisión y estudio bibliográfico de las diversas topologías de convertidores DC-DC utilizados en aplicaciones fotovoltaicas para seguimiento de punto de máxima potencia, con principal énfasis en la topología tipo Flyback, analizando sus ventajas y desventajas respecto a los demás convertidores.
- Se realizará una revisión y estudio bibliográfico de los diferentes algoritmos de seguimiento de punto de máxima potencia (MMPT) utilizados en aplicaciones fotovoltaicas, analizando en especial al algoritmo de Conductancia Incremental, puesto que es el más utilizado en aplicaciones comerciales.
- Se realizará el diseño de un convertor DC-DC tipo Flyback para un panel fotovoltaico de 200 W de potencia, el cual elevará el voltaje provisto por el panel a 220 VDC, estará conectado a una carga resistiva y trabajará en modo de conducción discontinua. Posteriormente se seleccionará los elementos electrónicos y eléctricos comerciales que formarán el convertor Flyback partir de los resultados obtenidos del diseño.
- Se diseñará el algoritmo de control de seguimiento de punto de máxima potencia de tipo Conductancia incremental en MATLAB.

- Se programará la lógica de control en un microcontrolador del fabricante STM.
- Se implementará el convertor DC-DC tipo Flyback.
- Se someterá a pruebas al sistema diseñado, para lo cual el convertor alimentará a una carga resistiva, y se procederá a obtener valores de voltaje y potencia a la entrada y salida para diferentes valores de irradiancia incidentes sobre el panel fotovoltaico.
- Se compararán los datos medidos sobre el convertor con los datos teóricos esperados según los datos de placa y hojas de datos proporcionados por el fabricante del panel fotovoltaico; y además se calculará la eficiencia media del convertor en base a las potencias de entrada y salida.

1.4 MARCO TEÓRICO

1.4.1 ENERGÍA SOLAR FOTOVOLTAICA

La energía solar fotovoltaica, es aquella energía que proviene del sol y es transformada en energía eléctrica por medio de celdas solares, las cuales basan su funcionamiento en el efecto fotovoltaico. El efecto fotovoltaico indica que cuando cierta cantidad de radiación incide sobre la barrera de potencial de un semiconductor (celda), se induce un voltaje y genera corriente eléctrica.

En una celda fotovoltaica, cierta cantidad de radiación proveniente del sol, en forma de fotones, es reflejada, otra parte es disipada como calor, y otra parte logra entrar en contacto con la barrera p-n de un semiconductor, el impacto de tales fotones libera a los electrones más externos (electrones de valencia) produciendo huecos o agujeros de electrones en la celda, y si entre los terminales del semiconductor se forma un circuito externo, dichos electrones pueden viajar libremente de la capa n a la capa p, generando una corriente eléctrica (Ver Figura 1.1) [3].

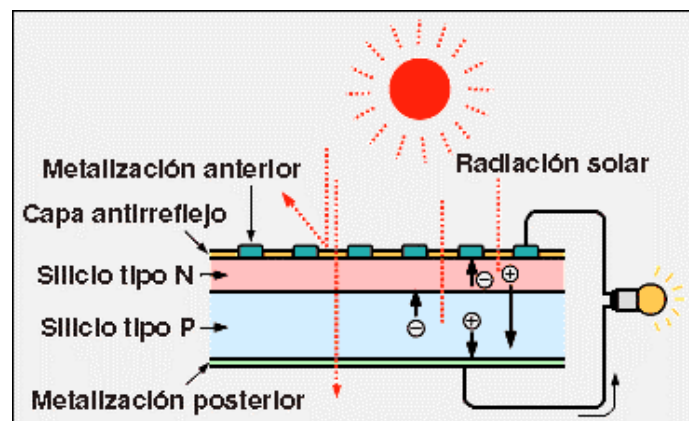


Figura 1.1. Ilustración del efecto fotovoltaico [4].

1.4.1.1 Módulo fotovoltaico

Un módulo fotovoltaico, conocido también como panel solar, está compuesto por varias celdas fotovoltaicas interconectadas entre sí, dichas celdas a su vez se encuentran encapsuladas dentro de un polímero de etilvinilacetato (encapsulante) y protegidas por una cubierta de vidrio en la parte frontal y por un marco de aluminio en la posterior (Ver Figura 1.2) [5].

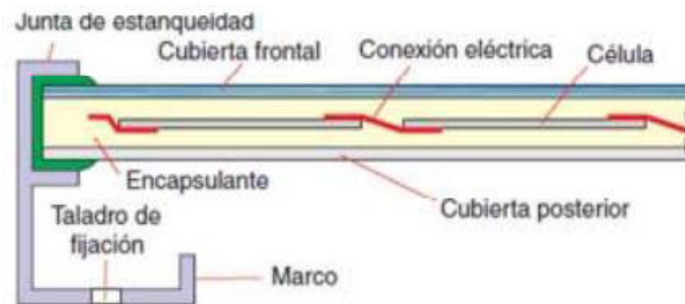


Figura 1.2. Estructura de un módulo fotovoltaico [5].

1.4.1.2 Curvas Características de un Módulo Fotovoltaico y Punto de Máxima Potencia

La corriente generada a la salida de un módulo fotovoltaico, para una misma irradiancia, no responde ante una curva lineal respecto a su voltaje, sino que responde a una curva tal como se observa en Figura 1.3 y Figura 1.4, por lo tanto, el resultante de potencia tampoco será lineal, y tendrá un único valor en el cual el módulo entregará su máxima potencia disponible, al que se lo denomina Punto de Máxima Potencia o 'Maximun Power Point' (MPP).

Esta capacidad de generación de energía de un módulo cualquiera se ve influenciada por factores atmosféricos, tales como la temperatura o irradiancia incidente sobre su superficie. En el primer caso, la eficiencia de cada celda fotovoltaica que conforma un módulo se ve reducida por el aumento de su temperatura de operación, de modo que el voltaje del panel disminuye, y en consecuencia la potencia generada junto con el MPP; para una variación de temperatura cualquiera, la densidad de corriente se mantiene prácticamente constante ante una misma irradiancia (Ver Figura 1.3) [6].

Para el segundo caso, ante una disminución de irradiancia sobre la superficie de un módulo, la densidad de corriente del conjunto de celdas se ve disminuida, por consiguiente, la corriente de cortocircuito de decrementara; a su vez, el voltaje inducido por el módulo presentara una mínima disminución; todo esto en conjunto causa que el punto de máxima potencia (MPP) decaiga. (Ver Figura 1.4) [6].

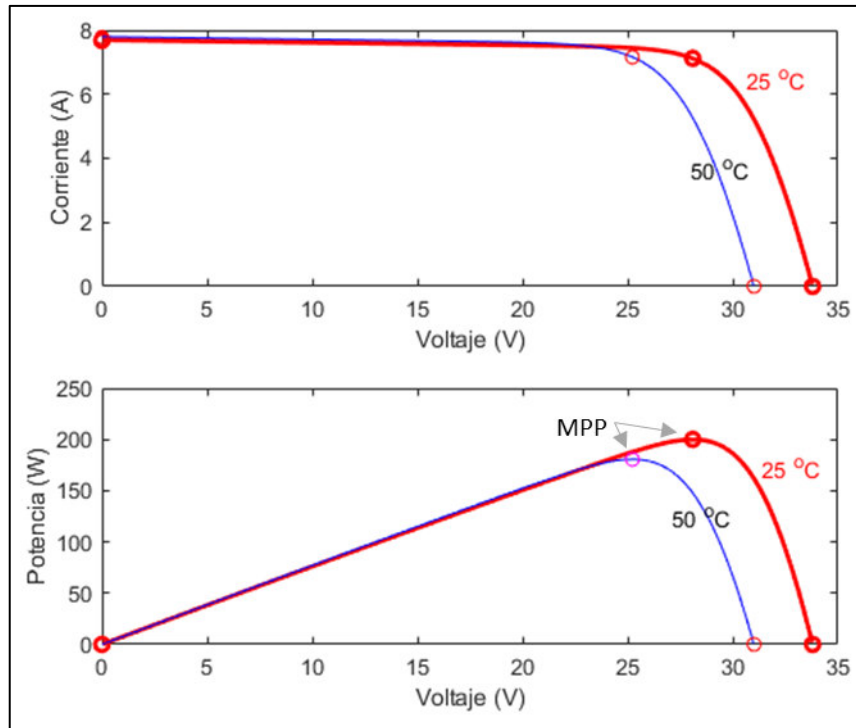


Figura 1.3. Curva I-V y P-V para un módulo fotovoltaico ante diferentes valores de temperatura.

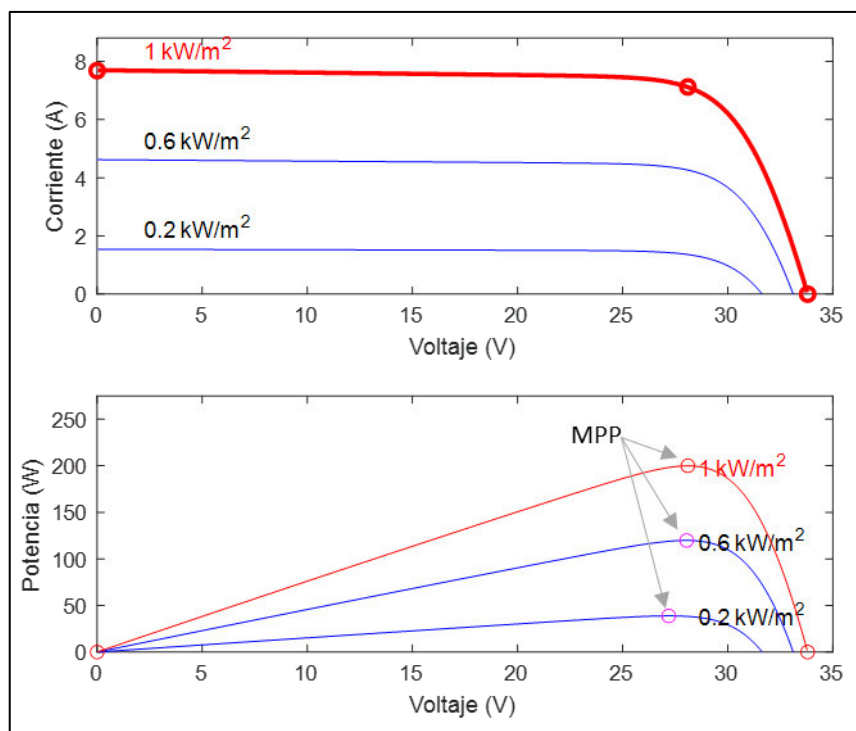


Figura 1.4. Curva I-V y P-V para un módulo fotovoltaico ante diferente irradiancia.

A causa de los fenómenos antes presentados, un módulo fotovoltaico requiere de un dispositivo de control el cual se encargue de encontrar y establecer al módulo cerca o en su punto de máxima potencia en cada momento, este elemento tiene el nombre MPPT por las siglas del inglés "Maximum Power Point Tracking".

1.4.2 ALGORITMOS DE SEGUIMIENTO DE PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA

1.4.2.1 Método del voltaje de circuito abierto

Conocido también como método de voltaje constante, asume una relación aproximadamente lineal entre el voltaje en el punto de máxima potencia, MPP, respecto al voltaje de circuito abierto. Este voltaje de referencia se determina empíricamente antes de conectar el arreglo o módulo fotovoltaico al circuito seguidor de punto de máxima potencia. Generalmente el valor de voltaje de referencia se halla alrededor del 76% del valor de circuito abierto [7].

Este tipo de MPPT en ocasiones viene de la mano de un controlador P o PI, que ayuda a mantener el voltaje del módulo sobre el valor de referencia.

1.4.2.2 Método del voltaje fraccional de circuito abierto

Esta técnica se deriva del método de voltaje constante, solo que estima cada cierto tiempo el voltaje de máxima potencia a partir de la medición del voltaje de circuito abierto del módulo, para lo cual el convertidor debe ser apagado por un instante de tiempo [8].

Métodos como los presentados anteriormente nunca obtendrán la máxima potencia del módulo, puesto que el voltaje de máxima potencia depende de factores climatológicos altamente variables como lo son la temperatura e irradiancia [8].

1.4.2.3 Algoritmo "Perturbar y observar" (P&O)

Como su nombre bien refiere, este algoritmo consiste en periódicamente introducir perturbaciones (variaciones) en la referencia de voltaje del módulo fotovoltaico, de manera que la potencia suministrada por el módulo varíe. Como resultado de la perturbación en la referencia de voltaje, se obtiene una variación de potencia; si dicha variación es positiva, se continúa perturbando la referencia de voltaje en el mismo sentido que el paso previo, caso contrario se invierte el sentido de la perturbación; de esta forma se logra desplazar el punto de operación por la curva de potencia del arreglo fotovoltaico [9].

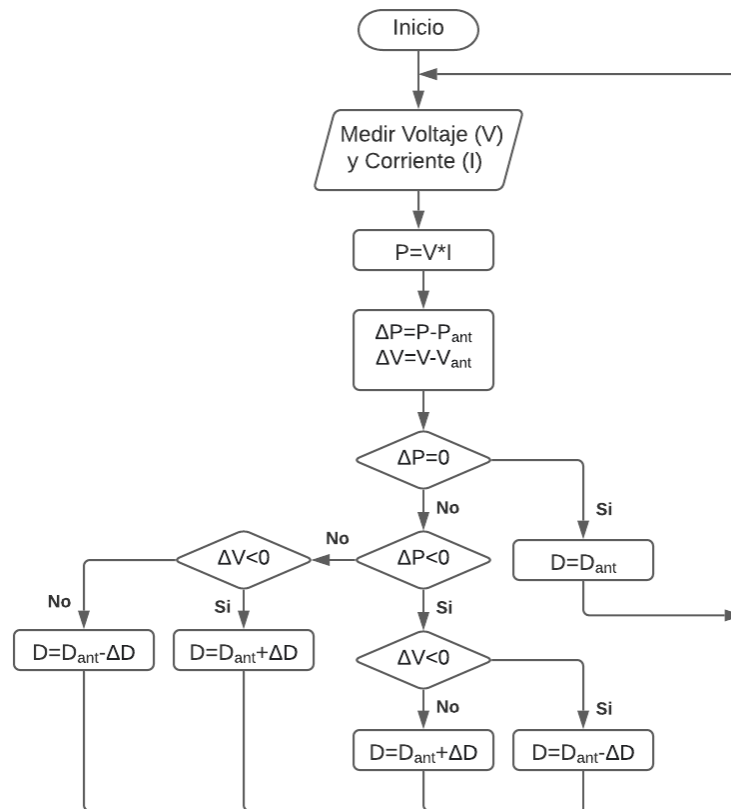


Figura 1.5. Diagrama de Flujo del Algoritmo "P&O"

Un fenómeno común de este algoritmo es que debido a la existencia de una perturbación en cada ciclo del algoritmo, nunca el punto de máxima potencia (MPP) es alcanzado, sino que se oscila alrededor de este. A pesar de esto, el algoritmo P&O es el más utilizado en aplicaciones fotovoltaicas debido a su sencillez [7].

1.4.2.4 Algoritmo de Conductancia Incremental (IC)

El algoritmo de Conductancia Incremental o IC, por las siglas en inglés "Incremental Conductance", se basa en el principio que en el punto de máxima potencia la pendiente de la curva P-V es cero [10].

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad (1.1)$$

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(V \cdot I)}{dV} = V \frac{dI}{dV} + I \frac{dV}{dV} = V \frac{dI}{dV} + I \quad (1.2)$$

A partir de las ecuaciones 1.1 y 1.2 se obtiene que cuando se ha alcanzado el punto de máxima potencia se cumple la siguiente relación:

$$\frac{dI}{dV} + \frac{I}{V} = 0 \quad (1.3)$$

De forma que cuando:

- $\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V}$, se debe incrementar el voltaje de referencia del módulo.
- $\frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V}$, se debe disminuir el voltaje de referencia del módulo.
- $\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V}$, el voltaje de referencia es el voltaje correspondiente al MPP.

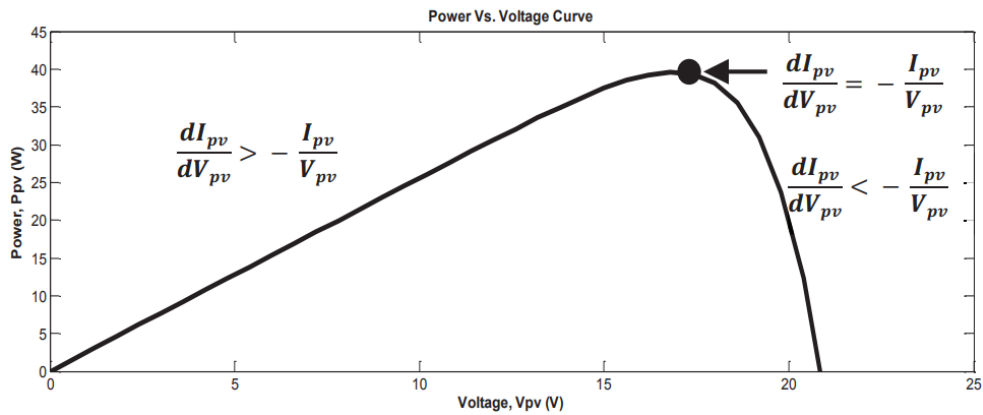


Figura 1.6. Curva P-V para el algoritmo IC [10].

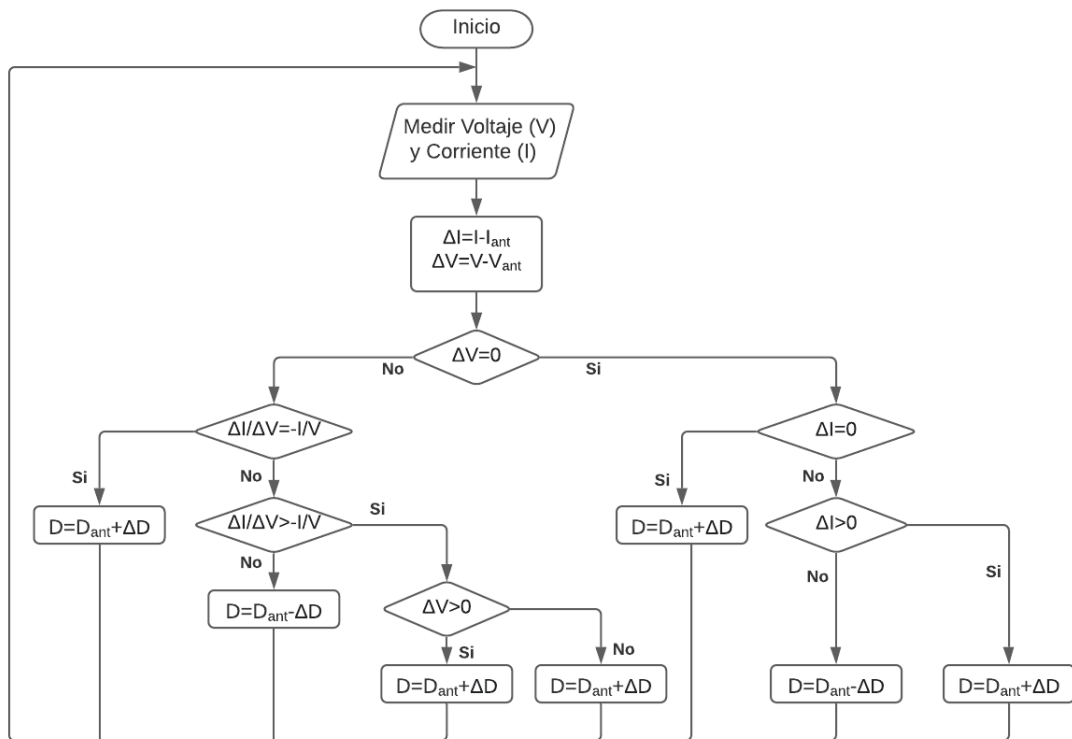


Figura 1.7. Diagrama de Flujo del Algoritmo "IC"

1.4.3 CONVERSOR DC-DC TIPO FLYBACK

El convertor Flyback es un tipo de convertor DC-DC elevador-reductor o convertor Buck-Boost al cual se le ha remplazado la inductancia intermedia por un transformador, logrando así contar con aislamiento galvánico entre la salida y entrada (Ver Figura 1.8).

