



**BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE
PUEBLA**

**FACULTAD DE CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA,
OPCIÓN INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA**

Tesis para obtener el grado de
MAESTRO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA

Seguidor del Máximo Punto de Potencia en Circuito Integrado para
Sistemas Recolectores de Energía

Presenta:

Samuel Zenteno Franco

Asesores:

Dr. Víctor Rodolfo González Díaz

Dr. Roberto Carlos Ambrosio Lázaro

*Becario CONACYT

Puebla, Pue., Diciembre 2021

Dedicatoria

A mis padres por brindarme su apoyo.

Agradecimientos

A mis padres por todo su apoyo brindado durante este tiempo, a mis asesores el Dr. Víctor Rodolfo González y el Dr. Roberto Carlos Ambrosio por sus asesorías para la realización de este trabajo, a la Facultad de Ciencias de la Electrónica de la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla por darme la oportunidad de estudiar esta maestría, a la maestra M.C. Ana María Rodríguez por su apoyo, al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por el apoyo económico brindado durante 2 años y a los profesores del jurado M.C. Selene Edith Maya, Dr. José Fermi Guerrero y M.C. José Francisco Portillo por sus observaciones y correcciones hechas a este trabajo.

Resumen

En este trabajo se presenta el diseño de un circuito Seguidor de Punto de Máxima Potencia (abreviado MPPT por sus siglas en inglés) y un convertidor DC/DC tipo boost, estos dos circuitos pertenecen a la parte de control de un sistema cosechador de energía es decir se encargan de la administración de energía de un cosechador de energía, el convertidor DC/DC se encarga del ajuste del punto de operación de un panel solar colocándolo en donde el panel solar entregue la mayor potencia posible, la forma de indicarle al convertidor donde el panel entrega la mayor potencia es con el MPPT el cual obtiene los valores de potencia del panel y de acuerdo a esos valores el MPPT cerrará o abrirá un interruptor del convertidor DC/DC para ajustar el punto de operación del panel en donde entregue la máxima potencia.

Este trabajo se divide en 5 capítulos en los cuales se da una introducción sobre la energía solar, los diferentes MPPTs, los convertidores DC/DC y la justificación de este trabajo. Posteriormente en el marco teórico se explica de forma mas detallada sobre el funcionamiento de un panel solar así como la forma de modelarla, los MPPTs existentes, los convertidores DC/DC y el modelo de un panel solar que toma en cuenta condiciones de irradiancia y temperatura. En el siguiente capítulo se muestra la forma en la que se realizó la caracterización de un panel solar, el diseño de un convertidor buck y boost, la manera de simular un MPPT con componentes en su mayoría analógicos y la simulación de la etapa de control de un cosechador de energía, el siguiente capítulo se muestran los resultados obtenidos y finalmente en el último capítulo se presentan las conclusiones y trabajo a futuro.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Objetivos	6
1.1.1. General	6
1.1.2. Específicos	6
1.2. Justificación	7
1.2.1. Automatización de edificios	7
1.2.2. Monitoreo ambiental	7
1.2.3. Redes de sensores inalámbricos	8
1.2.4. Comentarios sobre sistemas que consumen energía en un WSN	10
2. Marco teórico	11
2.1. Panel fotovoltaico	11
2.1.1. Características eléctricas de un módulo fotovoltaico	12
2.1.2. Modelo de diodo único de una celda solar	13
2.2. Algoritmos MPPT	16
2.2.1. Algoritmos MPPT indirectos	16
2.2.2. Algoritmos MPPT directos	18
2.2.3. Algoritmos MPPT Artificiales	23
2.2.4. Eficiencia en los MPPT	28
2.3. Convertidores DC/DC conmutados	29
2.3.1. Convertidor Buck	30
2.3.2. Convertidor Boost	30
2.4. Entendimiento del convertidor boost y MPPT	32
2.5. Modelo de un panel solar	37
2.5.1. Descripción del modelo	37
2.5.2. Obtención de parámetros del modelo	39
3. Simulación de un seguidor de punto de máxima potencia	43
3.1. Síntesis del modelo en LTspice	43
3.1.1. El archivo script para la síntesis del modelo	43
3.1.2. Circuito del panel solar en LTspice	47
3.2. Simulación de un convertidor Buck	48
3.3. Seguidor del punto de máxima potencia	49
3.3.1. Comportamiento del MPPT	50
3.3.2. Implementación del MPPT	52
3.4. Diseño del convertidor Boost	57

4. Resultados obtenidos	62
4.1. Curvas características de un panel	62
4.2. Resultados del convertidor Buck	63
4.3. Resultados del convertidor Boost	64
4.4. Resultados del MPPT	65
4.5. Comparación con otras técnicas MPPT	68
5. Conclusiones y trabajo a futuro	72

Índice de figuras

1.1. Curvas características de Potencia, Corriente vs Voltaje de un panel fotovoltaico [1].	2
1.2. Diagrama de bloques de un circuito de cosecha de energía [1].	3
1.3. Diagrama de bloques del MPPT a realizarse.	6
1.4. Consumo de potencia de WSN en varios estados [2].	9
1.5. Tiempo de vida de Motes de sensores inalámbricos MICAZ y TELOS cuando el ciclo de trabajo es 1 % [2].	10
2.1. Efecto fotoeléctrico [3].	12
2.2. Curvas características de un panel solar a) I-V para diferentes temperaturas. b) I-V para diferentes irradiancias. c) P-V para diferentes temperaturas y d) P-V para diferentes irradiancias [4].	13
2.3. Circuito equivalente ideal de un generador fotovoltaico [4].	14
2.4. Modelo de un solo diodo que representa las pérdidas óhmicas [4].	14
2.5. Diagrama de flujo del método MPPT de voltaje constante [5].	17
2.6. Diagrama de flujo del método MPPT de voltaje abierto. [5].	18
2.7. Características de una celda solar típica bajo irradiancia regular y sombreado parcial [5].	19
2.8. Diagrama de flujo del método P&O MPPT optimizado [5].	20
2.9. Diagrama de flujo del método P&O MPPT optimizado asistido por PI [5].	21
2.10. Diagrama de flujo del método MPPT de conductancia incremental. [5].	22
2.11. Diagrama de bloques de un controlador FLC MPPT [5].	24
2.12. Diagrama de bloques de un algoritmo MPPT controlado por ANN.	26
2.13. Diagrama de flujo del algoritmo PSO MPPT [5].	27
2.14. Aproximación parabólica de la curva P-V para calcular la eficiencia [1].	28
2.15. Chopper DC con carga resistiva: (a) diagrama del circuito; (b) forma de onda de voltaje de salida.	29
2.16. Convertidor Buck. (a) Diagrama. (b) Formas de onda [6].	31
2.17. (a) Diagrama del circuito. (b) Formas de onda [6].	32
2.18. Diagrama esquemático del convertidor Boost.	33
2.19. Voltajes de entrada y salida del convertidor Boost.	34
2.20. Corriente de salida del convertidor Boost.	34
2.21. Curvas características del modelo de un panel en simulink.	35

2.22. Diagrama esquemático del convertidor Boost con un panel.	35
2.23. Voltajes de entrada y salida obtenidos al agregar un panel como fuente de voltaje del convertidor.	36
2.24. Curvas características de los valores de una celda utilizados para probar el MPPT.	36
2.25. Ciclo de trabajo obtenido al ser procesados los valores de una celda.	37
2.26. Curvas características correspondientes a tres niveles de irradiancia y dos de temperatura, donde las curvas negras y grises corresponden a las temperaturas T_1 y T_2	38
3.1. Diagrama de flujo para la obtención de parámetros del modelo del panel solar.	44
3.2. Diagrama esquemático para obtener las curvas I-V del modelo del panel.	47
3.3. Diagrama esquemático del convertidor Buck.	49
3.4. Diagrama completo del panel solar, sensor de potencia, convertidor y MPPT conectados.	50
3.5. Diagrama del MPPT realizado.	50
3.6. Modo de operación del panel solar conectado a un MPPT.	51
3.7. Señales de entrada y salida del MPPT.	53
3.8. Detector de pendiente positiva.	53
3.9. Circuito retenedor atenuador.	55
3.10. Circuito detector de descenso límite.	56
3.11. Circuito detector de potencia cero.	57
3.12. Circuito integrador.	57
3.13. Memoria de estado.	58
3.14. MPPT completo.	58
3.15. Convertidor Boost.	59
3.16. Sensor de potencia.	60
3.17. Circuito completo (MPPT, convertidor Boost y sensor de potencia).	61
4.1. Curvas características I-V para cinco niveles de irradiancia a 25°C. .	62
4.2. Curvas características P-V para cinco niveles de irradiancia a 25°C.	63
4.3. Curvas características I-V para cinco temperaturas a 1000 W/m ² de irradiancia.	64
4.4. Curvas características P-V para cinco temperaturas a 1000 W/m ² de irradiancia.	65
4.5. Voltaje y corriente de salida del convertidor Buck.	66
4.6. Respuesta transitoria del voltaje de salida del convertidor boost para irradiancias desde 100 W/m ² hasta 1000 W/m ²	67
4.7. Respuesta transitoria de la potencia del panel solar atenuada para irradiancias de 600 W/m ² , 800 W/m ² y 1000 W/m ² con el MPPT realizado.	68
4.8. Respuesta transitoria del detector de pendiente positiva V(vsw2), voltaje del sensor de potencia V(vpowq) y voltaje del sensor de potencia atenuada V(vretq) a 600 W/m ² de irradiancia.	69