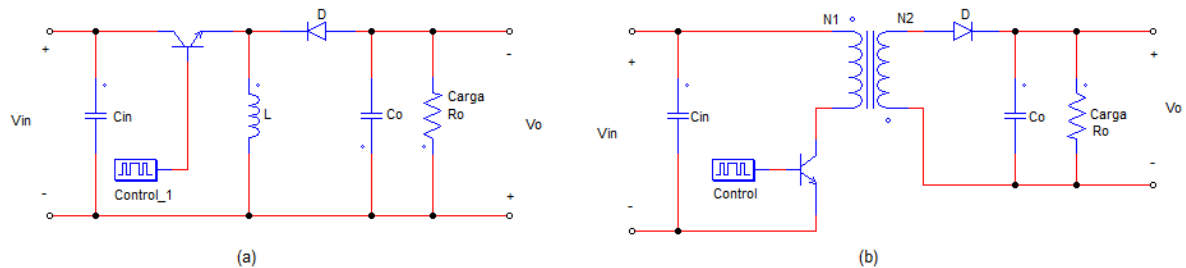


Figura 1.8. (a) Conversor Buck-Boost, (b) Conversor Flyback

Esta topología de convertidores se caracteriza por ser del tipo indirecto, lo cual implica que la energía que percibe la carga en la salida no es transferida directamente desde la fuente, sino que pasa previamente por un elemento pasivo que almacena energía, siendo en el caso de un Flyback el núcleo magnético del transformador, representado por la inductancia de magnetización 'Lu' (Ver Figura 1.9) [11].

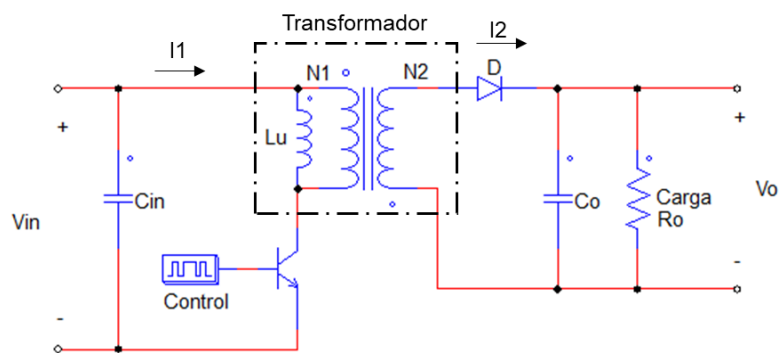


Figura 1.9. Circuito Equivalente. - Conversor DC-DC Flyback

Un convertor DC-DC tipo Flyback puede operar en tres estados de conducción dependiendo de si la energía almacenada en el núcleo magnético, representada por la corriente de magnetización se extingue o no por completo. Esta corriente de magnetización incrementa en cada periodo que el elemento de potencia se encuentra encendido (ON) y decrece cuando se encuentra apagado (OFF). Los estados de conducción se describen a continuación y sus formas de onda características de corriente y voltaje se detallan en Figura 1.10.

- **Conducción Continua:** La inductancia de magnetización posee energía residual al momento de iniciar otro ciclo de conmutación; es decir, no toda la energía almacenada se transfiere al secundario cuando el elemento de potencia se apaga, por lo tanto, la corriente de magnetización nunca se extingue. Para este estado de conducción, el conversor se comporta como un convertidor estático elevador-reductor. A este estado se lo conoce por las siglas 'CCM' por las siglas en inglés "Continuous Conductance Mode".
- **Conducción Discontinua:** La inductancia de magnetización no posee de energía residual al momento de iniciar otro ciclo de conmutación; es decir, toda la energía almacenada fue transferida al secundario tiempo antes de que el elemento de potencia vuelva al estado ON. En este estado de conducción el conversor Flyback presenta una mayor eficiencia que en conducción continua, rondando un 80-85% [12]. A este estado se lo conoce por las siglas 'DCM' por las siglas en inglés "Discontinuous Conductance Mode".
- **Conducción Críticamente Continua:** Es el estado en donde el conversor pasa de conducción continua a discontinua, punto en el cual toda la energía almacenada es transferida al secundario justo en el momento en el cual el elemento de potencia inicia otro ciclo de conmutación.

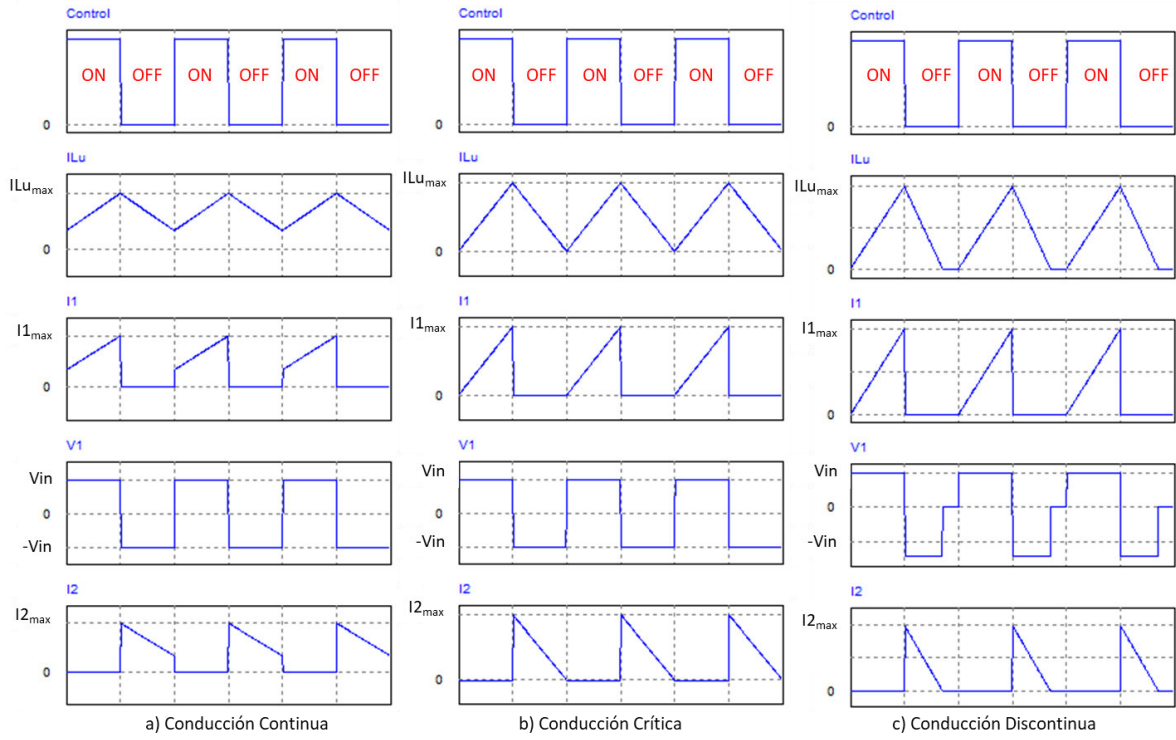


Figura 1.10. Estados de Conducción. - Conversor DC-DC Flyback

2 METODOLOGÍA

2.1 ANÁLISIS DEL CONVERTOR DC-DC TIPO FLYBACK

Debido a que en el presente proyecto de integración curricular se diseñara un Convertor DC-DC Flyback DCM, para garantizar que el convertor tipo Flyback en conducción discontinuas, se debe determinar el valor de inductancia de magnetización para el cual el convertor opera en conducción critica. El circuito equivalente a analizar es el presentado en Figura 1.9.

2.1.1 ANÁLISIS EN CONDUCCIÓN CRITICA

Partimos del análisis corriente sobre la inductancia de magnetización en el intervalo de tiempo que el semiconductor se encuentra conduciendo (ON).

$$I_{Lu} = \frac{1}{L_u} \int_0^t v(t) dt \quad (2.1)$$

$$I_{Lu_{max}} - I_{Lu_{min}} = \frac{1}{L_u} \int_0^{t_{on}} V_{in} dt = \frac{V_{in} t_{on}}{L_u} \quad (2.2)$$

Se realiza el mismo análisis para el tiempo en el semiconductor se encuentra cerrado (OFF).

$$I_{Lu} = \frac{1}{L_u} \int_0^t v(t) dt \quad (2.3)$$

$$I_{Lu_{min}} - I_{Lu_{max}} = \frac{1}{L_u} \int_0^{t_{off}} -V_o \frac{N_1}{N_2} dt \quad (2.4)$$

En el nodo donde se junta el capacitor, la carga, y el diodo, se tiene que la suma de corrientes entrantes y salientes es:

$$i_{d(t)} = i_{c(t)} + i_{R(t)} \quad (2.5)$$

A partir de la Ecuación 2.4, se obtienen los valores medios de corriente para el mismo nodo.

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_{d(t)} dt = \frac{1}{T} \int_0^T i_{c(t)} dt + \frac{1}{T} \int_0^T i_{R(t)} dt \quad (2.6)$$

Pero, se conoce que, el valor medio de corriente en un capacitor debe ser igual a cero

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_{c(t)} dt = 0 \quad (2.7)$$

Reemplazando (2.7) en (2.6), se obtiene que los valores medios de corriente en el diodo como en la carga son los mismos.

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_d(t) dt = \int_0^T i_R(t) dt \rightarrow I_D = I_R \quad (2.8)$$

Asumiendo que el capacitor de salida C_o es lo suficientemente grande, se puede decir que la corriente en la carga es:

$$I_R = \frac{V_o}{R} = I_D \quad (2.9)$$

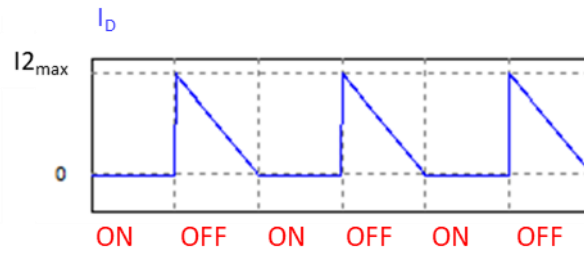


Figura 2.1. Forma de onda de corriente sobre el diodo en conducción crítica.

Por otro lado, la corriente media sobre el diodo, esta expresada en como:

$$I_D = \frac{1}{T} \frac{(I_{2max} + I_{2min}) t_{off}}{2} \quad (2.10)$$

Se conoce que la corriente en el secundario de un transformador puede ser calculada como la corriente en el primario por la relación de transformación, y la corriente máxima-mínima en el secundario es igual a la máxima-mínima de la inductancia de magnetización.

$$I_{2max} = I_{Lu_{max}} \frac{N_1}{N_2} \quad (2.11)$$

Por lo que, reemplazando (2.11) en (2.10) obtenemos que:

$$I_D = \frac{1}{2T} (I_{Lu_{max}} + I_{Lu_{min}}) \frac{N_1}{N_2} t_{off} \quad (2.12)$$

Reemplazamos la corriente media en el diodo dada por (2.9) en (2.12):

$$\frac{V_o}{R} = \frac{1}{2T} (I_{Lu_{max}} + I_{Lu_{min}}) \frac{N_1}{N_2} t_{off} \quad (2.13)$$

Reemplazando (2.2) en (2.13) y despejando $I_{Lu_{min}}$, obtenemos:

$$I_{Lu_{min}} = \frac{V_{in} t_{on}}{2L_u} - \frac{T V_o}{R t_{off}} \frac{N_2}{N_1} \quad (2.14)$$

Puesto que el conversor Flyback trabaja en el modo de conducción discontinua, la corriente de magnetización debe estar totalmente extinta, es decir $I_{Lu_{min}}$ debe ser 0. Despejando de (2.14) se obtiene la inductancia de magnetización para la cual el conversor opera en estado crítico.

$$L_u = \frac{R(1-D)^2}{2f} \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 = \frac{V_o^2(1-D)^2}{2Pf} \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \quad (2.15)$$

2.1.2 ANÁLISIS EN CONDUCCIÓN DISCONTINUA

El voltaje medio sobre la inductancia de magnetización en condiciones estables debe ser cero. Por lo cual:

$$V_{L_u} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_{on}} V_{in} dt + \int_0^{t_{fall}} -V_o \frac{N_1}{N_2} dt \right) = \frac{1}{T} \left(V_{in} t_{on} - V_o \frac{N_1}{N_2} t_{fall} \right) = 0 \quad (2.16)$$

De (2.16) despejamos el tiempo la corriente de magnetización demora en extinguirse:

$$t_{fall} = \frac{V_{in} t_{on}}{V_o} \frac{N_2}{N_1} \quad (2.17)$$

Por otro lado, del análisis en estado crítico se toma la Ecuación (2.2) tomando en cuenta que la corriente mínima sobre la inductancia de magnetización es cero.

$$I_{Lu_{max}} = \frac{V_{in} t_{on}}{L_u} \quad (2.18)$$

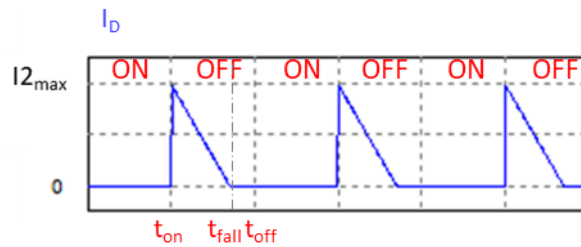


Figura 2.2. Forma de onda de corriente sobre el diodo en conducción discontinua.

Además, la corriente media sobre el diodo, calculada a partir de la forma de onda de, está expresada en como:

$$I_D = \frac{1}{2T} I_{Lu_{max}} \frac{N_1}{N_2} t_{fall} \quad (2.19)$$

Reemplazamos (2.9), (2.17) y (2.18) en (2.19) y obtenemos la expresión que determina el voltaje de salida del convertidor.

$$V_o = V_{in} D \sqrt{\frac{R}{2fL_u}} \quad (2.20)$$

A partir de (2.20) podemos determinar la potencia ideal que percibe la carga en conducción discontinua.

$$P_o = \frac{(V_{in} D)^2}{2fL_u} \quad (2.21)$$

2.2 DISEÑO DEL SEGUIDOR DE PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA

2.2.1 DISEÑO DEL CONVERTOR DC-DC FLYBACK

El convertor Flyback diseñado es dimensionado para trabajar como seguidor de punto de máxima potencia del módulo fotovoltaico: ESM200-156(54 cells) del fabricante EverExceed [13], cuyos datos se indican en Tabla 2.1.

Tabla 2.1. Datos de placa del módulo fotovoltaico.

Descripción	Símbolo	Valor	Unidad
Potencia máxima	P_p	200	W
Voltaje a potencia máxima	V_{mpp}	28.1	V
Corriente a potencia máxima	I_{mpp}	7.12	A
Voltaje de circuito abierto	V_{oc}	33.8	V
Corriente de cortocircuito	I_{sc}	7.68	A

Además, el convertor tiene como puntos de operación las características detalladas en Tabla 2.2.

Tabla 2.2. Características de diseño para el convertor Flyback.

Descripción	Símbolo	Valor	Unidad
Máxima relación de trabajo	D_{max}	0.5	-
Voltaje de salida a potencia máxima	$V_{o_{mpp}}$	220	V
Frecuencia de conmutación	f	24000	Hz

La frecuencia de conmutación se selecciona de tal manera que ésta sea un múltiplo entero de la frecuencia de red, de forma que en un futuro se pueda utilizar el transformador diseñado en la construcción de un inversor de corriente.

2.2.1.1 Transformador

Para el diseño del transformador, se toma como referencia [14], y una guía de diseño presentada en [15], se calcula los parámetros de construcción para el transformador.

Primeramente, se determina la galga máxima del alambre de cobre de los bobinados del transformador, de forma que no existan pérdidas debido al efecto piel. La profundidad de la película de la capa (δ) se calcula mediante (2.22).

$$\varepsilon = \frac{6.62}{\sqrt{f}} \text{ cm} \quad (2.22)$$

$$\varepsilon = \frac{6.62}{\sqrt{24000}} = 0.042732 \text{ [cm]}$$

El diámetro mínimo del conductor (D_w) por lo tanto será:

$$D_w = 2\varepsilon \quad (2.23)$$

$$D_w = 2(0.042732 \text{ cm}) = 0.08546 \text{ cm} = 0.8546 \text{ mm}$$

El diámetro antes calculado se acerca a un conductor seleccionado AWG #20, que tiene un diámetro de 0.813 mm. (Revisar ANEXO II) [16]. Para corrientes superiores a las especificadas para un conductor AWG #20 se utilizarán múltiples hilos.

Se toma una relación de transformación (n) equivalente a la ganancia del convertor a potencia máxima, tomando en cuenta la caída de voltaje en el elemento de potencia.

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2} \quad (2.24)$$

$$n = \frac{V_{pv} - V_{IGBT\ sat(typ)}}{V_2} = \frac{28.1 - 1.5}{220} = 0.121$$

Por otra parte, partiendo de la ecuación (2.15) del análisis del convertor Flyback, se determina la máxima inductancia de magnetización.

$$L_u < \frac{(220 \text{ V})^2 (1-0.5)^2}{2(200 \text{ W})(24 \text{ kHz})} (0.12)^2 < 18.45 \text{ uH}$$

Se toma un factor de seguridad de 78.5% para garantizar que el convertor siempre opera en la región discontinua.

$$L_u = 0.785(18.5 \text{ uH}) = 14.5 \text{ uH}$$

La corriente pico en el primario es igual a la corriente de magnetización máxima detallada en (2.18).

$$I_{Lu_{max}} = I_{1_{max}} = \frac{V_{in} t_{on}}{L_u} = \frac{V_{in} D}{f L_u} \quad (2.25)$$

La relación de trabajo a potencia máxima para el panel seleccionado se despeja de (2.21).

$$D = \frac{\sqrt{2PfL_u}}{V_{in}} \quad (2.26)$$

Reemplazando (2.26) en (2.25).

$$I_{1max} = \sqrt{\frac{2P}{fL_u}} \quad (2.27)$$

$$I_{1max} = \sqrt{\frac{2(200W)}{(24000 \text{ Hz})(14.5 \text{ uH})}} = 33.9 \text{ A}$$

A partir de la corriente pico calculada se determina la corriente efectiva en el primario.

$$I_{1(RMS)} = I_{1max} \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (2.28)$$

$$I_{1(RMS)} = 33.9 \text{ A} \sqrt{\frac{0.5}{3}} = 13.84 \text{ A}$$

En base a la corriente efectiva del primario, se utilizan 7 hilos de alambre de cobre AWG #20.

Ahora, en base a los valores obtenidos de corriente pico e inductancia de magnetización se estima la energía máxima instantánea almacenada en el núcleo del transformador.

$$E = \frac{1}{2} L_u (I_{1max})^2 \quad (2.29)$$

$$E = \frac{1}{2} (14.5 \text{ uH})(33.9 \text{ A})^2 = 8.332 \text{ mJ}$$

Posteriormente, se determina la geometría del núcleo K_g .

$$K_g = \frac{E^2}{0.145 * 10^{-4} P_{in} \eta B_m^2 \alpha} \quad (2.30)$$

Donde,

- α : Regulación de la transformación. Es la relación entre las pérdidas sobre el cobre y la potencia de salida. Como criterio de diseño, [14] recomienda tomar un valor de 1%.
- B_m : Densidad de flujo magnético. Los núcleos de ferrita generalmente tienen una saturación por debajo de los 0.4 T. [14] recomienda tomar un valor de 0.25[T].
- η : Eficiencia esperada del convertidor. Un Flyback ronda alrededor de un 80-85%.

$$K_g = \frac{(8.332 \text{ mJ})^2}{0.145 * 10^{-4} (200W)(0.8)(0.25 \text{ T})^2 (1.0)} = 0.449 \text{ cm}^5$$

Según tablas de selección detalladas por [14] (Ver Tabla 2.3), el núcleo de ferrita seleccionado es de tipo ETD-49; sin embargo, debido a falta de disponibilidad en el mercado se selecciona el siguiente modelo por geometría, siendo el ETD-54.

Tabla 2.3. Parámetros de selección de núcleos ETD, [14].

ETD, Ferrite Cores (Ferroxcube)											
Part No.	W _{tcu} grams	W _{ffe} grams	MLT cm	MPL cm	W _a	A _c cm ²	W _a cm ²	A _p cm ⁴	K _r cm ⁵	A _t cm ²	*AL mh/1K
					A _c						
ETD-29	32.1	28.0	6.4	7.20	1.865	0.761	1.419	1.0800	0.0517	42.5	1000
ETD-34	43.4	40.0	7.1	7.87	1.757	0.974	1.711	1.6665	0.0911	53.4	1182
ETD-39	69.3	60.0	8.3	9.22	1.871	1.252	2.343	2.9330	0.1766	69.9	1318
ETD-44	93.2	94.0	9.4	10.30	1.599	1.742	2.785	4.8520	0.3595	87.9	1682
ETD-49	126.2	124.0	10.3	11.40	1.627	2.110	3.434	7.2453	0.5917	107.9	1909
ETD-54	186.9	180.0	11.7	12.70	1.609	2.800	4.505	12.6129	1.2104	133.7	2273
ETD-59	237.7	260.0	12.9	13.90	1.410	3.677	5.186	19.0698	2.1271	163.1	2727

*This AL value has been normalized for a permeability of 1K. For a close approximation of AL for other values of permeability, multiply this AL value by the new permeability in kilo-perm. If the new permeability is 2500, then use 2.5.

Una vez seleccionado el núcleo, se determina el número de vueltas en los devanados primario y secundario.

$$N_2 = 1000 * \frac{L_u I_{1max}}{n B_m A_e} \quad (2.31)$$

$$N_1 = n N_2 \quad (2.32)$$

Donde, A_e es la sección transversal magnética efectiva del núcleo. De Tabla 2.4. se obtiene que para un núcleo ETD-54, la sección es 2.8 cm^2 .

$$N_2 = 1000 * \frac{(14.5 \mu H)(33.9 A)}{(0.121)(0.25 T)(2.8 \text{ cm}^2)} = 58 \text{ vueltas}$$

$$N_1 = (58 \text{ vueltas})(0.121) = 7 \text{ vueltas}$$

Como último punto, se calcula el gap de aire (entrehierro) necesario en el núcleo magnético que satisfaga a la inductancia magnética propuesta y limite la densidad de flujo.

$$gap = \frac{\mu_0 N_1^2 A_e}{L_u} - \frac{l_e}{\mu_c} \quad (2.33)$$

μ_0 : Permeabilidad del vacío.

l_e : Longitud efectiva de la trayectoria magnética del núcleo.

μ_c : Permeabilidad relativa del núcleo.

$$gap = \frac{\left(4\pi * 10^{-9} \frac{H}{cm}\right) (7)^2 (2.8 \text{ cm}^2)}{(14.5 \mu H)} - \frac{12.7 \text{ cm}}{2273} = 0.113 \text{ cm}$$

En base a los cálculos realizados, se seleccionaron las siguientes partes comerciales de la casa comercial TDK (Revisar ANEXO III).

Tabla 2.5. Elementos comerciales para construir el transformador [17].

Orden de pedido	Descripción	Características
B66395G0000X187	Mitad de Núcleo ETD-54	Sin gap de aire.
B66395G1500X187	Mitad de Núcleo ETD-54	1.5 mm de gap de aire
B66396W1022T001	Formador de la bobina	-
B66396W1022T001	Abrazadera	Sujeta al núcleo al formador

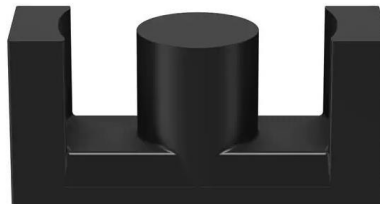


Figura 2.3. Núcleo magnético ETD-54

2.2.1.2 Transistor IGBT

Los factores a considerar al momento de seleccionar el IBT son voltaje en corte, corriente en conducción, frecuencia y voltaje de saturación. Para el primer caso, el voltaje que percibe el transistor cuando este se encuentra en apagado es equivalente a la suma entre el voltaje de entrada y el voltaje en el primario.

$$V_{IGBT} = V_{in_{max}} + V_1 = V_{in} + n V_o \quad (2.33)$$

$$V_{IGBT} = 28.1 V + (0.121)(220V) = 54.74 V$$

Para garantizar una buena durabilidad el IGBT, se tomará un factor de seguridad de 100%; por lo que el transistor bipolar de puerta aislada deberá soportar un mínimo de 110V.

$$V_{CE} > 110 V$$

La corriente nominal del IGBT viene dada por la corriente media en el primario, la cual será equivalente al valor de corriente entregada por el módulo fotovoltaico a 200W.

$$I_c = 7.12 A$$

Sin embargo, además es necesario tomar en cuenta la corriente pulsante de colector, la cual fue calculada en (2.27) con un valor de 33.9 A. Ambos valores de corrientes, al igual que para el voltaje tendrán un factor de seguridad de 100%.

$$I_C > 14.24 A$$

$$I_{CM} > 67.8 A$$

La frecuencia, es de 24 kHz, especificada en secciones anteriores; y el voltaje de saturación deseado será el mínimo disponible entre los diversos fabricantes, con un límite máximo de 1.5 V, de manera que se reduzca en lo máximo posible las pérdidas por conducción.

$$V_{CE(sat)} < 1.5 V$$

El transistor seleccionado es el IHW40N65R6, cuyo voltaje nominal es de 650, corriente continua nominal a 100°C de 54 A, corriente pulsante repetitiva de 120 A y voltaje de saturación típico de 1.29V (Revisar ANEXO IV) [18].

Circuito disparador de compuerta

El manejo del disparo de compuerta de IGBT se efectuará a través de un manejador de compuerta o Gate Drive del mismo fabricante del elemento de potencia. Los criterios de selección son:

- Voltaje lógico de disparo mínimo debe ser de 3.3V.
- Voltaje de disparo de 15V.
- Lógica de disparo directo, es decir salida en fase con la entrada.
- Capaz de manejar compuertas de IGBT's.
- Tiempos de propagación mucho menores al periodo de disparo.

El gate drive elegido es el IR2121, el cual puede disparar MOSFET's e IGBT's, soporta disparos de 12 a 18V, con un voltaje lógico mínimo de 2.5V y tiempos de propagación de encendido/apagado de 150 ns (Revisar ANEXO V) [19].

A la salida del gate drive, se colocará una resistencia de compuerta (R_g) de 10 Ω , la cual fue seleccionada mediante las recomendaciones de la hoja de datos del IGBT. Adicionalmente, a la entrada de la señal lógica del manejador de compuerta se ubicará un filtro pasa bajos, para evitar falsos disparos a causa de ruido e interferencias magnéticas (Revisar la sección 2.2.2.4).

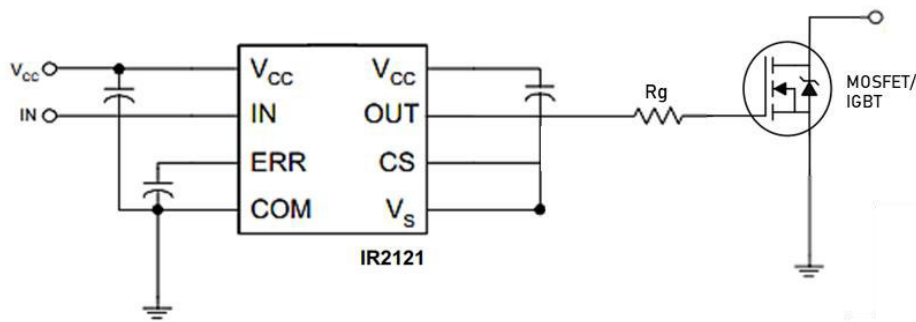


Figura 2.4. Esquema de conexión del Gate Driver.

2.2.1.3 Diodo Rectificador

Las características de selección para el diodo rectificador ubicado en el secundario son similares a los criterios utilizados para el IGBT. Se toma en cuenta el voltaje de polarización inversa y la corriente media. El voltaje que percibe el diodo cuando este está polarizado inversamente es equivalente a la suma del voltaje a la salida y el voltaje del secundario del transformador.

$$V_D = V_o + V_2 = V_o + \frac{V_{in} - V_{CE(sat)}}{n} \quad (2.34)$$

$$V_D = 220 V + \frac{28.1 V - 1.5 V}{0.121} = 439.84 V$$

Para el caso del diodo al ser un elemento menos sensible que un IGBT, se toma únicamente un factor de seguridad de 30%.

$$V_D > 571.8 V$$

La corriente media en el diodo es equivalente a la corriente media en la carga.

$$I_F = I_R = \frac{P}{V_o} = 0.909 A$$

$$I_F > 1.18 A$$

Adicionalmente, para el diodo se debe toma en cuenta que el tiempo de recuperación inversa sea mucho menor que el tiempo que el diodo esta polarizado inversamente.

$$t_{rr} \ll \frac{(1-D)}{f} \quad (2.35)$$

$$t_{rr} \ll \frac{(1 - 0.5)}{24000} \ll 20.8 \mu s$$

El diodo seleccionado es el STTH4L06, del fabricante ST, cuyo voltaje de polarización inversa es 600V, corriente continua nominal de 4A, voltaje de barrera de 0.9 V y tiempo de recuperación inversa típica de 40 ns (ANEXO VI) [20].



Figura 2.5. Diodo STTH4L06

2.2.1.4 Capacitor de entrada

Partimos el análisis del hecho que la corriente que entrega el módulo fotovoltaico es puramente continua y la corriente en el capacitor se puede determinar a partir del análisis de nodos.

$$i_c = I_{pv} - I_1 \quad (2.36)$$

A partir de la corriente expresada en (2.36) se obtiene gráficamente su forma de onda respectiva.

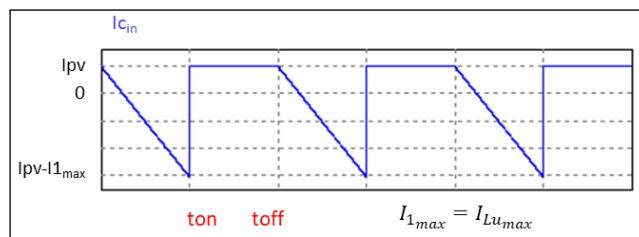


Figura 2.6. Forma de onda de corriente en el capacitor de entrada

A partir de Figura 2.6 es posible determinar que la variación de voltaje en el capacitor de entrada (ΔV_{Cin}), para el periodo en el cual el elemento de potencia se encuentra apagado es:

$$\Delta V_{Cin} = \frac{1}{C_{in}} \int_0^{t_{off}} I_{pv} = \frac{I_{pv}(1-D)}{f C_{in}} \quad (2.37)$$

A partir de (2.37) se obtiene el valor del capacitor de entrada.

$$C_{in} = \frac{I_{pv}(1-D)}{r V_{pv} f} \quad (2.38)$$

Donde r es el porcentaje de rizado en el voltaje del módulo fotovoltaico. A partir de la ecuación (2.38), determinamos el valor de capacitancia de salida para un rizado de 10%.

$$C_{in} = \frac{(7.12 \text{ A})(1 - 0.5)}{0.1(28.1 \text{ V})(24 \text{ kHz})} = 52.78 \text{ uF}$$

Para seleccionar un capacitor comercial, también es necesario calcular la corriente RMS que circulara a través de él ($I_{C_{RMS}}$), la cual se obtiene del análisis de Figura 2.6.

$$I_{C_{RMS}} = \sqrt{D \left(\frac{I_{Lu_{max}}^2}{3} - I_{Lu_{max}} I_{pv} \right) + I_{pv}^2} \quad (2.39)$$

$$I_{C_{RMS}} = \sqrt{0.5 \left[\frac{(33.9 \text{ A})^2}{3} - (33.9 \text{ A})(7.12 \text{ A}) \right] + (7.12 \text{ A})^2}$$

$$I_{C_{RMS}} = 11.024 \text{ A}_{RMS}$$

Por último, el voltaje nominal del capacitor debe ser superior al voltaje máximo del módulo fotovoltaico, para la cual tomamos un factor de seguridad del 50%.

$$V_{cin} > 1.5(33.8 \text{ V}) > 50.7 \text{ V}$$

El capacitor seleccionado es un capacitor de película, puesto que este tipo de capacitores disponen de mejores prestaciones al momento de entregar picos de corriente. El modelo comercial es R60DW6100AA40K que tiene una capacitancia de 100 uF, un voltaje DC nominal de 63, una capacidad de corriente superior a 20 A_{RMS} a 24 kHz y máxima de 37.5 A_{RMS} (Ver ANEXO VII) [21].

2.2.1.5 Capacitor de salida

El análisis que se realiza es similar al capacitor de entrada; partimos de la asunción que el capacitor es lo suficientemente grande para considerar a la corriente de carga como puramente continua, sin rizado. La corriente en tal capacitor se puede determinar a partir del análisis de nodos.

$$i_c = i_D - I_o \quad (2.40)$$

A partir de la corriente expresada en (2.40) se obtiene gráficamente su forma de onda respectiva.

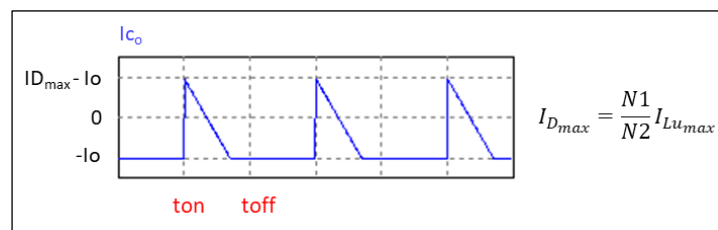


Figura 2.7. Forma de onda de corriente en el capacitor de salida

A partir de Figura 2.7 es posible determinar que la variación de voltaje en el capacitor de salida (ΔV_{Co}), para el periodo en el cual el elemento de potencia se encuentra encendido es:

$$\Delta V_{Co} = \frac{1}{C_o} \int_0^{t_{on}} -I_o \quad (2.41)$$

A potencia máxima:

$$\Delta V_{Co} = \frac{1}{C_o} \int_0^{t_{on}} -\frac{P_o}{V_o} = -\frac{P_o D}{C_o f V_o} \quad (2.42)$$

El signo negativo de (2.42), indica que en el periodo de tiempo en el que el IGBT está en ON, el voltaje sobre el capacitor decae; por lo que para el cálculo del capacitor de salida tomamos en cuenta el valor absoluto de dichos valores.

$$C_o = \frac{P_o D}{\Delta V_{Co} f V_o} = \frac{P_o D}{r f V_o^2} \quad (2.43)$$

Donde r es el porcentaje de rizado. A partir de la ecuación (2.43), determinamos el valor de capacitancia de salida para un rizado de 2%.

$$C_o = \frac{(200 W)(0.5)}{(0.01)(24 kHz)(220 V)^2} = 4.3 \mu F$$

Para seleccionar un capacitor comercial, también es necesario calcular la corriente RMS que circulara a través de él (I_{CRMS}), la cual se obtiene del análisis de Figura 2.7.

$$I_{CRMS} = \sqrt{\left(1 - \frac{\sqrt{2PfL_u}}{n V_o}\right) I_o^2 + \frac{\sqrt{2PfL_u}}{3 n V_o} (I_o^2 - I_o I_{C_p} + I_{C_p}^2)} \quad (2.44)$$

Donde I_{C_p} es la corriente pico del capacitor y se obtiene mediante (2.45).

$$I_{C_p} = I_{D_{max}} - I_o = \frac{N1}{N2} I_{Lu_{max}} - \frac{P_o}{V_o} \quad (2.45)$$

Calculamos,

$$I_{C_p} = 0.12 (33.9 A) - 0.909 A = 3.159 A$$

$$\frac{\sqrt{2PfL_u}}{n V_o} = \frac{\sqrt{2(200V)(24kHz)(14.5\mu F)}}{0.121 (220V)} = 0.438$$

$$I_{CRMS} = \sqrt{(1 - 0.438)(0.909 A)^2 + \frac{0.438}{3} [(0.909 A)^2 - (0.909 A)(3.159 A) + (3.159 A)^2]}$$

$$I_{CRMS} = 1.278 A_{Rms}$$

Por último, el voltaje nominal del capacitor debe ser superior al voltaje sobre la carga, para la cual tomamos un factor de seguridad del 50%.

$$V_{Co} > 1.5(220 V) > 330V$$

El capacitor seleccionado de la misma familia de capacitor del optado en el de entrada, el modelo comercial es R60MR51005040K que tiene una capacitancia de 10 uF, un voltaje DC nominal de 400V, y una capacidad de 4 [A_{RMS}] a 24 kHz (Ver ANEXO VII) [21].



Figura 2.8. Capacitor cerámico R60MR51005040K

2.2.2 DISEÑO DEL SISTEMA ELECTRÓNICO DE CONTROL

En el presente subcapítulo, se detalla el proceso de selección y acondicionamiento de componentes y circuitos necesarios que permiten cerrar el lazo de control tales como: reguladores de voltaje, sensores de voltaje y corriente, filtros, manejo de la señal del disparo de compuerta.

2.2.2.1 Reguladores de voltaje

Tomando en cuenta que el voltaje de entrada es el voltaje que genera el panel fotovoltaico, para alimentar a los circuitos de medición, acondicionamiento y control es necesario contar con voltajes regulados de alimentación de 15 V y 5V. La línea de alimentación de 15V es utilizada para realizar el disparo del IGBT del conversor Flyback, mientras que la línea de alimentación de 5V sirve para alimentar al microcontrolador, y a los sensores/acondicionadores de voltaje y corriente. Para obtener ambos niveles de voltaje se ocuparán reguladores lineales de voltaje de la familia LM78xx, en las configuraciones presentadas en Figura 2.9, [22] (Revisar ANEXO VIII).

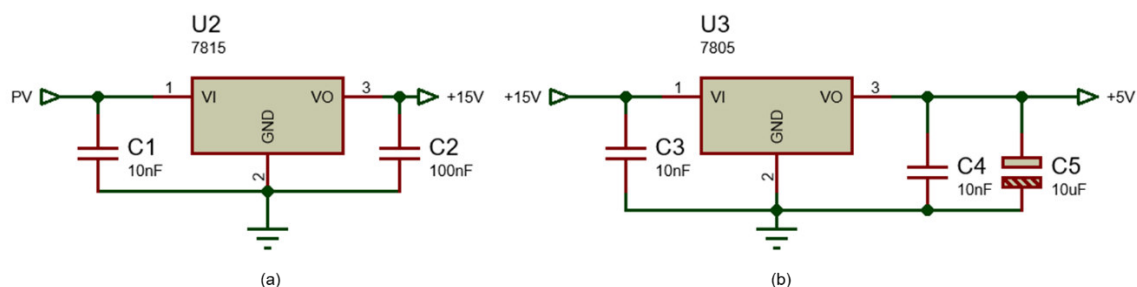


Figura 2.9. Fuentes de alimentación: (a) 15V, (b) 5V.