4.9. Respuesta transitoria del voltaje del sensor de potencia V(vpowa), voltaje del sensor de potencia atenuada V(vretq), voltaje del comparador del detector de descenso límite V(vc_det) y voltaje de la compuerta del detector de descenso límite V(vsw3) a 600 W/m ² de irradiancia.	70
4.10. Respuesta transitoria del circuito anti-divergencia cuando inicia la simulación del MPPT a 1000 W/m ² de irradiancia.	70
4.11. Respuesta transitoria de la potencia del panel solar ante cambios de irradiancia.	71
5.1. Artículo correspondiente a la aplicación de un modelo de celda solar en SPICE.	75

Índice de tablas

1.1. Ventajas y desventajas de algunos algoritmos MPPT.	4
1.2. Consumo de potencia de diferentes tipos de sensores [2].	9
4.1. Eficiencia del MPPT realizado a diferentes irradiancias.	68
4.2. Comparación de las eficiencias de diferentes técnicas MPPT. Las eficiencias de las demás técnicas MPPT se obtuvieron de la referencia [7].	69

Capítulo 1

Introducción

En este Capítulo se da un panorama general sobre la energía solar, paneles solares, se presenta la definición de un cosechador de energía, se introduce al tema de algoritmos MPPT y convertidores de potencia, también se presenta los objetivos general y específicos y la justificación de este trabajo de tesis.

La energía solar es vital para nuestro planeta. En general, es la fuente de energía más perenne, silenciosa y no contaminante. Ha sido responsable de todas las formas de vida en el planeta durante millones de años. Es la mayor fuente de energía renovable y el origen de muchos otros en la Tierra, tales como: viento, hidro, fotosíntesis, geotérmica superficial, térmica marina y mareas marinas.

La energía solar produce un promedio de $1,372 \text{ W/m}^2$ en la atmósfera exterior de la Tierra, que se filtra a través de toda la atmósfera y se recibe en la superficie a aproximadamente $1,000 \text{ W/m}^2$ o menos, un promedio de 345 W/m^2 : la mayor parte de la energía tiene longitudes de onda en el rango de 300 nm k 3; 000 nm (promedio $\lambda = 556 \text{ nm}$).

La energía solar puede capturarse como calor (energía térmica) y mediante conversión fotovoltaica, produciendo energía eléctrica directamente [8].

La energía solar se ha convertido en un área desafiante entre otras fuentes de energía renovables (RES), los sistemas fotovoltaicos (FV) tienen las ventajas de no causar contaminación, tener un bajo mantenimiento y una vida útil de larga duración.

Además de estas ventajas, un sistema fotovoltaico tiene varios inconvenientes, como un costo de instalación considerablemente más alto en comparación con otras RES, y rangos de eficiencia limitados entre 9-18%. Los análisis de factibilidad tienen un gran papel para determinar el sitio de planta más apropiado antes de la instalación. Por otro lado, los análisis operativos y las mejoras basadas en el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) son bastante importantes para aumentar la energía total cosechada. La característica intermitente y la curva de potencia perturbadora de un módulo fotovoltaico es uno de los defectos más importantes que deben abordarse para aumentar la eficiencia de generación. Las curvas de voltaje potencia (P-V) y voltaje corriente (I-V) son indicadores principales de eficiencia de un sistema FV que exhiben características no lineales en su estructura natural. Además, la potencia máxima generada con un panel fotovoltaico depende de dos

cantidades principales de temperatura e irradiación. Sin embargo, es posible aumentar la potencia generada hasta tasas máximas por algoritmos MPPT [5]. A continuación, en la figura 1.1 se muestran las curvas características de un panel solar fotovoltaica en función de la irradiancia y temperatura [1].

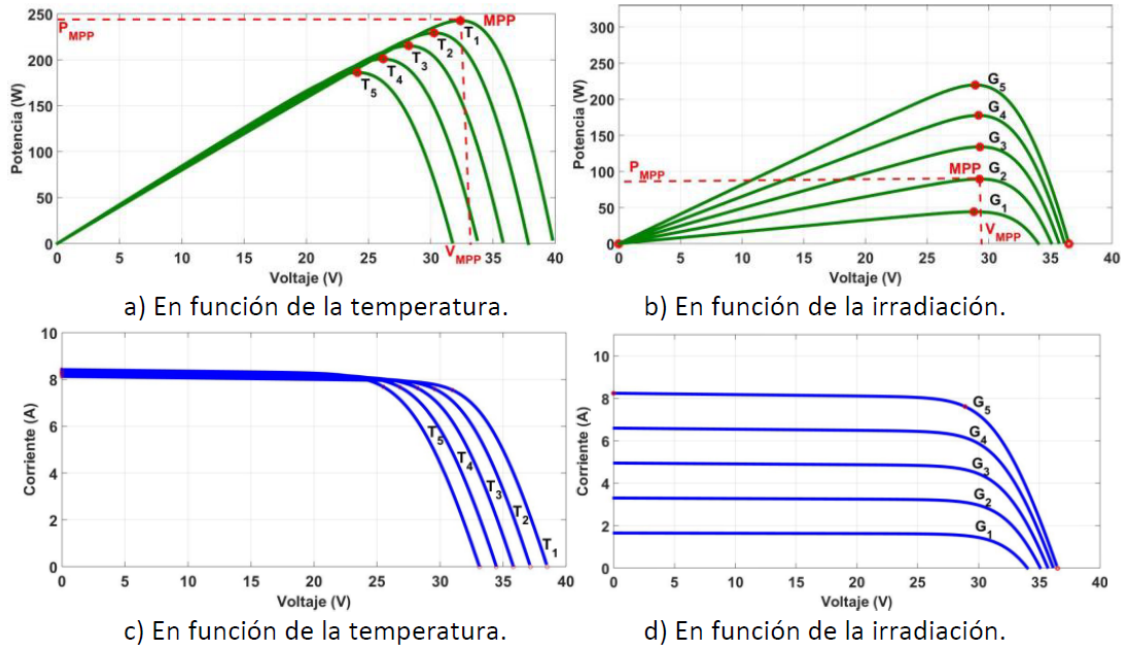


Figura 1.1: Curvas características de Potencia, Corriente vs Voltaje de un panel fotovoltaico [1].

En la gráfica a) se muestra el comportamiento de la potencia de un panel fotovoltaica cuando su voltaje cambia, cada curva en color verde tiene una temperatura diferente y valores de potencia diferentes, además se observan unos puntos rojos en donde se tiene la mayor potencia dada por el panel. Estos puntos se llaman Máximo Punto de Potencia abreviados MPP. En la gráfica b) se muestra el comportamiento de la potencia de un panel para diferentes valores de irradiancia, se observa que dependiendo de la irradiancia el panel puede dar más o menos potencia, en las gráficas c) y d) se observa el comportamiento de la corriente en función del voltaje, en la gráfica c) aparecen curvas para diferentes temperaturas y en la d) para diferentes valores de irradiancia. Debido a que el comportamiento de un panel solar no es lineal y además depende de factores como la temperatura e irradiancia es necesario obtener el máximo punto de potencia a través de un sistema que sirva de interfaz entre un panel solar y una carga, este sistema tiene que ser capaz de recolectar, procesar, almacenar y aplicar las pequeñas cantidades de energía libres en el medio ambiente.

Dichos sistemas se componen generalmente por 4 etapas: el recolector, el control, el almacenado y la aplicación. En la figura 1.2 se muestra el diagrama general de bloques de un circuito de cosecha de energía [1].