2.2.2.2 Sensor de voltaje

En virtud de que las mediciones sobre el módulo fotovoltaico se realizan sobre el primario del transformador, tanto el módulo fotovoltaico como el sistema de control comparten referencias; por el motivo antes descrito se decide realizar las mediciones de voltaje a través de un divisor de tensión. Tal divisor de voltaje tendrá como función acondicionar el voltaje del módulo a valores admisibles por el sistema microprocesado, es decir hasta un valor de 3.3 V, tal y como se detallará en la sección 2.2.4.

Puesto que el panel utilizado tiene un voltaje máximo de 33.1 V, a circuito abierto, el circuito de medición tendrá un alcance de un 10% superior al voltaje máximo, por consiguiente, el rango de medida será de 0 a 37 V. La ecuación que describe el acondicionamiento de voltaje se detalla en (2.46).

$$V_{pv_{sens}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{pv} = 0.0892 V_{pv} \quad (2.46)$$

Donde, $V_{pv_{sens}}$ es el voltaje acondicionado, a la salida del divisor; y V_{pv} el voltaje del módulo.

De (2.46) determina que la resistencia R1 es de un valor de 100 kΩ y R2 al tener un valor de 1021 kΩ será un potenciómetro de precisión de 2MΩ, calibrado al valor deseado.

Por otra parte, para garantizar que la impedancia de entrada al pin del microcontrolador no cargue eléctricamente al divisor de voltaje, el circuito de medición cuenta también con un seguidor de voltaje utilizando el amplificador operacional LM358.

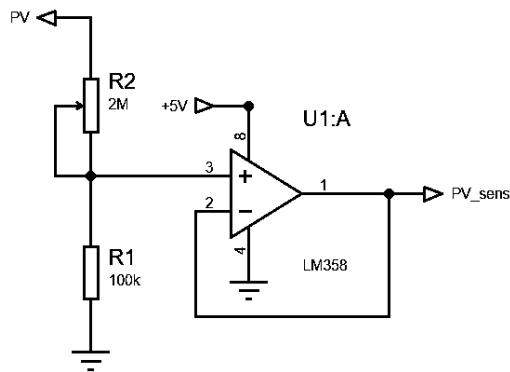


Figura 2.10. Circuito de acondicionamiento de voltaje.

2.2.2.3 Sensor de Corriente

En cuanto a la medición de corriente, se desea que el método de sensado disipe la menor cantidad de energía, de forma que no se vea reducida la eficiencia del conversor; para ello se decide ocupar un sensor de corriente lineal basado en efecto Hall por encima de una resistencia shunt.

El sensor seleccionado es el módulo ACS712-20A, el cual es un módulo de prueba que integra el sensor ACS712ELCTR-20A-T del fabricante allegro, así como también la circuitería necesaria para su funcionamiento. La sensibilidad del sensor de efecto hall es de 100mV/A, y soporta corrientes de hasta $\pm 20A$ [23].

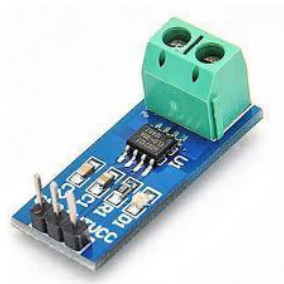


Figura 2.11. Módulo sensor de corriente de efecto hall ACS712ELCTR-20A-T.

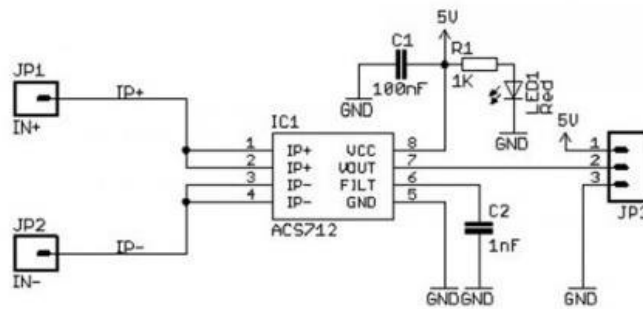


Figura 2.12. Diagrama interno de conexiones del módulo sensor de corriente.

El módulo es conectado de modo que este mida corriente negativa, y así a 0A de corriente, a la salida del sensor se tenga 2.5V, voltaje que de crezca a medida que aumente la corriente. El acondicionado de esta señal se realiza por medio de software.

2.2.2.4 Filtros

En virtud de que los elementos de medición y manejo de disparo del IGBT se encuentran a servicio de un convertidor estático DC-DC conmutado tipo Flyback, es necesario diseñar filtros pasabajos que eliminen y/o reduzcan los efectos adversos de ruido e interferencias. Los filtros a diseñar son pasivos de primer orden, compuestos de una red RC, resistiva-capacitiva.

Filtros para los sensores de voltaje y corriente

Los filtros diseñados para la salida de los sensores de voltaje y corriente están ubicados lo más cercanos posible de la entrada de los pines del microcontrolador correspondientes que realicen la lectura del conversor analógico-digital (ADC).

Tanto el voltaje como la corriente del módulo fotovoltaico varían a la frecuencia de conmutación del IGBT, es decir 24kHz; debido a esto se decide diseñar los filtros pasabajos para una frecuencia de corte de 5 veces mayor a la frecuencia de conmutación, de manera que sea posible mantener la forma de onda original a la vez que se reduzca los efectos de ruido externo. El cálculo del resistor y capacitor que conforman el filtro se lo realiza mediante la función de transferencia ($G(s)$) que define al filtro pasabajos pasivo (2.47).

$$G(s) = \frac{1}{RCs+1} = \frac{1}{Ts+1} = \frac{1}{\frac{1}{2\pi f}s+1} \quad (2.47)$$

Si se toma un capacitor de 2nF, se determina el valor de la resistencia.

$$f = \frac{1}{2\pi(120kHz)(2nF)} = 663.14 \Omega \rightarrow 610 \Omega$$

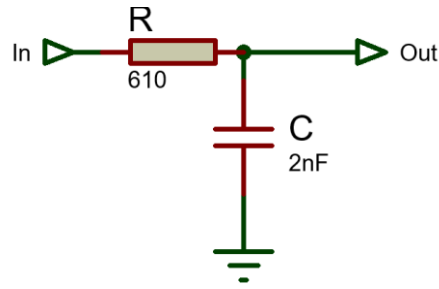


Figura 2.13. Filtro pasabajos para los sensores de corriente y voltaje.

Filtro para la señal de disparo

El filtro a diseñar estará colocado lo más próximo posible del gate drive o manejador de compuerta, a modo que no existan falsos disparos sobre el IGBT.

Como criterio de diseño se determina que, como respuesta temporal del filtro, el tiempo de subida (t_r) debe ser al menos 5 veces menor que la relación de trabajo mínima a la que se disparara el transistor de potencia.

$$t_r \leq \frac{D_{min}}{5f} \leq 0.41166 \text{ us}$$

La constante de tiempo (T) del filtro se determina a partir de (2.48).

$$t_r = 2.2 T \tag{2.48}$$

$$T \leq \frac{t_r}{2.2} \leq \frac{0.41166}{2.2} \leq 0.18712 \text{ us}$$

Si el capacitor del filtro es de 1nF, se calcula el valor de la resistencia mediante (2.47).

$$R = \frac{T}{C} = \frac{0.18712 \text{ us}}{1 \text{ nF}} = 187.12 \Omega \rightarrow 180 \Omega$$

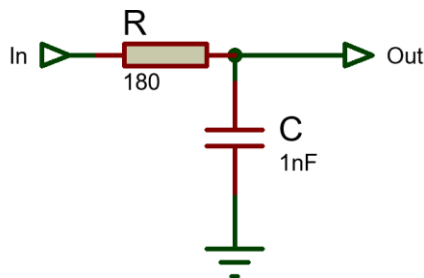


Figura 2.14. Filtro pasabajos para la señal PWM de disparo.

2.2.3 DISEÑO DE ELEMENTOS DE PROTECCIÓN

2.2.3.1 Protección contra polarización inversa

Los circuitos de control y potencia diseñados en los apartados anteriores funcionan siempre y cuando cuenta con la adecuada conexión del módulo fotovoltaico en cuanto a polaridad; en el caso que en los terminales de entrada se conecte el módulo fotovoltaico con polaridad inversa, los elementos susceptibles a sufrir daño son:

- IGBT
- Reguladores de voltaje
- Capacitores Electrolíticos
- Microcontrolador

Para proteger los dispositivos mencionados se debe implementar un circuito de protección contra polarización inversa, el cual deja pasar corriente únicamente si la conexión de entrada se encuentra con la polaridad adecuada.

La opción más simple es colocar un diodo en serie al terminal positivo de polarización, a manera que se garantice la unidireccionalidad de la corriente, sin embargo, esta alternativa generara pérdidas significativas sobre el diodo por la caída de voltaje que se da en él.

El circuito de protección por el cual se opta es por la protección mediante un relé, al cual se lo coloca un diodo en serie a la entrada de alimentación de la bobina, de manera que se garantice siempre una polarización adecuada a través del contacto asociado. El relé seleccionado es un relé de uso automotriz de 24V.

Dado a que generalmente las bobinas de los relés soportan hasta un 140% del voltaje nominal de operación, es necesario regular el voltaje en sus terminales, para lo cual se coloca un diodo Zener de 24V en paralelo y se implementa un divisor de voltaje (Ver Figura 2.15).

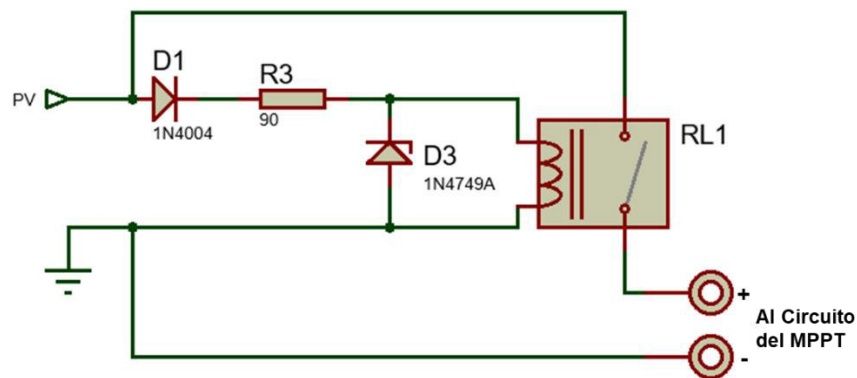


Figura 2.15. Protección contra polarización inversa

2.2.3.2 Protección contra sobrecorriente

El convertor diseñado en el presente trabajo está contemplado para operar en corrientes de hasta 8 amperios de corriente continua, por lo que, para proteger a los elementos, seleccionados se colocara un fusible a la entrada al circuito de potencia del MPPT, con un valor de corriente nominal de 25% superior al diseñado, es decir 8A.



Figura 2.16. Fusible a utilizar.

A la par que el fusible, se implementan protecciones mediante software, las cuales apagarán al convertor DC-DC en caso de operar fuera de los límites de diseño, tanto en sobrevoltaje como en sobrecorriente.

2.2.3.3 Red Snubber IGBT

Al montar por primera vez el circuito de potencia, se notaron oscilaciones sobre el voltaje colector-emisor (ringing) del IGBT al momento del apagado del transistor, y también al momento de extinción de la corriente de magnetización. Por este motivo fue necesario diseñar una red Snubber RC de apagado que solviera el problema.

En base a [24], se determina que el problema es el resultado de un efecto de resonancia entre la inductancia de dispersión del bobinado primario (L_s) con la capacitancia parasita de colector-emisor (C_{CE}) del elemento de potencia.

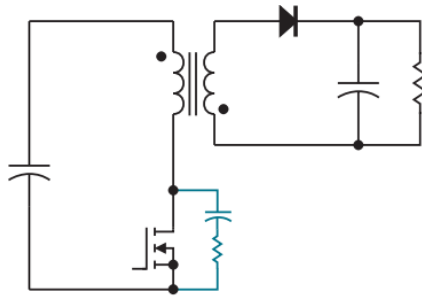


Figura 2.17. Conversor Flyback con red snubber RC [24].

La resistencia (R_{sn}) debe ser equivalente a la impedancia resonante, y está dada por:

$$R_{sn} = 2\pi f_r L_s \quad (2.49)$$

La frecuencia de resonancia es medida mediante un osciloscopio y como aproximación se considera que la inductancia de dispersión del devanado primario es un 10% de la inductancia de magnetización, porcentaje determinado empíricamente, al arrojar los mejores resultados.

$$R_{sn} = 2\pi(2.941 \text{ MHz})(0.1 * 14.5 \text{ uH}) = 53.6 \Omega \rightarrow 51\Omega$$

La capacitancia (C_{sn}) de la red snubber se recomienda por [24] que sea cercana a la impedancia de resonancia, y por ende al resistor.

$$C_{sn} = \frac{1}{2\pi f_r R} \quad (2.50)$$

$$C_{sn} = \frac{1}{2\pi(2.941 \text{ MHz})(51\Omega)} = 1.06 \text{ nF}$$

Sin embargo, los mejores resultados se obtuvieron para un valor de capacitancia de 10nF. La potencia disipada por el resistor (P_{sn}) está dada por (2.51).

$$P_{sn} = C_{sn} V_{sn}^2 f_s \quad (2.50)$$

Donde f_s es la frecuencia de conmutacion y V_{sn} es el voltaje que percibe el transistor cuando se encuentra apagado y que fue previamente calculada en (2.33).

$$P_{sn} = (10 \text{ nF})(54.74 \text{ V})^2(24 \text{ kHz}) = 0.719 \text{ W}$$

La resistencia a utilizar será de 1W, 51 Ω .

2.2.4 IMPLEMENTACION DEL ALGORITMO DE CONTROL

El manejo del algoritmo de seguimiento de punto de máxima potencia (MPPT), está a cargo de un sistema microprocesado compuesto por la placa de desarrollo STM32 Blue Pill, que incorpora el microcontrolador STM32F103C8T6 de arquitectura ARM-M3 y cuyas características se detallan en Tabla 2.6.

Tabla 2.6. Características relevantes de la placa de desarrollo STM32 Blue Pill

Microcontrolador	- STM32F103C8T6
Alimentación	- 3.3 V, alimentación directa.
Frecuencia del microprocesador	- 72 MHz máximo - Oscilador externo de 8 MHz
ADC	- 10 canales de conversión. - 12 bits de resolución
Timers	- 3 de propósito general y uno destinado a PWM
Puertos I/O	- 32 pines (14 entradas analógicas)

La programación del microcontrolador se realiza en Simulink de MATLAB por medio de la herramienta STM32-MAT/TARGET.

2.2.4.1 Lógica de Control

La lógica de control tiene como base el algoritmo de Conductancia Incremental descrito en la sección 1.4.2.4, junto con la programación necesaria para acondicionar las señales y realizar el manejo de puertos; dicha lógica se presenta en Figura 2.18 y Figura 2.19. El lazo principal se encarga de configurar, inicializar y habilitar los pines asociados a los canales de conversión de ADC1, ADC2, y también del TIMER3; como único bucle, el lazo principal realiza la verificación de sobrecorriente o sobrevoltaje, caso para el cual apagará la PWM.

La lectura/acondicionamiento de las señales de corriente y voltaje, el algoritmo del MPPT como tal, y la actualización del registro que maneja la relación de trabajo, se realizan en cada interrupción del TIMER 3, por "Update Event".

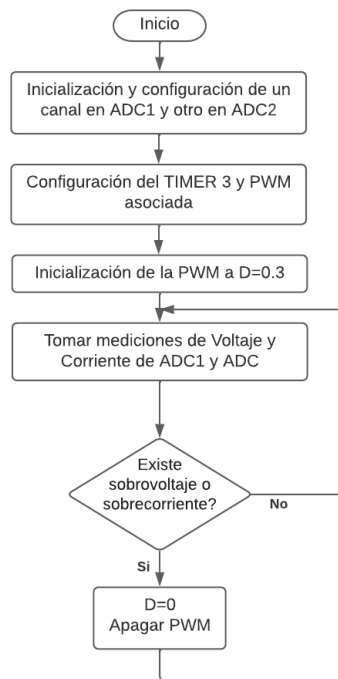


Figura 2.18. Diagrama de flujo del lazo principal de control

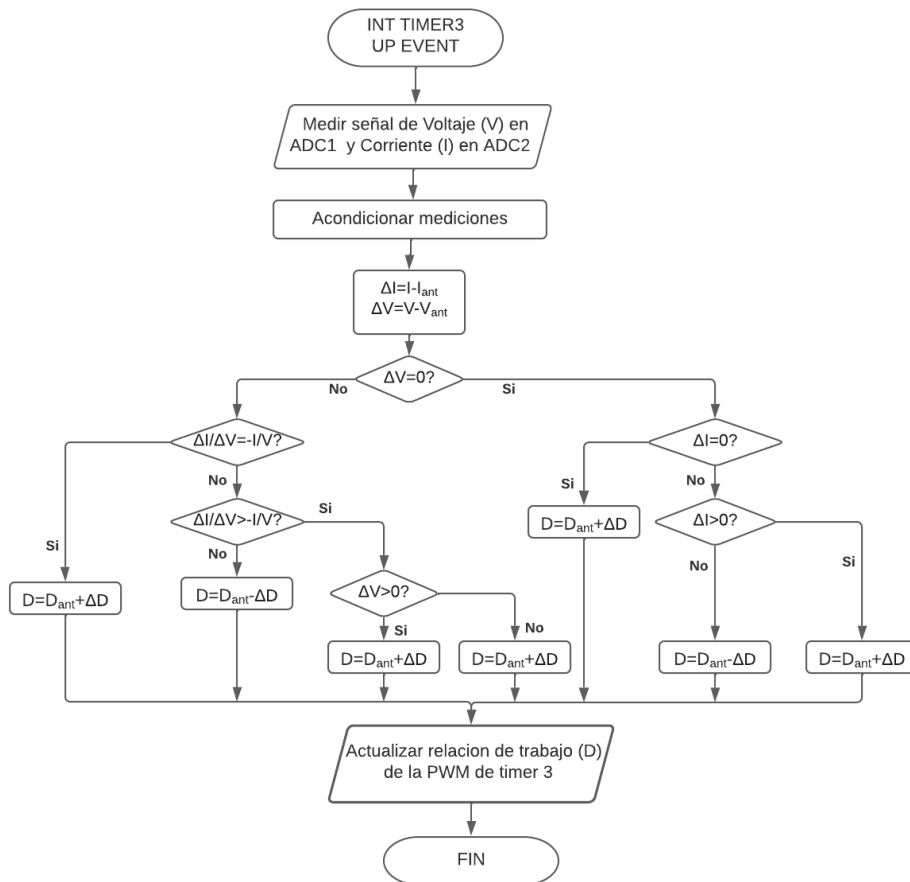


Figura 2.19. Diagrama de flujo de la interrupción de TIMER 3 por Update Event

2.2.4.2 Asignación de recursos y Creación del proyecto

Como se ha mencionado antes, al microcontrolador llegan las señales de medición de voltaje y corriente en el panel, y este comanda el disparo del elemento de potencia IGBT; los pines utilizados se detallan en Tabla 2.7.

Tabla 2.7. Asignación de recursos

Pin	Función	Descripción
A0	Entrada Analógica ADC1	Señal de voltaje del módulo PV
A1	Entrada Analógica ADC2	Señal de corriente del módulo PV
A6	Salida digital	Salida PWM

Asignados los pines a utilizar, se crea el proyecto que albergara los archivos de programación, para ello se utiliza la herramienta STM32CubeMX, la misma que permite generar los códigos C# de inicialización de acuerdo con las preferencias de usuario asignadas por medio de un entorno gráfico.

Se empieza asignando el oscilador de cristal externo, incluido en la placa de desarrollo, a las entradas de RCC del microcontrolador, así mismo de configurar las frecuencias de CPU, Timers y ADC's.

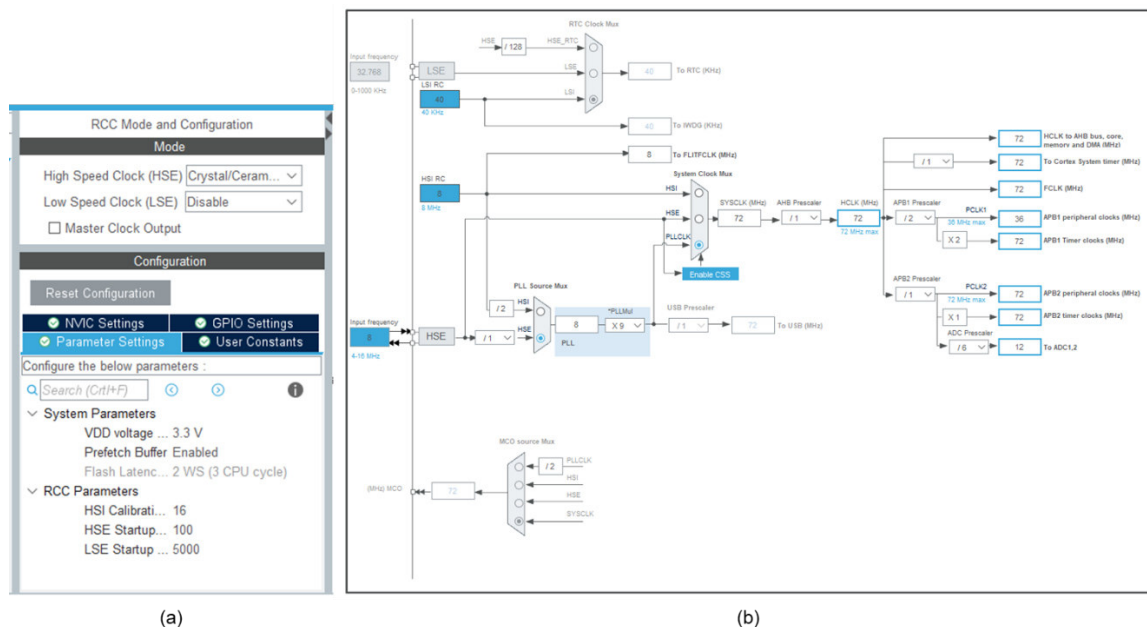


Figura 2.20. (a) Asignación del oscilador externo, (b) Configuración de frecuencias.

Posteriormente, se configura el TIMER3 en su canal 1 como Generador de PWM en PA6, y se indica que utilizará como base de tiempo el reloj interno, se habilitan las interrupciones,

indicando que viene disparada por un 'Update Event'. Tanto el ADC1 como el ADC2 se configuran en modo independiente en los pines PA0 y PA1 respectivamente, y se determina que el inicio de cada conversión viene dado por la interrupción previamente detallada de TIMER 3.

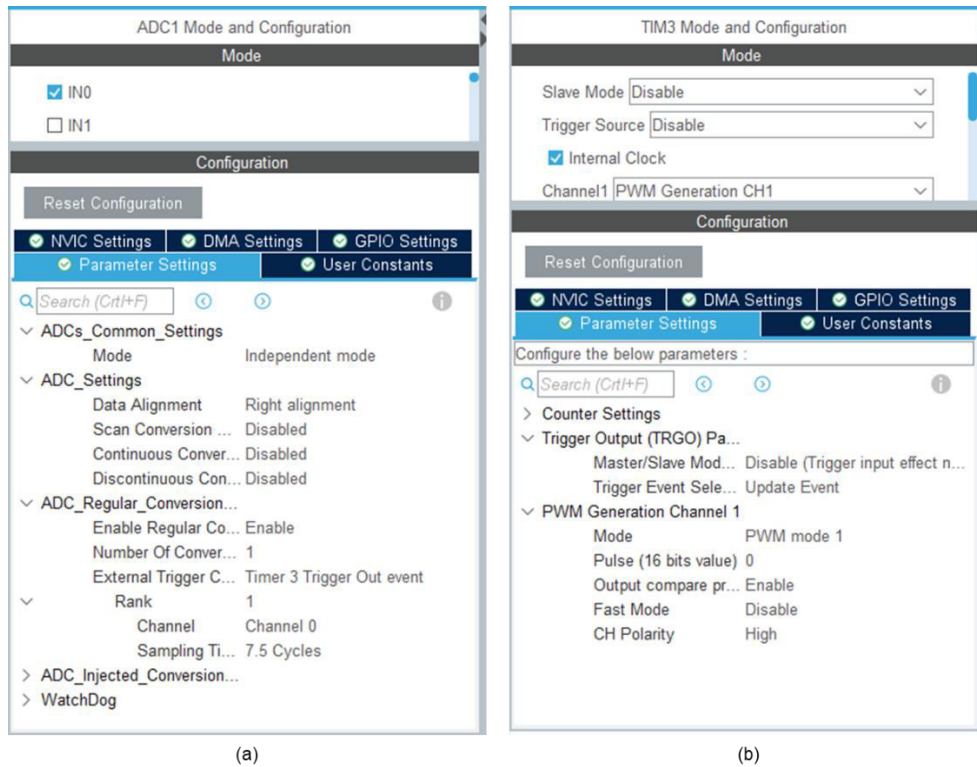


Figura 2.21. Configuración: (a) ADC, (b) TIMER3.

2.2.4.3 Instalación de la extensión STM32-MAT/TARGET

Algo muy importante de mencionar es que en este trabajo se utilizó una herramienta para programar el microcontrolador utilizando la programación realizada en Matlab/Simulink.

Para la programación en Simulink, se debe contar la extensión "STM32-MAT/TARGET" distribuida por ST; para ello es necesaria descargar la documentación y archivos proveídos por ST en su página web [25]. Una vez descargados, para instalar el repositorio se deben seguir los siguientes pasos:

- 1) En MATLAB, en la pestaña de inicio de la barra de herramientas superior, dar clic en "Set Path".
- 2) Se abrirá una nueva ventana, ahí dar clic en "Add with Subfolders".
- 3) Seleccionar la carpeta STM32-MAT, descargada previamente desde la página web de STM.

4) Clic en “Save” y “Close”.

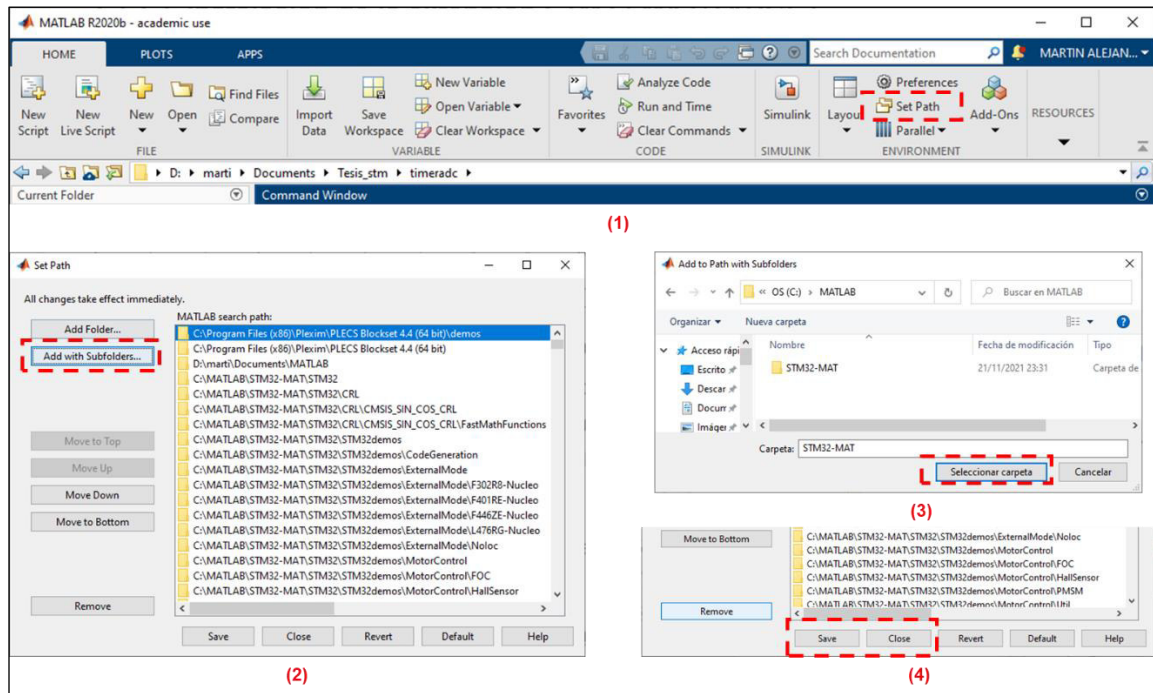


Figura 2.22. Pasos para instalar el repositorio STM32-MAT/TARGET.

Completados los pasos antes descritos, se puede empezar a programar mediante diagrama de bloques cualquier microcontrolador de STM. Al abrir la biblioteca de librerías de Simulink, aparecerá una nueva librería de bloques que contiene todo lo necesario para la programación.

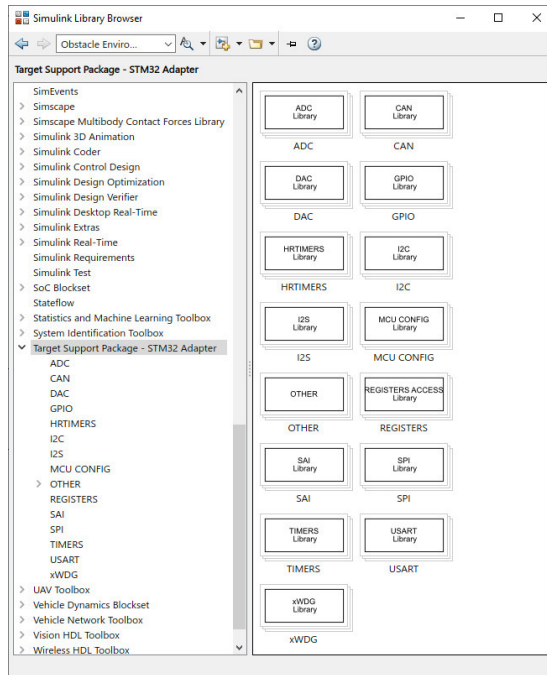


Figura 2.23. Biblioteca STM32 en Simulink.

2.2.4.4 Programación en Simulink

En el mismo directorio de carpeta en el cual se creó el proyecto en STM32CubeMX según los pasos indicados en el apartado 2.2.4.2, se debe crear un nuevo modelo de Simulink con el mismo nombre. Posteriormente se tendrán que realizar ciertas configuraciones de modelo, indicadas a continuación:

- 1) En la pestaña “Modeling” de la barra de herramientas, se debe abrir la herramienta de configuración de modelo llamada “Model Settings”.
- 2) Como “solver” de simulación se debe elegir “discrete” de tipo “Fixed-step”
- 3) En el menú desplegable de la derecha, ir a las opciones de “Code Generation” y en el apartado de “System Target file” seleccionar el que lleva como nombre “stm32.tlc”.
- 4) En el submenú desplegable de la derecha, ir a “STM32 Options” y dar clic en “Update installed path”.
- 5) Finalmente aplicar y guardar los cambios.

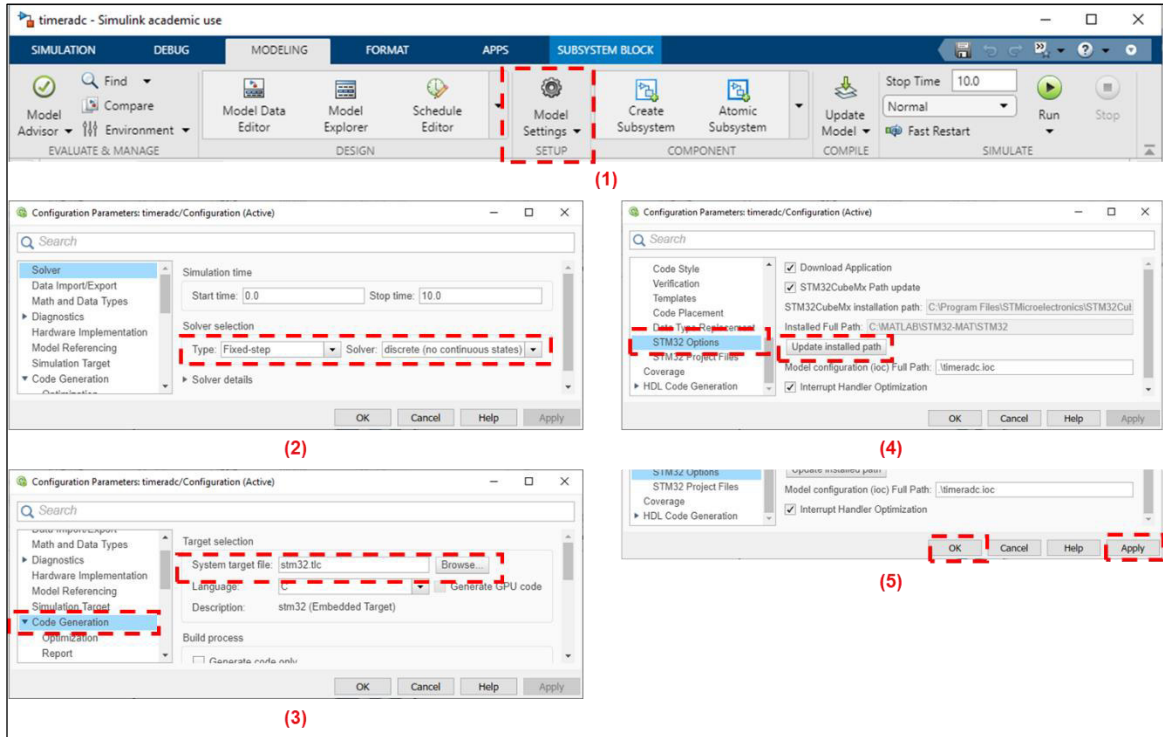


Figura 2.24. Configuración del modelo de Simulink.

Finalizada la configuración detallada anteriormente, se empieza la programación como tal. Antes de añadir cualquier bloque, se debe insertar el bloque referenciado de proyecto (SMT32_Config), el cual permite importar la selección y las configuraciones del microcontrolador realizadas en STM32CubeMX.

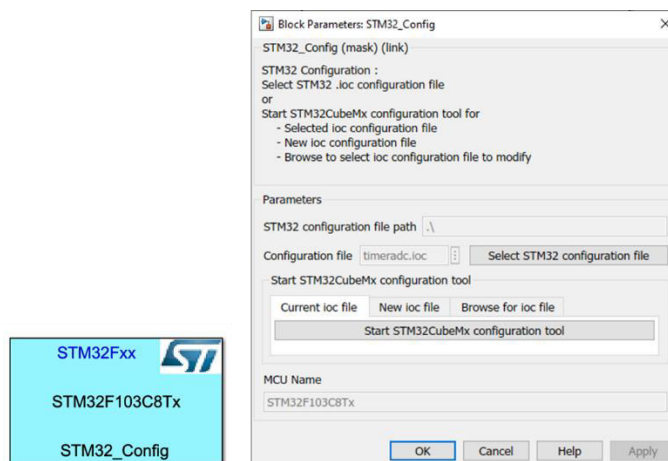


Figura 2.25. Bloque STM32_Config.

La lógica mediante la cual se programa el sistema microprocesado es siguiendo los diagramas de flujo expuestos en Figura 2.18 y Figura 2.19. Todo el primer paso de inicialización ya fue realizado anteriormente en la configuración en STM32CubeMX, por lo

que como siguiente paso es necesario programar el algoritmo de punto de máxima potencia dentro de la interrupción por finalización de conversión del ADC. Para dicho cometido se crea un subsistema, el cual contendrá los bloques necesarios para ejecutar el algoritmo y es activado por el llamado de la interrupción (Ver Figura 2.26).

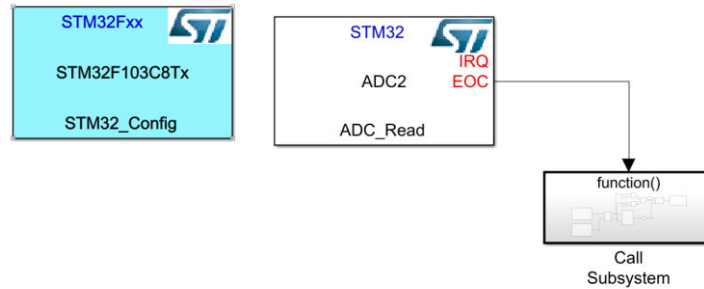


Figura 2.26. Primer nivel de programación.

Dentro del subsistema “Call Subsystem”, se programa mediante bloques toda la secuencia detallada en Figura 2.15, empezando por la lectura de los valores almacenados en los ADC1 y ADC2, pasando por el acondicionamiento digital de las lecturas, la ejecución del algoritmo de seguimiento de máxima potencia, el chequeo de sobrevoltaje y sobrecorriente, finalizando con la actualización de la relación de trabajo de la PWM (Ver **Figura 2.27**).

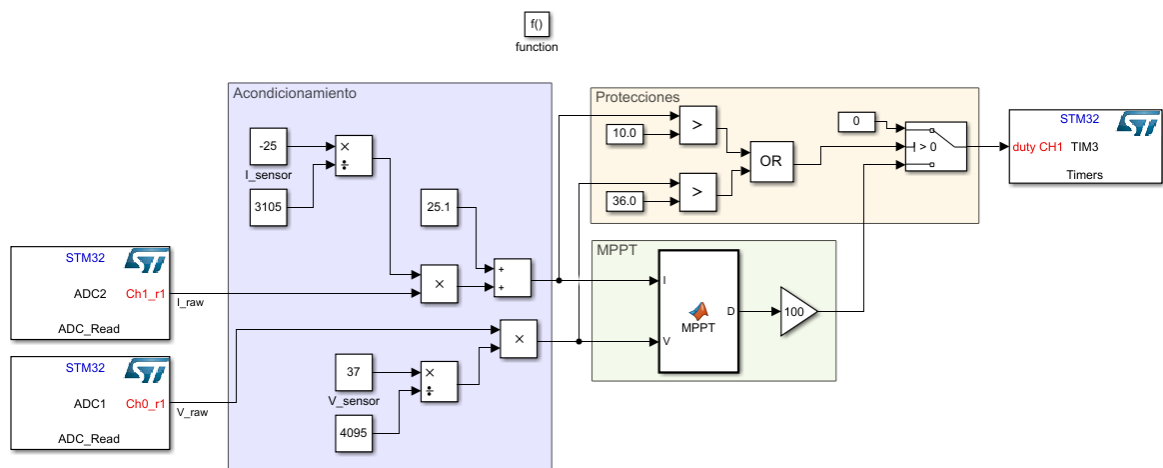


Figura 2.27. Segundo Nivel de Programación.