Con base en la figura anterior, el recolector o fuente capta las pequeñas cantidades de energía por medio de algún transductor, el control entrega al almacenador y a la aplicación la potencia necesaria extraída de la máxima entregada por la fuente,

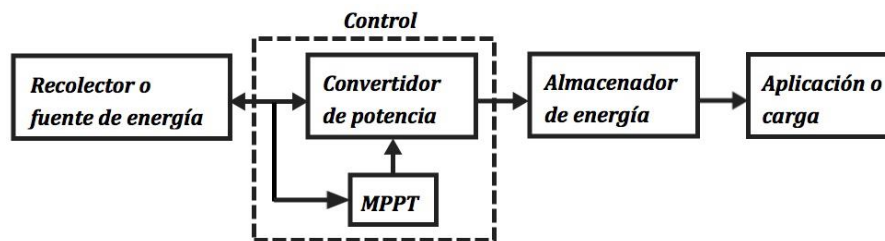


Figura 1.2: Diagrama de bloques de un circuito de cosecha de energía [1].

el almacenador acumula la energía otorgada por el control para su uso posterior, sobre todo cuando no se dispone temporalmente de la energía primaria. La aplicación es la carga pasiva o activa que empleará la energía cosechada [1].

Del sistema anterior una parte muy importante para administrar la energía entrante de un panel solar es la parte del control el cual está conformado por un convertidor DC/DC de potencia y un seguidor del punto de máxima potencia abreviado MPPT por sus siglas en inglés. Esta parte está conectada a la fuente de energía y al almacenador de energía. La función principal del MPPT es controlar el ciclo de trabajo del convertidor DC/DC, dependiendo de este ciclo de trabajo habrá un determinado voltaje en la salida del convertidor.

La potencia de salida adquirida de un sistema fotovoltaico se incrementa mediante el uso de varios algoritmos matemáticos. El MPPT es un método fundamental que elimina el desajuste a lo largo de la característica de carga y la salida de potencia máxima de un módulo fotovoltaico. Los algoritmos MPPT garantizan el uso óptimo de los módulos fotovoltaicos contra varias condiciones defectuosas, como la desorientación, el sombreado o el sombreado parcial. Además, la característica intermitente de la energía solar se mantiene de manera confiable mediante el uso de métodos MPPT [5].

Hay diferentes métodos para implementar un MPPT, estos métodos se dividen en directos e indirectos. La mejora más reciente de los algoritmos MPPT se realiza mediante el uso de métodos basados en inteligencia, en la tabla 1.1 se muestran los diferentes algoritmos mostrando sus ventajas y desventajas.

Para la realización de este trabajo de investigación se realiza un MPPT directo en un simulador SPICE. Otra parte importante para realizar este trabajo es la etapa de potencia. Entre las tecnologías que apoyan el crecimiento de la energía limpia y la mejora de la eficiencia energética, la electrónica de potencia ha sido un importante habilitador. Proporciona conversión eficiente y control flexible de la energía eléctrica.

Los sistemas electrónicos modernos requieren fuentes de alimentación de alta calidad, pequeñas, ligeras, confiables y eficientes. Los reguladores de potencia lineales, cuyo principio de funcionamiento se basa en un divisor de voltaje o corriente, son ineficientes. Esto se debe a que están limitados a voltajes de salida más pequeños que el voltaje de entrada, y también su densidad de potencia es baja porque requieren transformadores de línea y filtros de baja frecuencia (50 o 60 Hz). Sin embargo, los reguladores lineales pueden proporcionar un voltaje de salida de muy alta calidad. Su área principal de aplicación es a bajos niveles de potencia.

Métodos	Algoritmos	Ventajas	Desventajas
Directos [5]	Pertubar y observar	Simplicidad, fácil implementación con información previa limitada y eficiencia [5].	Empleo de sensores, necesita elegir entre velocidad y precisión.
	Conductancia Incremental		
Indirectos [5]	Circuito abierto	Simplicidad	Algunos de estos algoritmos requieren conocimientos previos sobre las características del arreglo fotovoltaico mientras que otros requieren cálculos matemáticos. Estos requisitos limitan la eficiencia del algoritmo en cualquier caso de irradiación y variaciones de temperatura [5].
	Voltaje constante		
	Cortocircuito		
Basados en inteligencia [5]	Controladores de lógica difusa	Mejor eficiencia y una respuesta más rápida en comparación con los métodos indirectos y directos [5].	Carecen de simplicidad [5].
	Redes neuronales artificiales		
	Optimización de enjambre de partículas (PSO)		

Tabla 1.1: Ventajas y desventajas de algunos algoritmos MPPT.

Los dispositivos electrónicos en los reguladores lineales funcionan en sus modos activos (lineales), pero a niveles de potencia más altos se utilizan reguladores de conmutación, conocidos como convertidores DC-DC. Los reguladores de conmutación utilizan interruptores de semiconductores electrónicos de potencia en estados de encendido y apagado. Debido a que hay una pequeña pérdida de energía en esos estados (bajo voltaje a través de un interruptor en el estado encendido, corriente cero a través de un interruptor en el estado apagado), los reguladores de conmutación pueden lograr altas eficiencias de conversión de energía. Los interruptores electrónicos de potencia modernos pueden operar a altas frecuencias. Además, las características dinámicas de los convertidores mejoran con el aumento de las frecuencias de funcionamiento [6].

Las principales funciones de los convertidores DC/DC son:

- Convertir un voltaje de entrada de DC V_S en un voltaje de salida de DC V_O .
- Regular el voltaje de salida de DC contra las variaciones de carga y línea.
- Reducir la ondulación del voltaje de AC en el voltaje de salida de DC por debajo del nivel requerido.
- Proteger el sistema suministrado y la fuente de entrada de interferencias electromagnéticas (EMI).

Los convertidores DC/DC se pueden dividir en dos tipos principales: convertidores modulados por ancho de pulso (PWM) de conmutación fuerte, y convertidores resonantes y de conmutación suave. Las ventajas de los convertidores PWM incluyen un bajo recuento de componentes, alta eficiencia, operación de frecuencia constante, control relativamente simple y disponibilidad comercial de controladores de circuitos integrados, y la capacidad de lograr altas tasas de conversión para aplicaciones tanto de reducción como de aumento. Una desventaja de los convertidores PWM DC/DC es que las formas de onda de voltaje y corriente rectangulares PWM causan pérdidas de encendido y apagado en dispositivos semiconductores, que limitan las frecuencias de operación prácticas a cientos de kilo hertz. Las formas de onda rectangulares también generan inherentemente EMI [6].

El voltaje de salida de los convertidores DC se controla ajustando el tiempo de encendido de un interruptor, que a su vez ajusta el ancho de un pulso de voltaje en la salida. Este es el llamado control de modulación de ancho de pulso (PWM) [6]. En el siguiente Capítulo se hablará con más detalle sobre los convertidores DC/DC. En este trabajo se muestra el diseño de un MPPT y un convertidor de potencia DC/DC, como se observa en la figura 1.2 la parte de control es la parte de un sistema recolector de energía el cual está conectado a un panel solar.

En la figura 1.3 se muestra el diagrama de bloques de los circuitos realizados.

La línea punteada indica los circuitos diseñados y el otro componente es necesario para comprobar el funcionamiento del circuito completo. El MPPT simulado, tiene como entrada una señal de voltaje, que indica el punto de operación de un panel. El MPPT controla cuando se abre y cierra el interruptor de un convertidor DC/DC para ajustar el punto de operación a un valor cercano al MPP, dependiendo del tiempo en que este abierto o cerrado el interruptor el convertidor le exigirá mayor o

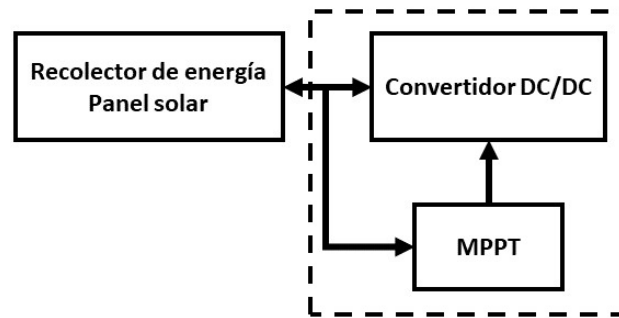


Figura 1.3: Diagrama de bloques del MPPT a realizarse.

menor voltaje al panel la cual está conectada al convertidor para alcanzar o por lo menos aproximarse al punto de máxima potencia. Se utiliza un modelo de un panel solar para probar el correcto funcionamiento del MPPT simulado. El MPPT hecho tiene las siguientes características:

- Alta eficiencia de seguimiento del punto de máxima potencia.
- Bajo consumo energético.
- Ser autosustentable, es decir que puede ser alimentado con el voltaje obtenido del panel solar.
- La mayoría de sus componentes son analógicos.

El diseño del MPPT y del convertidor DC/DC se realizó en un software SPICE para obtener la parte de control de un cosechador de energía en un circuito el cual contiene solo los componentes necesarios para su funcionamiento y ahorro de energía.