El bloque de ejecución del MPPT está programado en un scrip de Matlab para mayor facilidad.

```

function D = MPPT(I,V)

%%Algoritmo de Conductancia Incremental

persistent Vold Pold Dold Iold;

if isempty(Vold)
    Vold=0;
    Pold=0;
    Iold=0;
    Dold=0.25;
end

deltaD=0.005;
P= V*I;
dV= V - Vold;
dI=I-Iold;
dP=P-Vold*Iold;

if dV== 0
    if dI == 0
        D=Dold;
    else
        if dI > 0
            D = Dold - deltaD;
        else
            D = Dold + deltaD;
        end
    end
else
    if dI/dV == -I/V
        D=Dold;
    else
        if dI/dV > -I/V
            D = Dold - deltaD;
        else
            D = Dold + deltaD;
        end
    end
end

if D > 0.5 | D< 0.05
    D=Dold;
end

Dold=D;
Vold=V;
Iold=I;
Pold=P;

```

Culminada toda la programación mediante bloques en Simulink y como último paso se generan los archivos C# de aplicación, los cuales son utilizados para generar los binarios del software a cargar al microcontrolador. En orden de realizar tal tarea, dentro de la pestaña de aplicaciones se abre el Add-On de "Embedded Coder" y posteriormente sobre la nueva pestaña que se abre, se hace clic en "Build". Matlab comenzará a generar los archivos de cabecera dentro del directorio en el cual se está trabajando.

3 RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

3.1 RESULTADOS

3.1.1 PROTOTIPO FINAL

El prototipo final se encuentra dentro de una caja metálica de 27x15x8 cm, la cual en la parte posterior cuenta con los terminales de conexión del módulo fotovoltaico, como las conexiones de salida a carga; también dispone de un interruptor para prender/apagar el circuito.



Figura 3.1. Prototipo final.



Figura 3.2. Banco de pruebas.

3.1.2 FORMAS DE ONDA

Se toman formas de onda sobre la entrada al MPPT, la salida a la carga, y el IGBT para validar el cumplimiento de los parámetros de diseño considerados en el capítulo metodológico.

Como primera prueba, con el con prototipo en funcionamiento, se toman mediciones del rizado de voltaje/corriente en la entrada del MPPT con el módulo fotovoltaico conectado (Ver Figura 3.3); en color azul se indica voltaje y en color rojo la corriente del módulo fotovoltaico, para esta última tomar en cuenta que cada voltio equivale a un amperio a pesar de que las unidades del oscilograma muestren unidades de voltaje.

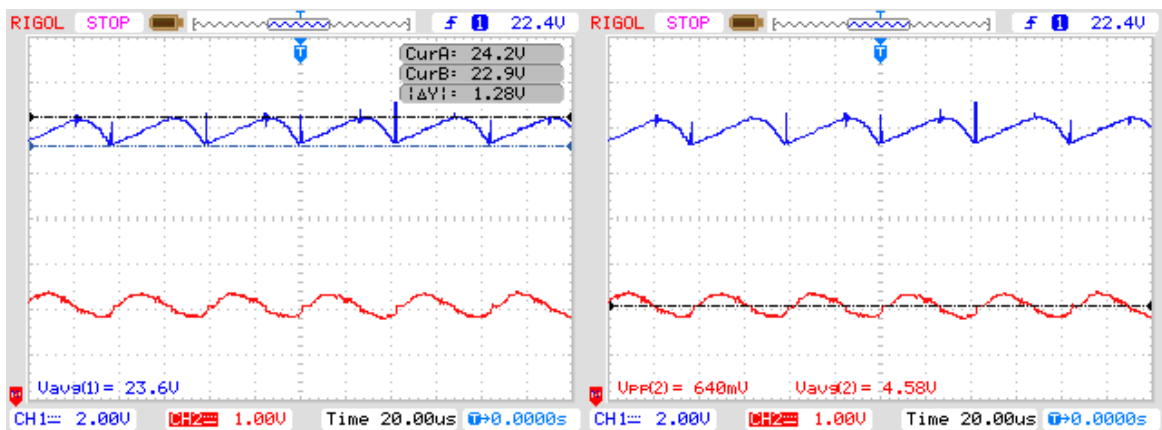


Figura 3.3. Voltaje y corriente a la salida del módulo fotovoltaico.

Partiendo de las mediciones realizadas, se verifica que el rizado de voltaje sea inferior al 10%. El cálculo se lo realiza mediante (3.1).

$$r = \frac{V_{p-p}}{V_{dc}} \quad (3.1)$$

$$r = \frac{1.28 \text{ V}}{23.6 \text{ V}} = 5.42\%$$

A partir del valor obtenido de 5.42% de rizado para una corriente de entrada de 4.58A, equivalente a una potencia de 108 W, determinamos que cuando el conversor trabaje a plena carga, el rizado de voltaje estará de acorde al 10 % de rizado máximo tomado en cuanto al momento de seleccionar el capacitor de entrada.

Similar, al ensayo anterior, se analizan las formas de onda de corriente y voltaje a la salida del MPPT, es decir sobre la carga (Figura 3.4).

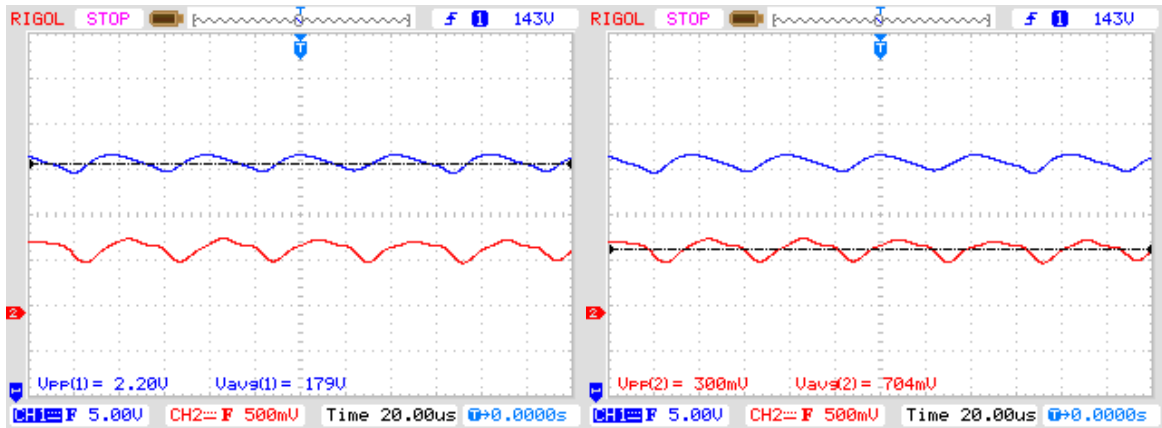


Figura 3.4. Voltaje y corriente a sobre la carga.

$$r = \frac{2.2 \text{ V}}{179 \text{ V}} = 1.23\%$$

El valor de rizado de salida es de un 1.23% a una potencia de salida de 126W, lo cual es indicativo del correcto dimensionamiento y selección del capacitor de salida.

Finalmente, y como ultima forma de onda a obtener, se analiza las formas de onda sobre el IGBT mediante las cuales se verifica la correcta conmutacion del mismo, así como también que el convertor DC-DC tipo Flyback siempre opera en conducción discontinua. En Figura 3.5, la forma de onda azul es el voltaje entre colector-emisor (V_{CE}) en el IGBT, y en rojo se representa la corriente a la salida del módulo fotovoltaico.

Se puede apreciar en los tres oscilogramas presentados que el voltaje V_{CE} del IGBT varíe entre tres diferentes valores de voltaje. El primer nivel, para V_{CE} igual al voltaje de saturación, el transistor se encuentra conduciendo; en el segundo nivel el transistor se apaga, pero el núcleo del transformador contiene energía almacenada, por lo cual el voltaje V_{CE} equivale a la suma del voltaje de entrada y el voltaje del secundario reflejado; finalmente el voltaje V_{CE} decrece a un valor equivalente al voltaje de entrada (voltaje del panel fotovoltaico), este último nivel es la verificación que el convertor opera en conducción discontinua, puesto que indica que toda la energía previamente almacenada en el núcleo, fue extinguida y entregada al secundario.

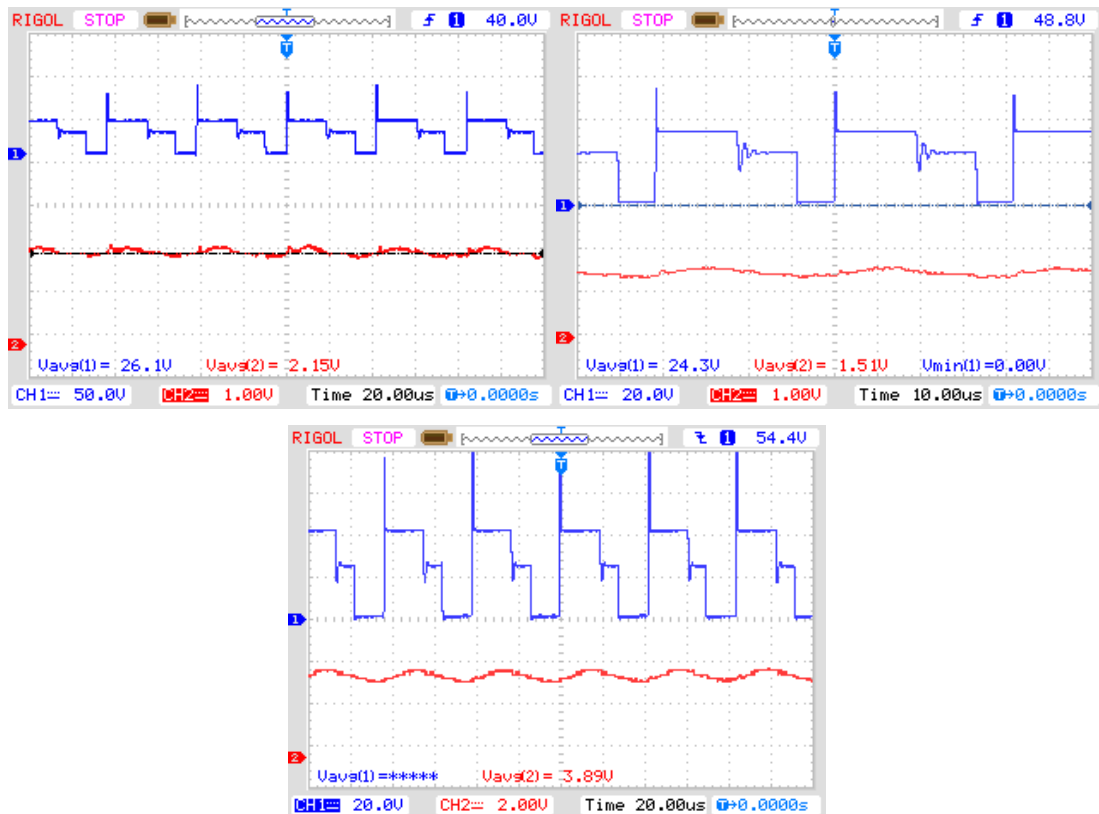


Figura 3.5. Formas de onda sobre el IGBT para diferentes puntos de operación.

3.1.3 POTENCIA A DIFERENTES PUNTOS DE OPERACIÓN

En este apartado como tal se verifica que se rastree el punto de máxima potencia para diferentes condiciones de irradiancia y temperatura ambientales que se obtuvieron en el momento de las pruebas; para ello se toman valores de voltaje y corriente a la entrada y salida del convertidor, obteniendo así la potencia de entrada (potencia del módulo fotovoltaico) y de salida del convertidor que luego se utiliza para el cálculo de eficiencia.

Tabla 3.1. Voltajes, corrientes y potencias a diferentes puntos de irradiancia y/o temperatura.

V_{in} [V]	I_{in} [A]	P_{in} [W]	V_o [V]	I_o [A]	P_o [W]
22,8	1,59	36,25	83,30	0,341	28,41
21,3	2,28	48,56	98,16	0,400	39,26
22,4	3,54	79,30	125,47	0,513	64,37
22,3	3,67	81,84	126,20	0,516	65,12
23,2	4,76	110,43	151,93	0,623	94,65
24,7	5,50	135,85	165,98	0,679	112,70
23,3	6,25	145,63	174,30	0,712	124,10
23,5	7,36	172,96	186,60	0,762	142,19
23,4	7,50	175,50	191,85	0,786	150,79

Mediante los valores de potencia de Tabla 3.1, se pueden calcular la eficiencia del conversor (η) mediante (3.2).

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} \quad (3.2)$$

Tabla 3.2. Eficiencias a diferentes potencias.

P_{in} [W]	P_o [W]	Eficiencia η
36,25	28,41	78,37%
48,56	39,26	80,84%
79,30	64,37	81,18%
81,84	65,12	79,57%
110,43	94,65	85,71%
135,85	112,70	82,96%
145,63	124,10	85,22%
172,96	142,19	82,21%
175,50	150,79	85,92%

De Tabla 3.2 se puede determinar la eficiencia media del conversor ($\bar{\eta}$).

$$\bar{\eta} = \sum_{i=1}^j \frac{\eta_i}{j} \quad (3.3)$$

Como resultado se obtiene que la eficiencia media del conversor es de 82.44%, eficiencia la cual decrece a potencias bajas. Cabe resaltar que las pérdidas del conversor son resultado de: pérdidas en el transformador, tanto magnéticas como en el cobre; en el IGBT, como pérdidas de conmutación y conducción; en el diodo rectificador; en el circuito de control, como resultado de los sensores, reguladores de voltajes y consumo de los diferentes componentes electrónicos. La eficiencia media obtenida está acorde al estudio teórico realizado sobre [12].

3.2 CONCLUSIONES

- Observamos que en un conversor DC-DC tipo Flyback se tiene corrientes pico elevadas en el primario del transformador en comparación con la corriente media que circula por este, por lo que se determinó que este tipo de convertidores no es recomendable para potencias superiores a 200W.
- Se verificó que el algoritmo de Conductancia Incremental, para seguimiento de punto de máxima potencia (MPPT), es un algoritmo de fácil programación que logra establecerse rápido sobre el punto de máxima potencia debido a que busca que la

conductancia instantánea e incremental sean iguales, lo cual se traduce en un buen rendimiento en condiciones atmosféricas de rápida variación.

- Se evidenció de manera práctica que la eficiencia del convertidor DC-DC es alrededor del 85% tal como determina la literatura técnica de este tipo de convertidores para bajas potencias. Además, se pudo verificar que la eficiencia es menor cuando se trabaja con potencias bajas, a causa de que el consumo de la electrónica necesaria para operar al convertidor, tales como: sensores, reguladores lineales de voltaje, sistema microprocesado, etc., ya que ésta es significativa en comparación a la potencia que entrega el módulo fotovoltaico a valores bajos de irradiancia.
- Se constató la importancia de implementar redes snubber de apagado en transistores de potencia, especialmente en convertidores estáticos, para reducir pérdidas y desgaste de los elementos de conmutación a causa de oscilaciones resonantes manifestadas en el voltaje colector-emisor, las cuales responden a la resonancia propia entre las capacitancias parasitas del transistor y la de los devanados de bobinas o transformadores en el caso del convertidor tipo Flyback.
- En cuanto a la programación del microcontrolador, se analizó que el repositorio/librería STM32/MAT-TARGET para Simulink permite una sencilla programación de microcontroladores STM32 mediante diagramas de bloques, facilitando la implementación de algoritmos de control, especialmente en el caso que se disponga previamente de una simulación.
- La ejecución de pruebas y ensayos en sistemas electrónicos aplicados a fotovoltaica pueden ser tardías y tediosas a causa de que la irradiación es una variable que no se puede controlar y depende netamente de la arbitrariedad de las condiciones atmosféricas.

3.3 RECOMENDACIONES

- Si se deseara replicar el convertidor diseñado a lo largo del presente trabajo de integración curricular, se recomienda altamente elevar la frecuencia de conmutación del IGBT, de manera que se pueda reducir el tamaño físico del transformador Flyback y por ende el tamaño del prototipo.
- El marco teórico y metodológico, así como el producto final entregable o prototipo, son una buena base para continuar con el desarrollo de un sistema fotovoltaico de generación, para lo cual se recomienda desarrollar una etapa de inversión a la salida del convertidor Flyback diseñado.

- El subcapítulo 2.2.4 puede ser tomado como una breve guía de como programar microcontroladores de la familia STM32 en Simulink de Matlab, puesto que se detallan los pasos a seguir para la instalación del software necesario junto con los pasos para la creación del modelo en Simulink que permite el desarrollo del proyecto de programación.
- Debido a que dentro de los laboratorios que conforman el área de potencia no se dispone de un piranómetro, instrumento utilizado para medir irradiancia solar, se recomienda a cualquier persona que desee realizar mediciones en sistemas fotovoltaicos buscar y solicitar la disposición de dicho instrumento.

4 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] N. Jungbluth, N. Stucki, M. Frischknecht and S. Buesser, "Photovoltaics", Sachbilanzen von Energiesystemen: Grundlagen für den ökologischen Vergleich von Energiesystemen und den Einbezug von Energiesystemen in Ökobilanzen für die Schweiz. Ecoinvent report, pp. 3, 6-XII, 2009.
- [2] UNIDO, "Energía Solar Fotovoltaica", 2013. [Online]. Disponible en: <http://etm2021.com/sbiblioteca/Libros/%20ENERGIAS%20ALTERNATIVAS/ENERGIA%20SOLAS%20FOTOVOLTAICA%20-%20ONUDI.pdf> [Accedido: 13-Aug-2021]
- [3] "High Efficiency Plants and Building Integrated Renewable Energy Systems", Handbook of Energy Efficiency in Buildings, pp. 446-447, 2019. Disponible en: 10.1016/B978-0-12-812817-6.00040-1 [Accedido: 11-Ene-2022].
- [4] "Generadores Fotovoltaicos", Arisa.com.mx, 2022. [Online]. Disponible en: <http://www.arisa.com.mx/plantas.html> [Accedido: 11-Ene-2022].
- [5] Adler, F., Berardi, M., García Pedrosa, M., Monticelli, F., and Morquecho, M., "Energía solar fotovoltaica", Notas del curso instalaciones industriales Universidad nacional de mar de plata, pp. 17-19, (2013).
- [6] J. Ramos, J. Campayo, I. Zamora, J. Larrañaga, E. Zulueta and E. Puelles, "Modelling of Photovoltaic Module", Renewable Energy and Power Quality Journal, vol. 1, no. 08, pp. 1186-1190, 2010. Disponible en: 10.24084/repqj08.619 [Accedido: 12-Ene-2022].
- [7] A. Dolara, R. Faranda and S. Leva, "Energy Comparison of Seven MPPT Techniques for PV Systems", Journal of Electromagnetic Analysis and Applications, vol. 01, no. 03, pp. 152-162, 2009. Disponible en: 10.4236/jemaa.2009.13024 [Accedido: 13-Ene-2022].
- [8] T. ESRAM and P. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 22, no. 2, pp. 439-449, 2007. Disponible en: 10.1109/tec.2006.874230 [Accedido: 13-Ene-2022].
- [9] E. Neri-Rodríguez, M. Oliver-Salazar, y S. Ortiz-López. "Comparación entre los algoritmos optimización por enjambre de partículas y perturbar y observar en un sistema fotovoltaico bajo condiciones de sombreado parcial.", Congreso Nacional de Control Automático Cuernavaca, AMCA 2015, pp. 495-500, 2015. Disponible en: http://amca.mx/memorias/amca2015/files/0090_ViAT1-01.pdf [Accedido: 13-Ene-2022].
- [10] M. Rahman, C. Bathina, V. Karthikeyan and R. Prasanth, "Comparative analysis of developed incremental conductance (IC) and perturb & observe (P&O) MPPT algorithm for photovoltaic applications", 2016 10th International Conference on Intelligent Systems and Control (ISCO), 2016. Disponible en: 10.1109/isco.2016.7726991 [Accedido: 13-Ene-2022].
- [11] D. Portillo, "Design and construction of an isolated DC-DC flyback converter for solar MPPT purposes," Senior Thesis in Electrical Engineering, 2018 [Online]. Disponible en: <https://www.ideals.illinois.edu/handle/2142/100027> [Accedido: 14-Aug-2021]
- [12] F. Gokcegoz, E. Akboy and A. Obdan, "Analysis and Design of a Flyback Converter for Universal Input and Wide Load Ranges", Electrica, 2021. Disponible en: 10.5152/electrica.2021.20092 [Accedido: 18-Ene-2022].