1.1. Objetivos

1.1.1. General

Diseñar un Seguidor de Máximo Punto de Potencia y un convertidor DC/DC en un circuito de aplicación específico con una buena eficiencia y bajo consumo de energía.

1.1.2. Específicos

- Clasificar los tipos de control de MPPT a partir de una investigación de los MPPT existentes.

- Elaborar un mecanismo para la síntesis del modelo de un panel fotovoltaico considerando temperatura e irradiancia.
- Desarrollar un algoritmo MPPT de control viable para un convertidor DC/DC en circuito de aplicación específica.
- Diseñar un algoritmo para el MPPT y un convertidor DC/DC de subida.
- Caracterizar el sistema y compararlo con las propuestas recientes con base en una figura de mérito.

1.2. Justificación

La recolección de energía utiliza energía ambiental para alimentar pequeños dispositivos electrónicos como sensores inalámbricos, microcontroladores y pantallas. Ejemplos típicos de estas fuentes ambientales son la luz solar y cualquier fuente artificial como vibración o calor de motores o del cuerpo humano. Los transductores de energía como los paneles solares, los termo generadores y los piezoeléctricos convierten esta energía en energía eléctrica. El objetivo de cada sistema de recolección de energía es sustituir las baterías usadas para la alimentación mediante la ampliación de los intervalos de carga para el elemento de almacenamiento. Un primer campo de aplicación es la automatización con switches autoalimentados. Otras aplicaciones son los sistemas de vigilancia de grandes plantas industriales o el seguimiento estructural de grandes edificios.

Otro mercado prometedor es el área de consumo con bolsos, ropa que muestra los transductores de energía integrados en forma de celdas solares o transmisores termoelectricos o de radio frecuencia para recargar productos de consumo como teléfonos móviles o reproductores de audio [9].

1.2.1. Automatización de edificios

Una de las aplicaciones que tienen los sistemas recolectores de energía (SRE) es en la automatización de edificios, en estos edificios los sensores utilizados son los de temperatura, humedad y presión. Además, los sensores de luz, los sensores de presencia o el movimiento son útiles para el control de las funciones de construcción. Otros dispositivos de aplicación son sensores para controlar la posición de las válvulas en los sistemas de calefacción, ventilación y aire acondicionado [9].

En este tipo de edificios hay una gran cantidad de sensores los cuales obtienen energía a partir de la red eléctrica. Lo que se está haciendo en estos edificios es sustituir el suministro de los sensores que era a través de la red eléctrica por sistemas recolectores de energía lo cual beneficia al ahorro de energía y al ahorro de costos ya que los sensores no tendrían cables para obtener energía, serían inalámbricos.

1.2.2. Monitoreo ambiental

Otra de las aplicaciones de los SRE es en el monitoreo ambiental. La idea de la monitorización es medir parámetros físicos como la temperatura.

El control de las condiciones puede ser utilizado para todo tipo de máquinas como motores, bombas, ventiladores o compresores para determinar cualquier falla. Emplea diferentes tipos de sensores para medir los parámetros de funcionamiento del sistema. Todos estos datos deben ser recopilados y analizados por microcontroladores. Algunos sistemas de supervisión de las condiciones proporcionan una conexión ethernet para recopilar todos los datos y transmitirlos a un ordenador central. Lo más factible son las redes de sensores inalámbricos (WSN por sus siglas en inglés), que transmiten datos mediante señales de radio eliminando la necesidad de instalar cables. La instalación en áreas inaccesibles, remotas o peligrosas, y la integración en máquinas es posible. Además de la transmisión de valores medidos como la aceleración y la temperatura, se pueden aplicar directamente los sensores para permitir el seguimiento de los parámetros de interés en la posición de aparición [9].

1.2.3. Redes de sensores inalámbricos

Los nodos de sensores pueden detectar, medir y recopilar información del entorno y, en función de algún proceso de decisión local, pueden transmitir los datos de detección a los usuarios. Los nodos de sensores consisten en componentes de detección, procesamiento de datos y comunicación, que aprovechan la idea de redes de sensores. La batería es la principal fuente de energía en un nodo sensor. La fuente de alimentación secundaria que recoge la energía del entorno, como los paneles solares, se puede agregar al nodo, según la idoneidad del entorno donde se desplegará el sensor. En algunos casos es posible recolectar energía del ambiente externo (como las celdas solares como fuente de energía). Sin embargo, las fuentes de energía externas a menudo exhiben un comportamiento no continuo, por lo que también se necesita una batería. En cualquier caso, la energía es un recurso muy vital. Por lo tanto, la conservación de energía es un tema clave en el diseño de sistemas basados en redes de sensores inalámbricos [2].

La red inalámbrica de sensores tiene su propio diseño y limitaciones de recursos. Las limitaciones de recursos incluyen una cantidad limitada de energía, un rango de comunicación corto, un ancho de banda bajo y una capacidad limitada de procesamiento y almacenamiento en cada nodo [2].

El consumo de energía de un subsistema de energía de un nodo sensor puede ser mayor que el consumo de energía de radio o incluso mayor que el consumo de energía del resto del nodo sensor. Esto puede deberse a muchos factores diferentes.

- *Power Hungry Transducers*: algunos sensores requieren básicamente recursos de alta potencia para realizar su muestreo.
- *Power Hungry A/D Converters*: el consumo de energía de los convertidores puede representar el consumo de energía más considerable del subsistema de detección.
- *Sensores Activos*: en este caso, los sensores tienen que enviar una señal de sondeo para obtener información sobre la cantidad observada.

- Tiempo de Adquisición Largo: el tiempo de adquisición puede ser del orden de cientos de milisegundos o incluso segundos; por lo tanto, la energía consumida por el subsistema sensor puede ser alta, incluso si el consumo de energía del sensor no es mucha [2].

En un nodo sensor hay cuatro partes esenciales: unidad de procesamiento, unidad de detección, unidad de transceptor y unidad de potencia. La Figura 1.4 refleja el consumo de energía de WSN en varios estados.

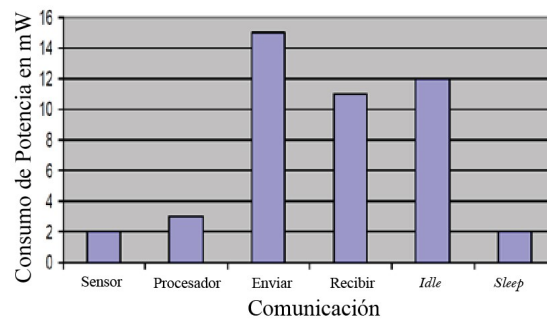


Figura 1.4: Consumo de potencia de WSN en varios estados [2].

La unidad de sensor es la parte vital del modo de sensor inalámbrico, censa y detecta el estado físico del entorno y envía los datos al procesador. Se puede construir un nodo de sensor inalámbrico con diferentes tipos de sensores. Algunos de ellos requieren más cantidad de energía que otros. En la tabla 1.2 se muestra el consumo de potencia de diferentes tipos de sensores.

Tipo de sensor	Consumo de potencia
Sensor de gas	500 mW - 800 mW
Sensor de imagen	150 mW
Sensor de presión	10 mW - 15 mW
Sensor de aceleración	3 mW
Sensor de temperatura	0.5 mW - 5 mW

Tabla 1.2: Consumo de potencia de diferentes tipos de sensores [2].

Otro sistema que consume energía en una WSN es el Mote, dependiendo de cual se utilice consume más o menos energía. A continuación, se muestra una gráfica del tiempo de vida de motes de sensores inalámbricos.

Los motes de sensores inalámbricos son bloques construidos en hardware de redes de sensores inalámbricas. Y los motes más populares son Telos, MicaZ y Mica2 [10].

De la gráfica anterior se observa que el mote con más tiempo de vida es el Mica2 el cual dura 590 días aproximadamente y el mote con menos tiempo de vida es el MicaZ con 250 días.

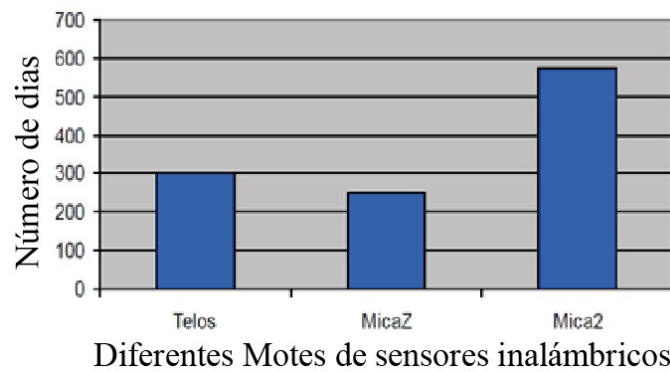


Figura 1.5: Tiempo de vida de Motes de sensores inalámbricos MICAZ y TELOS cuando el ciclo de trabajo es 1 % [2].