- [13] EverExceed, "Polycrystalline solar module" ESM200-156(54cells), datasheet, 2008 [Revisado: Ene. 2022].
- [14] C. McLyman, Transformer and inductor design handbook, 3rd ed. New York: Marcel Dekker, 2004, p. Chapter 13.
- [15] Fuji Electronic, "Fly-back transformer design instructions", Design tool, [Online]. Disponible en: https://www.fujielectric.com/products/semiconductor/model/power_supply/tool/fly-back_transformer_design.html [Accedido: 14-Aug-2021]
- [16] Elecrocables, "Alambres Esmaltados de Cobre" datasheet [Revisado: Ene. 2022].
- [17] TDK, "Ferrites and accessories" ETD 54/28/19 - Core and accessories, datasheet, May. 2017 [Revisado: Ene. 2022].
- [18] Infineon, "Reverse-Conducting IGBT" IHW40N65R6, datasheet, Mar. 2021 [Revisado: Feb. 2022].
- [19] Infineon, "Current Limiting Low Side Driver" IR2121, datasheet May. 2017 [Revisado: Sep. 2004]
- [20] ST, "Turbo 2 ultrafast high voltage rectifier" STTH4L06, datasheet, Ene. 2017 [Revisado: Feb. 2022].
- [21] KEMET, "General Purpose Metallized Polyester Film Capacitors" datasheet, Sep. 2021 [Revisado: Feb. 2022].
- [22] FAIRCHILD, "3-Terminal 1 A Positive Voltage Regulator" LM78xx/LM78xxA, datasheet, 2006 [Revisado: Feb. 2022].
- [23] Allegro, "Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor" ACS712, datasheet, Nov. 2012 [Revisado: Feb. 2022].
- [24] Ridely. R, "Flyback converter snubber design", Switching Power Magazine, 2005, [Online]. Disponible en: https://ez.analog.com/cfs-file/__key/telligent-evolution-components-attachments/00-330-01-00-00-06-34-74/FlybackSnubberDesign.pdf [Revisado: Ene. 2022].
- [25] ST, "STM32-MAT/TARGET: Hands On", Rev 2.5, Disponible en: <https://www.st.com/en/development-tools/stm32-mat-target.html> [Revisado: Dic. 2022].

5 ANEXOS

ANEXO I. Hoja de datos: Módulo fotovoltaico

ESM200-156(54 cells)



200 Watt

Electrical Characteristics	
Type of Cell	Polycrystalline silicon
Cell Size(mm)	156mm
Module Efficiency	15.88%
Cell Configuration	54(6x9)
Size of module (mm)	1270x992x35mm
Weight per piece (Kg)	12.8Kg
Maximum power (Wp)	200W
Maximum power voltage (V)	28.1V
Maximum power current (A)	7.12A
Open circuit voltage (V)	33.8V
Short circuit current (A)	7.68A
Tolerance of Pmax	0~+5W

Standard Operating Conditions	
Maximum system voltage (V)	1000V
Temperature coefficients of Isc (%)	0.053%/°C
Temperature coefficients of Voc (%)	-0.33%/°C
Temperature coefficients of Pm (%)	-0.42%/°C
NOCT (°C)	45°C±2°C
Temperature range	-40°C to +85°C
Surface maximum load capacity	60m/s (200kg/sq.m)
Series fuse rating	12A

Other Characteristics	
Junction box type	Ip67 rated
Connectors and cables type	4mm ²
Length of cables (mm)	900mm
Frame (material, corners, etc.)	Anodized aluminum alloy
Glass	High transmissivity low-iron 3.2 mm toughened glass
FF (%)	≥ 77.07%

QUALIFICATIONS	
	IEC 61215 IEC 61730 RoHS



10 years material and workmanship guarantee

95% power output guarantee for 5 years
90% power output guarantee for 10 years
80% power output guarantee for 25 years

EverExceed will not accept responsibility for damage caused to other equipment

Contact EverExceed to receive our latest product information

5 -year

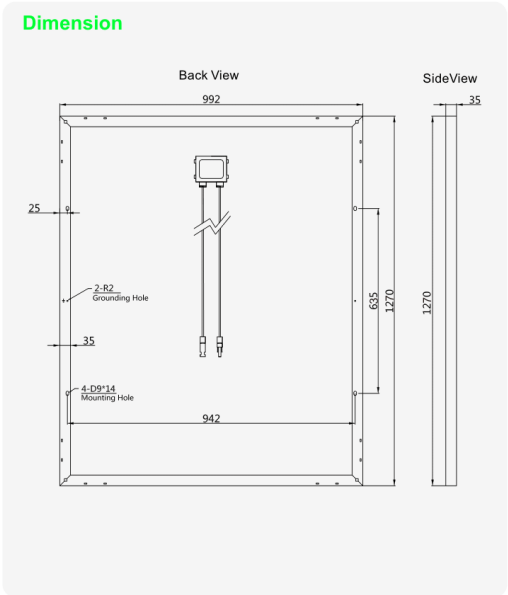
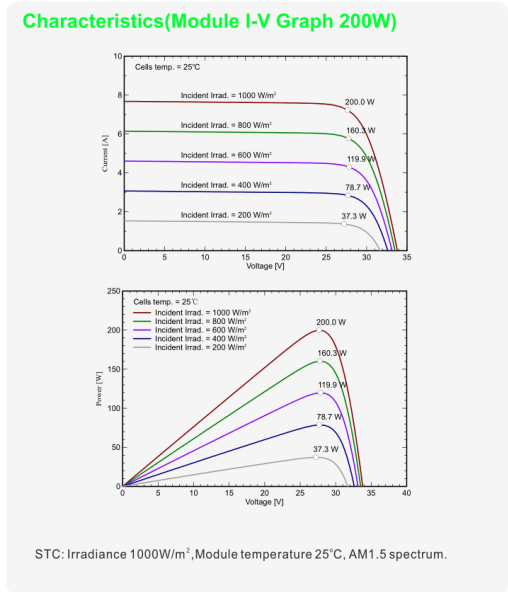
95% power output

10 -year

90% power output

25 -year

80% power output



ANEXO II. Hoja de especificaciones: Alambres esmaltados

ALAMBRES ESMALTADOS DE COBRE

CLASE TÉRMICA 200 °C (NEMA MW 35-C) (NEMA MW 36-C) (NEMA MW 73-C) (NEMA MW 74-C)

Calibre (Awg)	DIÁMETRO COBRE			Diámetro con Esmalte Máximo	Incremento de Esmalte Mínimo	Elongación Mínimo	Rigidez Dielectria Mínimo	Ángulo de Retorno Máximo	Resistencia a la Abrasión Mínimo	Termoplaticidad Mínimo	Continuidad Máximo
	Mínimo	Nominal	Máximo								
4	5,138	5,189	5,227	5,329	0,094	38	3700	5°	NA	300°	NA
5	4,575	4,620	4,656	4,757	0,094	37	3700	5°	NA	300°	NA
6	4,074	4,115	4,148	4,247	0,091	37	3600	5°	NA	300°	NA
7	3,630	3,665	3,693	3,790	0,089	36	3500	5°	NA	300°	NA
8	3,231	3,264	3,287	3,383	0,089	36	3500	5°	NA	300°	NA
9	2,878	2,906	2,929	3,023	0,086	36	3400	5°	NA	300°	NA
10	2,563	2,588	2,609	2,703	0,086	35	6800	5°	1270	300°	NA
11	2,281	2,304	2,327	2,418	0,084	35	6600	5°	1270	300°	NA
12	2,032	2,052	2,073	2,162	0,081	34	6400	5°	1270	300°	NA
13	1,811	1,829	1,847	1,935	0,081	34	6400	5°	1270	300°	NA
14	1,613	1,628	1,643	1,732	0,081	33	6330	42	1270	300°	5
15	1,435	1,450	1,466	1,549	0,076	33	6160	46	1190	300°	5
16	1,278	1,290	1,303	1,384	0,074	33	6000	50	1115	300°	5
17	1,138	1,151	1,163	1,240	0,071	32	5850	54	1045	300°	5
18	1,013	1,024	1,034	1,110	0,066	32	5700	58	980	300°	5
19	0,902	0,912	0,922	0,993	0,064	31	5550	62	910	300°	5
20	0,805	0,813	0,820	0,892	0,061	30	5410	66	850	300°	5
21	0,716	0,724	0,732	0,800	0,056	30	5270	53	800	300°	5
22	0,635	0,643	0,650	0,714	0,053	29	5130	58	750	300°	5
23	0,569	0,574	0,579	0,643	0,051	29	5000	62	700	300°	5
24	0,505	0,511	0,516	0,577	0,048	28	4870	67	655	300°	5
25	0,450	0,455	0,460	0,516	0,046	28	4740	72	615	300°	5
26	0,399	0,404	0,409	0,462	0,043	27	4620	76	575	300°	5
27	0,358	0,361	0,363	0,419	0,041	27	4500	50	540	300°	5
28	0,318	0,320	0,323	0,373	0,041	26	4380	55	510	300°	5
29	0,284	0,287	0,290	0,338	0,038	26	4270	61	480	300°	5
30	0,251	0,254	0,257	0,307	0,033	25	4220	66	450	300°	5
31	0,224	0,226	0,229	0,274	0,030	24	3900	NA	NA	300°	5
32	0,201	0,203	0,206	0,246	0,028	24	3570	NA	NA	300°	5
33	0,178	0,180	0,183	0,221	0,025	23	3250	NA	NA	300°	5
34	0,157	0,160	0,163	0,198	0,023	22	2920	NA	NA	300°	5
35	0,140	0,142	0,145	0,178	0,023	21	2920	NA	NA	300°	5
36	0,124	0,127	0,130	0,160	0,020	20	2600	NA	NA	300°	5
37	0,112	0,114	0,117	0,145	0,018	20	2270	NA	NA	300°	5
38	0,099	0,102	0,104	0,130	0,018	19	950	NA	NA	300°	5



MATRIZ: PARQUE INDUSTRIAL "EL SAUCE", KM. 11 1/2 VIA DAULE, GUAYAQUIL - ECUADOR
TELÉFONOS: GUAYAQUIL: (593) 4 370 5460 - QUITO: (593) 2 282 9111

www.electrocable.com

ANEXO III. Hoja de especificaciones: Núcleo magnético



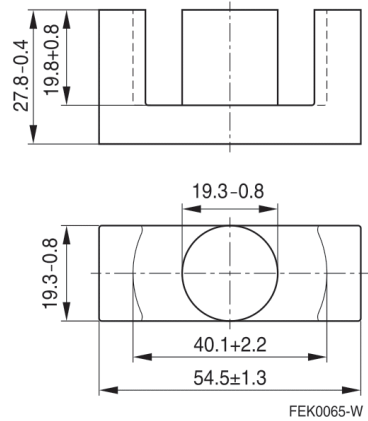
ETD 54/28/19	
Core	B66395

- To IEC 62317-6
- For SMPS transformers with optimum weight/performance ratio at small volume
- Delivery mode: single units

Magnetic characteristics (per set)

$$\begin{aligned} \Sigma l/A &= 0.45 \text{ mm}^{-1} \\ l_e &= 127 \text{ mm} \\ A_e &= 280 \text{ mm}^2 \\ A_{\min} &= 280 \text{ mm}^2 \\ V_e &= 35600 \text{ mm}^3 \end{aligned}$$

Approx. weight 180 g/set



Ungapped

Material	A_L value nH	μ_e	B_S^* mT	P_V W/set	Ordering code
N27	4200 +30/-20%	1510	320	< 6.66 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)	B66395G0000X127
N87	4450 +30/-20%	1600	320	< 3.20 (100 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66395G0000X187
N97	4600 +30/-20%	1650	320	< 2.60 (100 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66395G0000X197

* $H = 250 \text{ A/m}$; $f = 10 \text{ kHz}$; $T = 100 \text{ °C}$

Gapped (A_L values/air gaps examples)

Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_e	Ordering code ** = 27 (N27) = 87 (N87)
N27, N87	0.20 ±0.02	1377	496	B66395G0200X1**
	0.50 ±0.05	670	240	B66395G0500X1**
	1.00 ±0.05	393	141	B66395G1000X1**
	1.50 ±0.05	287	103	B66395G1500X1**
	2.00 ±0.05	229	82	B66395G2000X1**

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

Other A_L values/air gaps and materials available on request — see Processing remarks on page 5.

Please read *Cautions and warnings* and *Important notes* at the end of this document.

ETD 54/28/19

Core

B66395

Calculation factors (for formulas, see “*E cores: general information*”)

Material	Relationship between air gap – A_L value		Calculation of saturation current			
	K1 (25 °C)	K2 (25 °C)	K3 (25 °C)	K4 (25 °C)	K3 (100 °C)	K4 (100 °C)
N27	393	-0.779	658	-0.847	615	-0.865
N87	393	-0.779	630	-0.796	603	-0.873

Validity range: K1, K2: 0.10 mm < s < 3.50 mm
K3, K4: 140 nH < A_L < 1390 nH

Please read *Cautions and warnings* and *Important notes* at the end of this document.

Coil former

Material: GFR polyterephthalate (UL 94 V-0, insulation class to IEC 60085: H \triangleq max. operating temperature 180 °C), color code black
 Rynite FR 530® [E41938 (M)], E I DUPONT DE NEMOURS & CO INC

Solderability: to IEC 60068-2-20, test Ta, method 1 (aging 3): 235 °C, 2 s

Resistance to soldering heat: to IEC 60068-2-20, test Tb, method 1B: 350 °C, 3.5 s

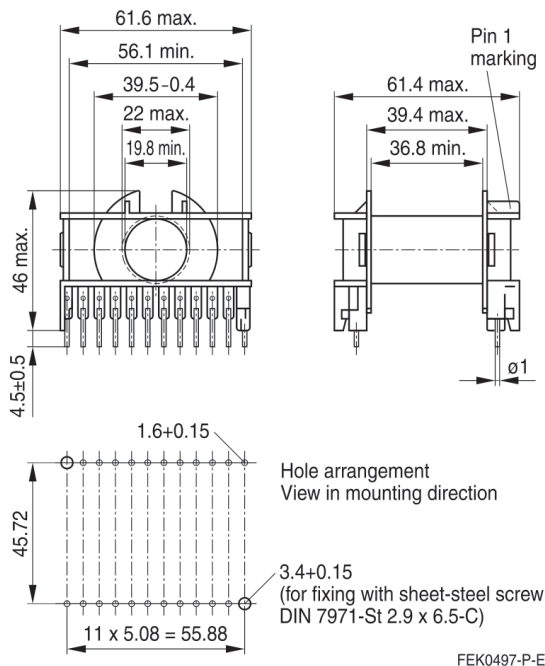
Winding: see Processing notes, 2.1

Yoke

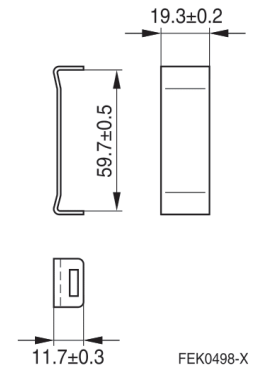
Material: Stainless spring steel (0.4 mm)

Coil former					Ordering code
Sections	A _N mm ²	l _N mm	A _R value μΩ	Pins	
1	315.6	96	10.5	22	B66396W1022T001
Yoke (ordering code per piece, 2 are required)					B66396A2000X000

Coil former



Yoke



Please read *Cautions and warnings* and *Important notes* at the end of this document.

ANEXO IV. Hoja de especificaciones: IGBT



IHW40N65R6 Reverse-Conducting IGBT

1 Package

1 Package

Table 1 Characteristic values

Parameter	Symbol	Note or test condition	Values			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Internal emitter inductance measured 5mm. (0.197in) from case	L_E			13.0		nH
Storage temperature	T_{stg}		-55		150	°C
Soldering temperature		wave soldering 1.6mm (0.063in.) from case for 10s			260	°C
Mounting torque, M3 screw Maximum of mounting process: 3	M				0.6	Nm
Thermal resistance, junction-ambient	$R_{th(j-a)}$				40	K/W

2 IGBT

Table 2 Maximum rated values

Parameter	Symbol	Note or test condition	Values	Unit	
Collector-emitter voltage	V_{CE}	$T_{vj} \geq 25^\circ\text{C}$	650	V	
DC collector current, limited by T_{vjmax}	I_C		$T_C = 25^\circ\text{C}$	83	A
			$T_C = 100^\circ\text{C}$	54	
Pulsed collector current, t_p limited by T_{vjmax}	I_{Cpuls}		120	A	
Turn-off safe operating area		$V_{CE} \leq 650\text{ V}, t_p \leq 1\ \mu\text{s}, T_{vj} \leq 175^\circ\text{C}$	120	A	
Gate-emitter voltage	V_{GE}		± 20	V	
Transient gate-emitter voltage	V_{GE}	$t_p = 10\ \mu\text{s}, D < 0.010$	± 30	V	
Power dissipation	P_{tot}		$T_C = 25^\circ\text{C}$	210	W
			$T_C = 100^\circ\text{C}$	105	

Table 3 Characteristic values

Parameter	Symbol	Note or test condition	Values			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Collector-emitter breakdown voltage	V_{BRCES}	$I_C = 0.2\ \text{mA}, V_{GE} = 0\ \text{V}$	650			V
Collector-emitter saturation voltage	$V_{CE\ sat}$	$I_C = 40.0\ \text{A}, V_{GE} = 15\ \text{V}$	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	1.29	1.60	V
			$T_{vj} = 175^\circ\text{C}$	1.50		

Table 3 Characteristic values (continued)

Parameter	Symbol	Note or test condition	Values			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Gate-emitter threshold voltage	V_{GETH}	$I_C = 0.40 \text{ mA}, V_{CE} = V_{GE}$	3.20	4.00	4.80	V
Zero gate voltage collector current	I_{CES}	$V_{CE} = 650 \text{ V}, V_{GE} = 0 \text{ V}$	$T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		40	μA
			$T_{vj} = 175 \text{ }^\circ\text{C}$		1000	
Gate-emitter leakage current	I_{GES}	$V_{CE} = 0 \text{ V}, V_{GE} = 20 \text{ V}$			100	nA
Transconductance	g_{fs}	$I_C = 40.0 \text{ A}, V_{CE} = 20 \text{ V}$		97.0		S
Input capacitance	C_{ies}	$V_{CE} = 25 \text{ V}, V_{GE} = 0 \text{ V}, f = 100 \text{ kHz}$		4029		pF
Output capacitance	C_{oes}	$V_{CE} = 25 \text{ V}, V_{GE} = 0 \text{ V}, f = 100 \text{ kHz}$		42		pF
Reverse transfer capacitance	C_{res}	$V_{CE} = 25 \text{ V}, V_{GE} = 0 \text{ V}, f = 100 \text{ kHz}$		16		pF
Gate charge	Q_G	$I_C = 40.0 \text{ A}, V_{GE} = 15 \text{ V}, V_{CE} = 520 \text{ V}$		159		nC
Turn-on delay time	t_{don}	$V_{CE} = 400 \text{ V}, V_{GE} = 15 \text{ V}, R_{Gon} = 10.0 \text{ } \Omega, R_{Goff} = 10.0 \text{ } \Omega, L_\sigma = 70 \text{ nH}, C_\sigma = 30 \text{ pF}$	$T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}, I_C = 40.0 \text{ A}$		17	ns
			$T_{vj} = 175 \text{ }^\circ\text{C}, I_C = 40.0 \text{ A}$		17	
Rise time (inductive load)	t_r	$V_{CE} = 400 \text{ V}, V_{GE} = 15 \text{ V}, R_{Gon} = 10.0 \text{ } \Omega, R_{Goff} = 10.0 \text{ } \Omega, L_\sigma = 70 \text{ nH}, C_\sigma = 30 \text{ pF}$	$T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}, I_C = 40.0 \text{ A}$		19	ns
			$T_{vj} = 175 \text{ }^\circ\text{C}, I_C = 40.0 \text{ A}$		19	
Turn-off delay time	t_{doff}	$V_{CE} = 400 \text{ V}, V_{GE} = 15 \text{ V}, R_{Gon} = 10.0 \text{ } \Omega, R_{Goff} = 10.0 \text{ } \Omega, L_\sigma = 70 \text{ nH}, C_\sigma = 30 \text{ pF}$	$T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}, I_C = 40.0 \text{ A}$		211	ns
			$T_{vj} = 175 \text{ }^\circ\text{C}, I_C = 40.0 \text{ A}$		236	
Fall time (inductive load)	t_f	$V_{CE} = 400 \text{ V}, V_{GE} = 15 \text{ V}, R_{Gon} = 10.0 \text{ } \Omega, R_{Goff} = 10.0 \text{ } \Omega, L_\sigma = 70 \text{ nH}, C_\sigma = 30 \text{ pF}$	$T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}, I_C = 40.0 \text{ A}$		15	ns
			$T_{vj} = 175 \text{ }^\circ\text{C}, I_C = 40.0 \text{ A}$		20	
Turn-on energy	E_{on}	$V_{CE} = 400 \text{ V}, V_{GE} = 15 \text{ V}, R_{Gon} = 10.0 \text{ } \Omega, R_{Goff} = 10.0 \text{ } \Omega, L_\sigma = 70 \text{ nH}, C_\sigma = 30 \text{ pF}$	$T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}, I_C = 40.0 \text{ A}$		1.10	mJ
			$T_{vj} = 175 \text{ }^\circ\text{C}, I_C = 40.0 \text{ A}$		1.27	
Turn-off energy	E_{off}	$V_{CE} = 400 \text{ V}, V_{GE} = 15 \text{ V}, R_{Gon} = 10.0 \text{ } \Omega, R_{Goff} = 10.0 \text{ } \Omega, L_\sigma = 70 \text{ nH}, C_\sigma = 30 \text{ pF}$	$T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}, I_C = 40.0 \text{ A}$		0.42	mJ
			$T_{vj} = 175 \text{ }^\circ\text{C}, I_C = 40.0 \text{ A}$		0.61	

3 Diode

Table 3 Characteristic values (continued)

Parameter	Symbol	Note or test condition	Values			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
Total switching energy	E_{ts}	$V_{CE} = 400\text{ V}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$, $R_{Gon} = 10.0\ \Omega$, $R_{Goff} = 10.0\ \Omega$, $L_{\sigma} = 70\text{ nH}$, $C_{\sigma} = 30\text{ pF}$	$T_{vj} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $I_C = 40.0\text{ A}$		1.52		mJ
			$T_{vj} = 175\text{ }^{\circ}\text{C}$, $I_C = 40.0\text{ A}$		1.88		
Soft turn-off energy	E_{off}	$V_{CE} = 162\text{ V}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$, $R_{Gon} = 10.0\ \Omega$, $R_{Goff} = 10.0\ \Omega$, $C_r = 30\text{ nF}$, $L_{\sigma} = 70\text{ nH}$, $C_{\sigma} = 30\text{ pF}$	$T_{vj} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $I_C = 40.0\text{ A}$		0.11		mJ
			$T_{vj} = 175\text{ }^{\circ}\text{C}$, $I_C = 40.0\text{ A}$		0.22		
IGBT thermal resistance, junction-case	R_{thjc}				0.71	K/W	
Operating junction temperature	T_{vj}		-40		175	$^{\circ}\text{C}$	

3 Diode

Table 4 Maximum rated values

Parameter	Symbol	Note or test condition	Values	Unit	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	$T_{vj} \geq 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	650	V	
Diode forward current, limited by T_{vjmax}	I_F		$T_C = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	35	A
			$T_C = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$	21	
Diode pulsed current, limited by T_{vjmax}	I_{Fpuls}		120	A	
Power dissipation	P_{tot}		$T_C = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	54	W
			$T_C = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$	27	

Table 5 Characteristic values

Parameter	Symbol	Note or test condition	Values			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Diode forward voltage	V_F	$I_F = 40.0\text{ A}$	$T_{vj} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	1.50	1.90	V
			$T_{vj} = 175\text{ }^{\circ}\text{C}$	1.66		
Reverse leakage current	I_R	$V_R = 650\text{ V}$	$T_{vj} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		40	μA
			$T_{vj} = 175\text{ }^{\circ}\text{C}$	1000		

ANEXO V. Hoja de especificaciones: Gate Drive

International
IR Rectifier

Data Sheet No. PD60018-M

IR2121 & (PbF)

CURRENT LIMITING LOW SIDE DRIVER

Features

- Gate drive supply range from 12 to 18V
- Undervoltage lockout
- Current detection and limiting loop to limit driven power transistor current
- Error lead indicates fault conditions and programs shutdown time
- Output in phase with input
- 2.5V, 5V and 15V input logic compatible
- Also available LEAD-FREE

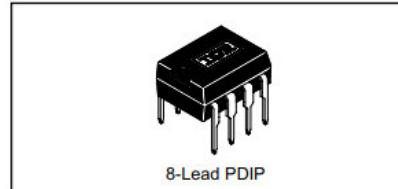
Description

The IR2121 is a high speed power MOSFET and IGBT driver with over-current limiting protection circuitry. Latch immune CMOS technology enables ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL outputs, down to 2.5V logic. The output driver features a high pulse current buffer stage designed for minimum cross-conduction. The protection circuitry detects over-current in the driven power transistor and limits the gate drive voltage. Cycle-by-cycle shutdown is programmed by an external capacitor which directly controls the time interval between detection of the over-current limiting condition and latched shutdown. The output can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the low side configuration.

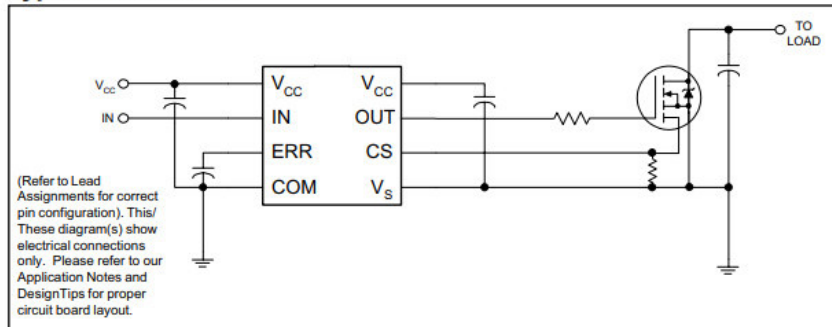
Product Summary

V_{OFFSET}	5V max.
I_{O+/-}	1A / 2A
V_{OUT}	12 - 18V
V_{Csth}	230 mV
t_{on/off} (typ.)	150 & 150 ns

Package



Typical Connection



www.irf.com

1

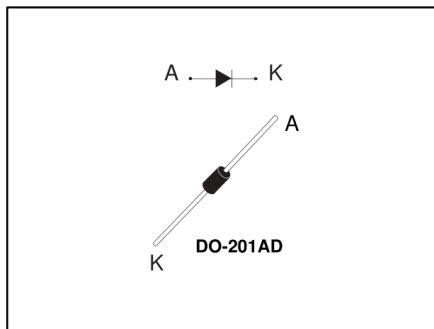
ANEXO VI. Hoja de especificaciones: Diodo



STTH4L06

Turbo 2 ultrafast high voltage rectifier

Datasheet - production data



Description

This device uses ST Turbo 2 600 V technology and is specially suited for use as a boost diode in discontinuous or critical mode power factor correction.

Packaged in DO-201AD it is ideal for use as freewheeling diode in power supplies and other power switching applications.

Table 1: Device summary

Symbol	Value
$I_{F(AV)}$	4 A
V_{RRM}	600 V
T_j (max.)	175 °C
V_F (typ.)	0.9 V
t_{rr} (typ.)	40 ns

Features

- Ultrafast switching
- Low forward voltage drop
- Low leakage current (platinum doping)
- High operating junction temperature

1 Characteristics

Table 2: Absolute ratings (limiting values, per diode)

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{RRM}	Repetitive peak reverse voltage	600	V
$I_{F(RMS)}$	Forward rms current	10	A
$I_{F(AV)}$	Average forward current	4	A
I_{FSM}	Surge non repetitive forward current	$t_p = 8.3$ ms sinusoidal	A
T_{stg}	Storage temperature range	-65 to +175	°C
T_j	Maximum operating junction temperature	175	°C

Table 3: Thermal parameters

Symbol	Parameter	Maximum values	Unit
$R_{th(j-l)}$	Junction to lead	Terminal length = 10 mm	°C/W
$R_{th(j-a)}$	Junction to ambient		
			75

Table 4: Static electrical characteristics

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit	
$I_R^{(1)}$	Reverse leakage current	$T_j = 25$ °C	$V_R = V_{RRM}$	-	-	3	μA
		$T_j = 150$ °C		-	15	100	
$V_F^{(2)}$	Forward voltage drop	$T_j = 25$ °C	$I_F = 3$ A	-	-	1.30	V
		$T_j = 150$ °C		-	0.85	1.05	
		$T_j = 150$ °C		$I_F = 4$ A	-	0.90	

Notes:

⁽¹⁾Pulse test: $t_p = 5$ ms, $\delta < 2\%$

⁽²⁾Pulse test: $t_p = 380$ μs, $\delta < 2\%$

To evaluate the maximum conduction losses, use the following equation:

$$P = 0.92 \times I_{F(AV)} + 0.0045 \times I_{F(RMS)}^2$$

ANEXO VII. Hoja de especificaciones: Capacitores de Película

General Purpose Metallized Polyester Film Capacitors R60, Radial, 10.0 – 37.5 mm Lead Spacing, 50 – 1,000 VDC (Automotive Grade)



Overview

The R60 is constructed of metallized polyester film (wound or stacked technology) with radial leads of tinned wire. Radial leads are electrically welded to the contact metal layer on the ends of the capacitor winding. The capacitor is encapsulated with thermosetting resin in a box material meeting the UL 94V-0 requirements.

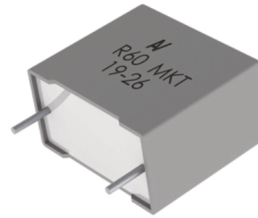
R60 components (up to lead spacing 22.5 mm) meet the demanding Automotive Electronics Council's AEC-Q200 qualification requirements.

Applications

Typical applications include blocking, coupling, decoupling, bypassing and interference suppression in low voltage applications such as automotive. Not suitable for across-the-line application (see suppressor capacitors).

Benefits

- Voltage range: 50 – 1,000 VDC
- Capacitance range: 0.001 – 150.0 μ F
- Lead spacing: 10.0 – 37.5 mm
- Capacitance tolerance: \pm 5%, \pm 10%, \pm 20%
- Climatic category: 55/105/56
- Operating temperature range of -55°C to $+105^{\circ}\text{C}$
- RoHS compliance and lead (Pb)-free terminations
- Tape and reel packaging in accordance with IEC 60286-2
- Self-healing
- Automotive (AEC-Q200) grades up to pitch 22.5 mm



Part Number System

R60	M	F	2470	AA	60	K
Series	Rated Voltage (VDC)	Lead Spacing (mm)	Capacitance Code (μ F)	Packaging	Internal Use	Capacitance Tolerance
Metallized Polyester	C = 50 D = 63 E = 100 G = 160 I = 250 M = 400 P = 630 Q = 1,000	F = 10.0 I = 15.0 N = 22.5 R = 27.5 W = 37.5	The last three digits represent significant figures. First digit specifies the number of zeros to be added.	See Ordering Options Table	00 01 30 40 50 6A L0 L1	J = \pm 5% K = \pm 10% M = \pm 20%

Built Into Tomorrow

© KEMET Electronics Corporation • KEMET Tower • One East Broward Boulevard
Fort Lauderdale, FL 33301 USA • 954-766-2800 • www.kemet.com

F3103_R60 - 9/7/2021 1

ANEXO VIII. Hoja de especificaciones: LM78xx



September 2014

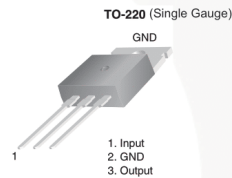
LM78XX / LM78XXA 3-Terminal 1 A Positive Voltage Regulator

Features

- Output Current up to 1 A
- Output Voltages: 5, 6, 8, 9, 10, 12, 15, 18, 24 V
- Thermal Overload Protection
- Short-Circuit Protection
- Output Transistor Safe Operating Area Protection

Description

The LM78XX series of three-terminal positive regulators is available in the TO-220 package and with several fixed output voltages, making them useful in a wide range of applications. Each type employs internal current limiting, thermal shut-down, and safe operating area protection. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1 A output current. Although designed primarily as fixed-voltage regulators, these devices can be used with external components for adjustable voltages and currents.



Ordering Information⁽¹⁾

Product Number	Output Voltage Tolerance	Package	Operating Temperature	Packing Method
LM7805CT	±4%	TO-220 (Single Gauge)	-40°C to +125°C	Rail
LM7806CT				
LM7808CT				
LM7809CT				
LM7810CT				
LM7812CT				
LM7815CT				
LM7818CT				
LM7824CT	±2%		0°C to +125°C	
LM7805ACT				
LM7809ACT				
LM7810ACT				
LM7812ACT				
LM7815ACT				

Note:

1. Above output voltage tolerance is available at 25°C.

Block Diagram

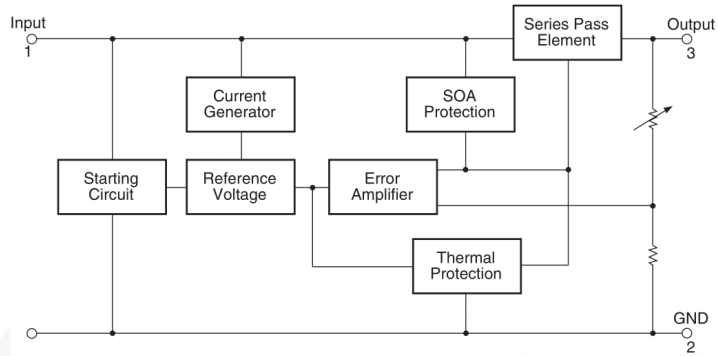


Figure 1. Block Diagram

Absolute Maximum Ratings

Stresses exceeding the absolute maximum ratings may damage the device. The device may not function or be operable above the recommended operating conditions and stressing the parts to these levels is not recommended. In addition, extended exposure to stresses above the recommended operating conditions may affect device reliability. The absolute maximum ratings are stress ratings only. Values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter		Value	Unit
V_I	Input Voltage	$V_O = 5\text{ V to }18\text{ V}$	35	V
		$V_O = 24\text{ V}$	40	
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction-Case (TO-220)		5	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-Air (TO-220)		65	$^\circ\text{C/W}$
T_{OPR}	Operating Temperature Range	LM78xx	-40 to +125	$^\circ\text{C}$
		LM78xxA	0 to +125	
T_{STG}	Storage Temperature Range		-65 to +150	$^\circ\text{C}$

ANEXO IX. Hoja de especificaciones: ACS712



ACS712

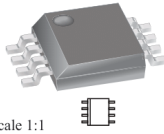
Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Features and Benefits

- Low-noise analog signal path
- Device bandwidth is set via the new FILTER pin
- 5 μ s output rise time in response to step input current
- 80 kHz bandwidth
- Total output error 1.5% at $T_A = 25^\circ\text{C}$
- Small footprint, low-profile SOIC8 package
- 1.2 m Ω internal conductor resistance
- 2.1 kVRMS minimum isolation voltage from pins 1-4 to pins 5-8
- 5.0 V, single supply operation
- 66 to 185 mV/A output sensitivity
- Output voltage proportional to AC or DC currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Nearly zero magnetic hysteresis
- Ratiometric output from supply voltage



Package: 8 Lead SOIC (suffix LC)



Approximate Scale 1:1

Description

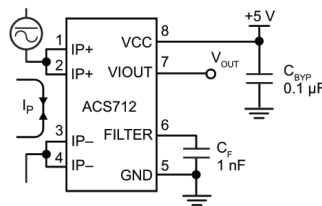
The Allegro™ ACS712 provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing in industrial, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switch-mode power supplies, and overcurrent fault protection. The device is not intended for automotive applications.

The device consists of a precise, low-offset, linear Hall circuit with a copper conduction path located near the surface of the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which the Hall IC converts into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy after packaging.

The output of the device has a positive slope ($>V_{OUT(Q)}$) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from pins 1 and 2, to pins 3 and 4), which is the path used for current sampling. The internal resistance of this conductive path is 1.2 m Ω typical, providing low power loss. The thickness of the copper conductor allows survival of

Continued on the next page...

Typical Application



Application 1. The ACS712 outputs an analog signal, V_{OUT} , that varies linearly with the uni- or bi-directional AC or DC primary sampled current, I_P , within the range specified. C_F is recommended for noise management, with values that depend on the application.

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Description (continued)

the device at up to 5× overcurrent conditions. The terminals of the conductive path are electrically isolated from the signal leads (pins 5 through 8). This allows the ACS712 to be used in applications requiring electrical isolation without the use of opto-isolators or other costly isolation techniques.

The ACS712 is provided in a small, surface mount SOIC8 package. The leadframe is plated with 100% matte tin, which is compatible with standard lead (Pb) free printed circuit board assembly processes. Internally, the device is Pb-free, except for flip-chip high-temperature Pb-based solder balls, currently exempt from RoHS. The device is fully calibrated prior to shipment from the factory.

Selection Guide

Part Number	Packing*	T _A (°C)	Optimized Range, I _P (A)	Sensitivity, Sens (Typ) (mV/A)
ACS712ELCTR-05B-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±5	185
ACS712ELCTR-20A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±20	100
ACS712ELCTR-30A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±30	66

*Contact Allegro for additional packing options.

Absolute Maximum Ratings

Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Units
Supply Voltage	V _{CC}		8	V
Reverse Supply Voltage	V _{RCC}		-0.1	V
Output Voltage	V _{IOUT}		8	V
Reverse Output Voltage	V _{RIOUT}		-0.1	V
Output Current Source	I _{IOUT(Source)}		3	mA
Output Current Sink	I _{IOUT(Sink)}		10	mA
Overcurrent Transient Tolerance	I _P	1 pulse, 100 ms	100	A
Nominal Operating Ambient Temperature	T _A	Range E	-40 to 85	°C
Maximum Junction Temperature	T _{J(max)}		165	°C
Storage Temperature	T _{stg}		-65 to 170	°C

Isolation Characteristics

Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Unit
Dielectric Strength Test Voltage*	V _{ISO}	Agency type-tested for 60 seconds per UL standard 60950-1, 1st Edition	2100	VAC
Working Voltage for Basic Isolation	V _{WFSI}	For basic (single) isolation per UL standard 60950-1, 1st Edition	354	VDC or V _{pk}
Working Voltage for Reinforced Isolation	V _{WFRI}	For reinforced (double) isolation per UL standard 60950-1, 1st Edition	184	VDC or V _{pk}

* Allegro does not conduct 60-second testing. It is done only during the UL certification process.

Parameter	Specification
Fire and Electric Shock	CAN/CSA-C22.2 No. 60950-1-03 UL 60950-1:2003 EN 60950-1:2001



Allegro MicroSystems, LLC
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5000; www.allegromicro.com

2