1.2.4. Comentarios sobre sistemas que consumen energía en un WSN

Se puede notar que hay varios factores que provocan que haya un mayor consumo de potencia, esos factores son: *Power Hungry Transducers*, *Power Hungry A/D Converters*, Sensores Activos y Tiempo de Adquisición Largo. Además de esos factores hay estados en los que ocurre también un mayor consumo, esos estados son Send Idle y Recieve de estos estados el dispositivo de radio se encarga de enviar y recibir la información y son los que más potencia consumen por lo que es importante conseguir un menor consumo en este dispositivo. Algunos sensores consumen más potencia que otros, esto depende del tipo de sensor que se utilice, en la tabla 1.2 se observa el consumo de potencia de diferentes sensores.

En la figura 1.5 se muestra el tiempo de vida de diferentes motes los cuales son diferentes para cada tipo. Cada una de las partes mencionadas no consume mucha potencia por separado, pero trabajando juntos al mismo tiempo se vuelve un problema de energía ya que no se cuenta con mucha energía disponible para suministrar a todo el sistema. Para resolver este inconveniente se han estudiado varias soluciones, algunas son a través de algoritmos que logran un menor consumo de potencia a través de poner en estado sleep a algunos dispositivos cuando estos no se usan como en la referencia [2] otras son a través de hardware colocando dispositivos que ayuden a suministrar más energía, estos dispositivos deben obtener energía del medio ambiente. Para solucionar esto se pueden usar sistemas recolectores de energía para suministrar más energía al sistema WSN y así poder incrementar el tiempo de funcionamiento de este sistema.

Se puede notar que hay una necesidad por la recolección de energía a partir de recursos naturales, uno de esos recursos es el sol en el cual se enfoca este trabajo de investigación, para lograr esa recolección se necesita un sistema recolector de energía y la eficiencia de ese sistema depende en gran parte de la eficiencia de seguimiento de un MPPT, es por eso que se realizó un MPPT y un convertidor DC/DC para lograr tener una buena eficiencia en la recolección de energía solar y poder contribuir con posibles trabajos futuros para sistemas recolectores de energía híbridos.

Capítulo 2

Marco teórico

En este Capítulo se muestra con mayor detalle los temas vistos en la introducción los cuales son: paneles solares, su definición, características eléctricas y modelado matemático de estas, se muestra la clasificación de los algoritmos MPPT, se explica el funcionamiento de algunos de estos algoritmos, se presentan los tipos de convertidores DC/DC, se explica el funcionamiento de algunos, se muestran los resultados de algunas simulaciones de un convertidor Boost y un MPPT realizadas por separado y se explica un modelo de un panel solar que toma en cuenta la irradiancia y temperatura.

2.1. Panel fotovoltaico

Un panel fotovoltaico es un tipo de panel solar diseñado para el aprovechamiento de la energía solar fotovoltaica. Su función es transformar la energía solar en electricidad. También recibe el nombre de módulo fotovoltaico.

Los paneles fotovoltaicos se pueden utilizar para generar energía eléctrica tanto en aplicaciones domésticas como en aplicaciones comerciales. Los módulos fotovoltaicos están formados por un conjunto de celdas fotovoltaicas interconectadas entre ellas. El panel fotovoltaico es el encargado de transformar de una manera directa la energía de la radiación solar en electricidad, en forma de corriente continua [11].

Las celdas solares están hechas de dos tipos de materiales semiconductores, uno de carga positiva (p) y otro de carga negativa (n). Cuando son expuestos a la luz solar permiten que un fotón de la luz solar “arranque” un electrón, el electrón libre deja un “hueco” que será llenado por otro electrón que a su vez fue arrancado de su propio átomo.

El trabajo de la celda es provocar que los electrones libres vayan de un material semiconductor a otro en busca de un “hueco” que llenar. Esto produce una diferencia de potencial y por tanto una corriente eléctrica, es decir, que se producirá un flujo de electricidad del punto de mayor potencial al de menor potencial hasta que en los dos puntos el potencial sea el mismo [3]. A continuación, se muestra una imagen sobre el efecto fotoeléctrico que ocurre cuando un material semiconductor se expone a la luz solar.

En este trabajo los temas de interés de un panel son: las características eléctricas y el modelo matemático de este ya que en este trabajo se integra un panel con un

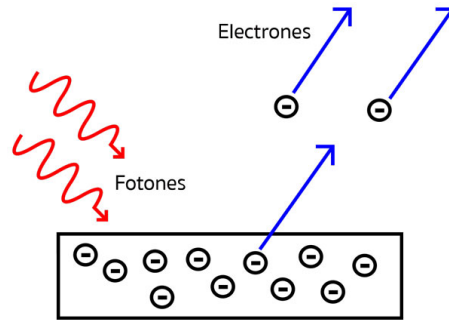


Figura 2.1: Efecto fotoeléctrico [3].

convertidor y un MPPT.

2.1.1. Características eléctricas de un módulo fotovoltaico

Las características eléctricas de un panel FV que funciona en condiciones uniformes se representan en las Figura 2.2 en unidades normalizadas. T_{max} y G_{max} pueden asumirse como los valores utilizados para probar el panel en condiciones estándar.

Tales curvas son un ejemplo cualitativo, sus características dependen del tipo de celdas, materiales y soluciones técnicas adoptadas para fabricar el panel. En las gráficas se observa la presencia de un punto de máxima potencia (MPP).

En la Figura 2.2 c) y d) se muestran que las curvas exhiben tres puntos particulares:

- La condición de cortocircuito (SC), caracterizada por un voltaje cero en los terminales del módulo FV y por una corriente de cortocircuito I_{SC} .
- La condición de circuito abierto (OC), caracterizada por una corriente cero en los terminales del panel FV y por un voltaje de circuito abierto V_{OC} .
- El MPP, en el que el valor actual es I_{MPP} , el valor de voltaje es V_{MPP} y la potencia $P_{MPP} = V_{MPP} * I_{MPP}$ es el máximo que el panel FV puede entregar en condiciones de funcionamiento temporales [4].

Las gráficas de la Figura 2.2 ponen de manifiesto la fuerte dependencia de los rendimientos del panel de la temperatura y el nivel de irradiancia. La temperatura tiene un efecto significativo en el valor de voltaje de circuito abierto, como se muestra en las Figuras 2.2 a) y c). Por el contrario, la temperatura tiene un efecto insignificante en el valor de la corriente de cortocircuito.

Vale la pena señalar que la temperatura generalmente cambia bastante lentamente, por lo que el valor de la temperatura a menudo se considera una constante con respecto a la variación a la que se puede someter el nivel de irradiancia durante el día.

La variación de irradiancia tiene efectos duales sobre las características eléctricas con respecto a la temperatura. El voltaje de circuito abierto del módulo fotovoltaico es casi independiente de la irradiancia: en la literatura se afirma que dicha dependencia es logarítmica. Por el contrario, la corriente de cortocircuito depende

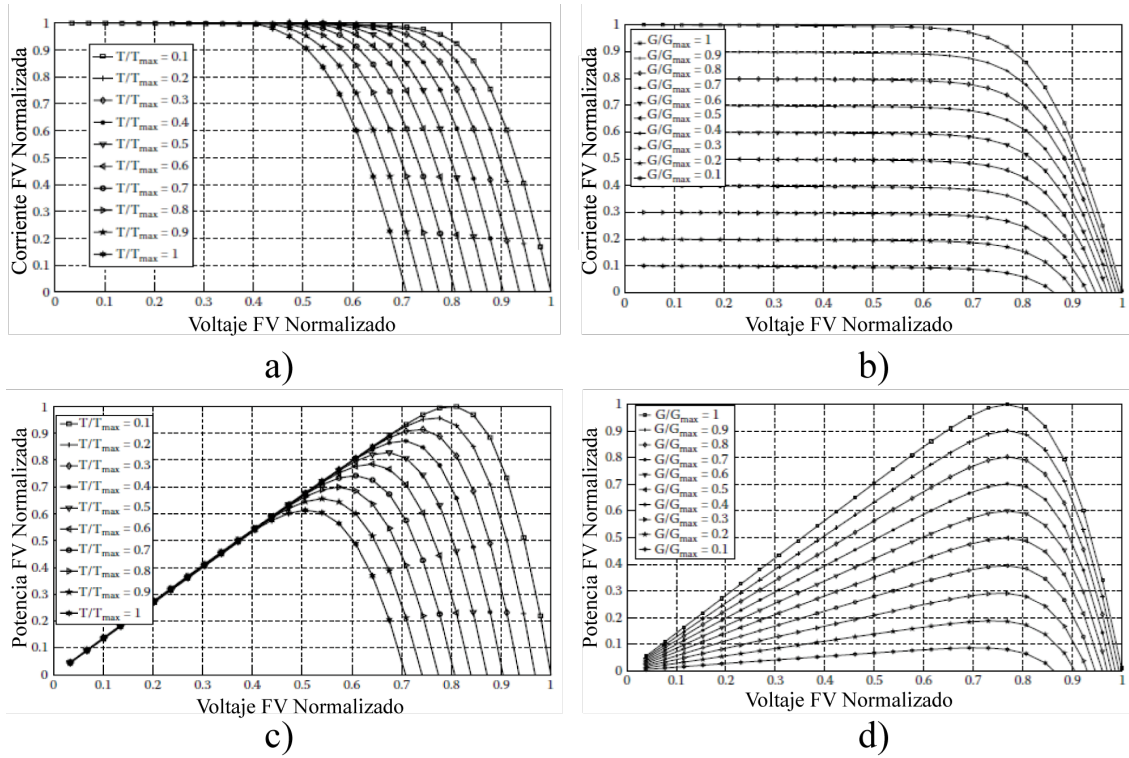


Figura 2.2: Curvas características de un panel solar a) I-V para diferentes temperaturas. b) I-V para diferentes irradiancias. c) P-V para diferentes temperaturas y d) P-V para diferentes irradiancias [4].

linealmente de la irradiancia [4].

La variación de la irradiancia se considera el principal factor perturbador que se debe enfrentar, debido a su imprevisibilidad. La tasa de cambio de irradiancia es otra variable impredecible que debe tenerse en cuenta: la pendiente de irradiancia habitual es $G = 30W/m^2/s$.

Para tener un mejor entendimiento y analizar el comportamiento de un panel solar es necesario modelar este sistema y la forma de hacerlo a través de alguna ecuación matemática con la que se pueda obtener algún parámetro de interés como la corriente, en la siguiente sección se muestra una forma de modelar una celda solar que se puede conectar con otras celdas para modelar un panel solar.

2.1.2. Modelo de diodo único de una celda solar

La curva I-V de un generador fotovoltaico se obtiene restando una corriente de diodo, que no depende linealmente de su voltaje, de un valor de corriente constante. Como consecuencia, el circuito equivalente ideal que se muestra en la Figura 2.3 está hecho de un generador de corriente en paralelo con un diodo.

El diodo tiene en cuenta los efectos físicos que tienen lugar en la unión p-n de silicio de la celda. El generador de corriente representa la corriente fotoinducida, que depende de las características del material semiconductor utilizado para la celda

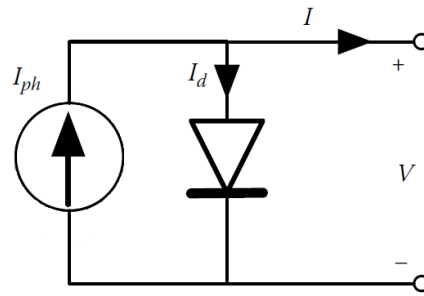


Figura 2.3: Circuito equivalente ideal de un generador fotovoltaico [4].

y, especialmente, depende linealmente del área de la celda, el nivel de irradiancia y la temperatura. La ecuación 2.1 da la dependencia de las dos últimas variables exógenas:

$$I_{ph} = I_{ph,STC} \frac{G}{G_{STC}} [1 + \alpha_1(T - T_{STC})] \quad (2.1)$$

donde α_1 es el coeficiente de temperatura de la corriente, definido en STC de la siguiente manera:

$$\alpha_1 = \frac{dI}{dT} \quad (2.2)$$

Como consecuencia, la característica I-V toma la forma que se muestra en la ecuación 2.3

$$I = I_{ph} - I_{sat} \left(e^{\frac{V}{\eta V_t}} - 1 \right) \quad (2.3)$$

Donde V_t es el voltaje térmico 2.4:

$$V_t = \frac{k * T}{q} \quad (2.4)$$

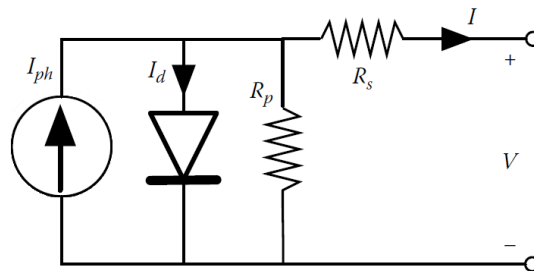


Figura 2.4: Modelo de un solo diodo que representa las pérdidas óhmicas [4].

$k = 1,3806503 * 10^{-23} J/K$ es la constante de Boltzmann, $q = 1,60217646 * 10^{-19} C$ es la carga de electrones y η es el factor de idealidad. La corriente de saturación se expresa de la siguiente manera:

$$I_{sat} = C * T^3 * e^{\left(-\frac{e g_{ap}}{kT} \right)} \quad (2.5)$$

donde E_{gap} es el intervalo de banda del material semiconductor y C es el coeficiente de temperatura [5].

Tal modelo no tiene en cuenta los mecanismos de pérdida que tienen lugar en la celda debido a la cinta metálica que garantiza la continuidad actual entre cada celda y las dos celdas antes y después de la secuencia o las características de difusión y recombinación de los portadores de carga en el semiconductor, dichas pérdidas se introducen en el modelo agregando una resistencia en serie (R_s) y una resistencia en paralelo (R_p) para tener en cuenta las resistencias internas de las celdas y las resistencias de contacto, así como el efecto de las corrientes de fuga, respectivamente. Como consecuencia, el modelo se convierte en el que se muestra en la Figura 2.4.

La resistencia en serie R_s afecta principalmente la pendiente de las curvas I-V en la Figura 2.2 a) y b) a niveles de alto voltaje, es decir, acercarse al voltaje de circuito abierto: cuanto peor es la calidad de la celda, menor es la pendiente de la curva, debido a una caída de alto voltaje a través de la resistencia en serie. Como consecuencia, se puede adoptar la definición aproximada:

$$R_s \approx -\frac{dV}{dI}|_{V=V_{OC}} \quad (2.6)$$

Por otro lado, R_p afecta la pendiente de la curva en los niveles de corriente cercanos al cortocircuito: cuanto menor es el valor de R_p , mayor es la corriente extraída por la resistencia paralela, que se resta de la corriente de salida neta, presenciada por una menor pendiente de la curva a valores de bajo voltaje, donde esta es:

$$R_p \approx -\frac{dV}{dI}|_{I=I_{SC}} \quad (2.7)$$

Los valores de estas dos resistencias tienen un efecto inmediato en la productividad de energía de la celda expresada a través del índice llamado factor de llenado, que se define como la relación entre el producto de los valores de voltaje y corriente en el MPP y el producto de la corriente de cortocircuito y valores de voltaje de circuito abierto:

$$FF = \frac{V_{MPP} * I_{MPP}}{V_{OC} * I_{SC}} \quad (2.8)$$

Para tener en cuenta las pérdidas óhmicas, se debe modificar la ecuación 2.8. De acuerdo con las leyes de Kirchhoff, se obtiene la ecuación 2.9.

$$I = I_{ph} - I_{sat} \left(e^{\frac{V+I*R_s}{\eta V_t}} - 1 \right) - \frac{V + I * R_s}{R_p} \quad (2.9)$$

Vale la pena señalar que tanto la ecuación 2.3 como la 2.9 son no lineales, pero este último también está en forma implícita, porque ni la corriente ni el voltaje pueden expresarse explícitamente como funciones de la otra variable eléctrica. Esto representa una fuerte limitación para muchos análisis teóricos y numéricos.

Según la teoría de Shockley, el circuito equivalente que se muestra en la Fig. 2.4 describe las características de difusión y recombinación de los portadores de carga en el semiconductor, pero descuida la recombinación en la zona de carga espacial.

Si se debe tener en cuenta dicho efecto, se debe utilizar un modelo de dos diodos [4].

2.2. Algoritmos MPPT

Un componente muy importante en este trabajo es el MPPT este es un circuito que implementa un algoritmo para controlar el ciclo de trabajo de una señal y así poder obtener la máxima potencia de un panel solar, en esta sección se clasifican los diferentes algoritmos para implementar un MPPT, se muestran sus características y se explica el funcionamiento de los más importantes.

2.2.1. Algoritmos MPPT indirectos

Los algoritmos indirectos se basan en varios métodos de cálculo que incluyen el ajuste de voltaje del sistema, la medición de temperatura, el cálculo de V_{OC} voltaje de circuito abierto y el cálculo de azimut y ángulo. El ajuste del voltaje del sistema o del voltaje de operación se realiza para detectar el voltaje MPP de acuerdo con las variaciones estacionales donde debería ser mayor en los inviernos. La tensión de funcionamiento depende de la temperatura del módulo fotovoltaico. El voltaje MPP se calcula con respecto al V_{OC} que se mide instantáneamente. La principal ventaja de los métodos indirectos de MPPT que incluyen voltaje constante, voltaje de circuito abierto y pulsos de corriente de corto circuito es su simplicidad. Sin embargo, carecen contra el envejecimiento y la contaminación de las celdas fotovoltaicas [5]. A continuación, se muestran algunos algoritmos indirectos.

Método MPPT de voltaje constante (CV)

El método de voltaje constante (CV) es el algoritmo MPPT más simple que se basa en la regulación del voltaje del panel para rastrear el voltaje MPP V_{MPP} .

El voltaje del conjunto FV se ajusta alrededor de V_{MPP} con respecto al voltaje de referencia V_{Ref} que es el voltaje del conjunto regulado. Su objetivo es hacer coincidir V_{Ref} con V_{MPP} en el ajuste más adecuado. Si este no es el caso, entonces el algoritmo intenta adquirir el ajuste más adecuado alrededor del V_{MPP} . El algoritmo CV supone que las variaciones de irradiancia y temperatura en las celdas no causan cambios significativos en V_{MPP} y, por lo tanto, el V_{Ref} puede mantenerse constante durante la operación del algoritmo. El diagrama de flujo de la operación CV MPPT se ilustra en la figura 2.5, donde se requiere medir el voltaje del panel al comienzo del algoritmo. El algoritmo no involucra ningún otro dato de entrada. El voltaje del panel medido V_{PV} se utiliza para configurar el ciclo de trabajo del convertidor DC/DC. Luego, el ciclo de trabajo se actualiza en cada vuelta comparando el voltaje del panel con el voltaje de referencia [5]. Cuando el voltaje del panel es mayor que la referencia, el ciclo de trabajo disminuye en el siguiente paso o viceversa.

Cabe señalar que el método CV es más eficiente en comparación con la técnica regular de P&O durante las condiciones de menor irradiancia. Por lo tanto, puede integrarse otros métodos MPPT.

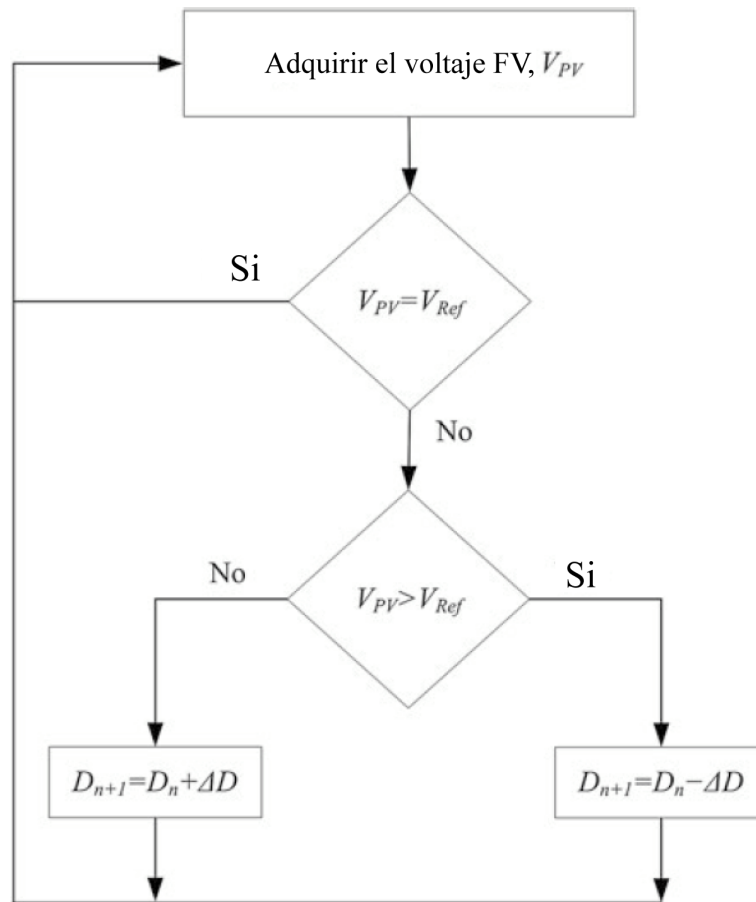


Figura 2.5: Diagrama de flujo del método MPPT de voltaje constante [5].

Método de voltaje abierto MPPT (OV)

El método de voltaje abierto (OV) se basa en la suposición de que el V_{MPP} está alrededor de un porcentaje fijo del voltaje de circuito abierto V_{OV} . También se supone que las variaciones de producción de las celdas, la temperatura y las tasas de irradiancia solar cambian el MPP alrededor del 2% de su valor normal. Por lo tanto, este método define un voltaje de referencia V_{Ref} en el 76% de V_{OV} , que está bastante cerca de V_{MPP} .

El diagrama de flujo del método OV se representa en la figura 2.6, donde se requiere la medición de V_{OV} de voltaje de circuito abierto para determinar el voltaje de referencia. Esta medición se realiza abriendo el circuito, y se utiliza un interruptor estático en serie para llevar a cabo esta acción. Esta operación hace que la corriente fotovoltaica se ponga a cero, lo que impide la generación de energía en esta etapa. En el siguiente paso, el voltaje FV medido V_{PV} se compara con el voltaje de referencia V_{Ref} para determinar el ciclo de trabajo exacto del convertidor DC/DC. El ciclo de trabajo predefinido D_n se incrementa en el siguiente paso, si V_{Ref} es mayor que V_{PV} [5].

Si el V_{PV} es mayor que V_{Ref} , entonces D_n disminuye en un valor variado para el siguiente cálculo del ciclo de trabajo $D_n + 1$. El voltaje de salida de DC regulado

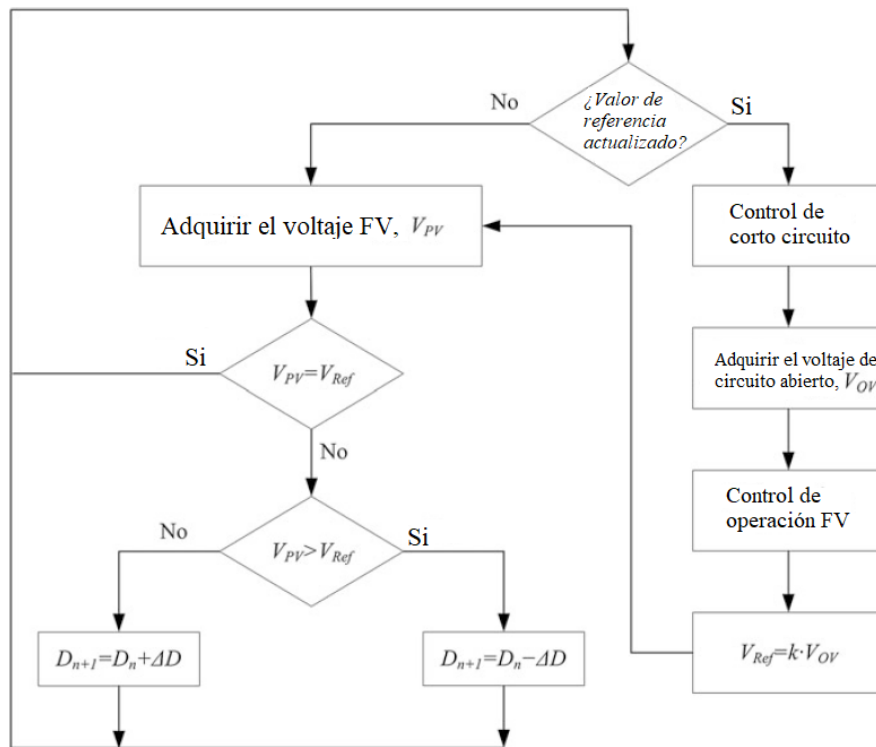


Figura 2.6: Diagrama de flujo del método MPPT de voltaje abierto. [5].

es controlado por el bloque PI en cada ciclo para rastrear el V_{MPP} .

2.2.2. Algoritmos MPPT directos

Los algoritmos MPPT directos se basan en la medición del voltaje, la corriente o la potencia instantánea del módulo fotovoltaico, donde las variaciones de rendimiento se detectan rápidamente y se realiza un seguimiento más preciso. Los principios básicos de los algoritmos MPPT directos están relacionados con el ajuste periódico de las curvas I-V y P-V, y el ajuste de la tensión de funcionamiento en pequeños pasos para aumentar la precisión. El primer principio se utiliza para determinar la potencia de salida máxima del módulo fotovoltaico que se rastrea en cada vuelta del cálculo del ciclo de trabajo del convertidor de DC/DC. El segundo principio se lleva a cabo mediante un método conocido como escalada que se basa en detectar la potencia o la dirección de la corriente, ya sea aumentando o disminuyendo. En caso de que el valor medido aumente dependiendo de la tensión de funcionamiento, la dirección de seguimiento se establece en avance, de lo contrario se establece en retroceso. Este principio detecta el MPP y el punto de operación sigue al MPP real con pequeñas oscilaciones con respecto al tamaño del paso [5]. Las características de una celda fotovoltaica típica bajo condiciones de irradiancia regular y sombreado parcial se ilustran en la figura 2.7, donde el punto MPP representa la fuente de corriente y la operación de la fuente de voltaje del módulo fotovoltaico. Si el punto de operación de la carga está en el lado izquierdo de MPP, significa que el módulo funciona como una fuente de corriente y la señal de error M requerida por Hill-

Climbing (HC) MPPT se calcula como se indica en la ecuación 2.10; Si el punto de operación de la carga está en el lado derecho de MPP, entonces el módulo FV actúa como una fuente de voltaje, y M se calcula con la ecuación 2.11 como se muestra a continuación.

$$\frac{\partial P_{PV}}{\partial V_{PV}} > 0 \Rightarrow M = M + \Delta M \quad (2.10)$$

$$\frac{\partial P_{PV}}{\partial V_{PV}} < 0 \Rightarrow M = M - \Delta M \quad (2.11)$$

Aparentemente, la señal de error será cero en el MPP que produce $\Delta M = 0$. Este enfoque se aplica en varios métodos MPPT directos donde los algoritmos más destacados son P&O y Conductancia incremental (IncCon) [5].

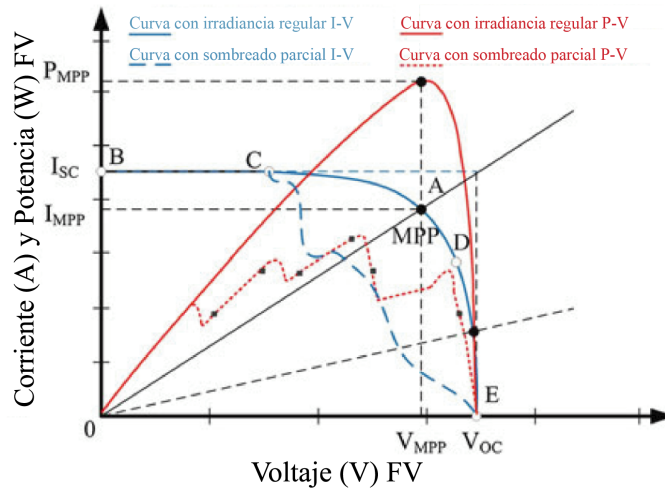


Figura 2.7: Características de una celda solar típica bajo irradiancia regular y sombreado parcial [5].

Algoritmo MPPT Perturbar y Observar

El algoritmo P&O es uno de los métodos más utilizados y estudiados debido a su simplicidad e implementación práctica. Perturba el voltaje terminal, como su nombre lo indica, y compara la potencia fotovoltaica real con el valor anterior. El algoritmo decide rastrear el MPP en una dirección o en la dirección opuesta al comparar el cambio de voltaje terminal y el incremento de potencia de salida. En caso de que la potencia de salida aumente frente al cambio de voltaje, el algoritmo sigue rastreando el MPP en la misma dirección. De lo contrario, cambia la dirección de seguimiento [5].

El diagrama de flujo de un algoritmo mejorado propuesto por Dolara se muestra en la Figura 2.8 donde se detectan las perturbaciones de potencia y voltaje en el progreso, y luego se detecta la diferencia de voltaje para operar el algoritmo. En el método propuesto, la potencia del panel se muestrea para generar un valor

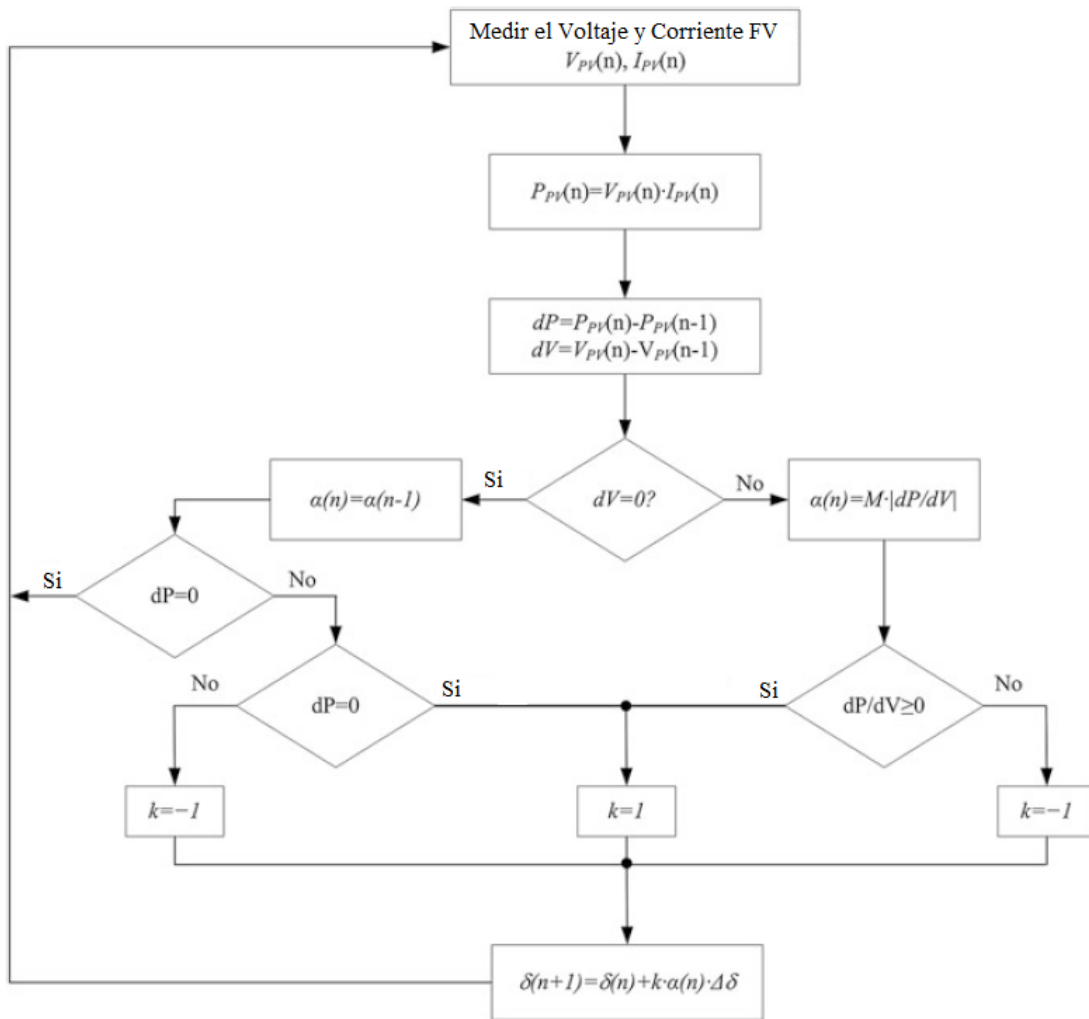


Figura 2.8: Diagrama de flujo del método P&O MPPT optimizado [5].

promedio, y se usa para organizar la magnitud de la perturbación $\Delta\delta$ en el punto de operación MPP.

La disposición se realiza calculando $\alpha(n)$ con respecto a la señal de error de voltaje M y las relaciones de potencia a voltaje como se muestra en el lado derecho del diagrama de flujo.

El ciclo de trabajo varía alrededor del 0.5% para cada método regular de P&O. Sin embargo, un algoritmo propuesto intenta ajustar la variación del ciclo de trabajo entre 0.5% y 2.7% en el siguiente turno con respecto al coeficiente k , $\alpha(n)$ y $\Delta\delta$, donde se equipará de la siguiente manera;

$$\delta(n+1) = \delta(n) + k * \alpha(n) * \Delta\delta \quad (2.12)$$

Kabalci et al. [16] Proponen un método mejorado de P&O MPPT con control de PI. El control MPPT de los convertidores se mejora con PI adicional al algoritmo P&O normal. El diagrama de flujo del algoritmo MPPT controlado por PI mejorado se representa en la figura 2.8, donde el cálculo de PI adicional se gestiona mediante el segmento de cálculo de error en el diagrama de flujo [12].

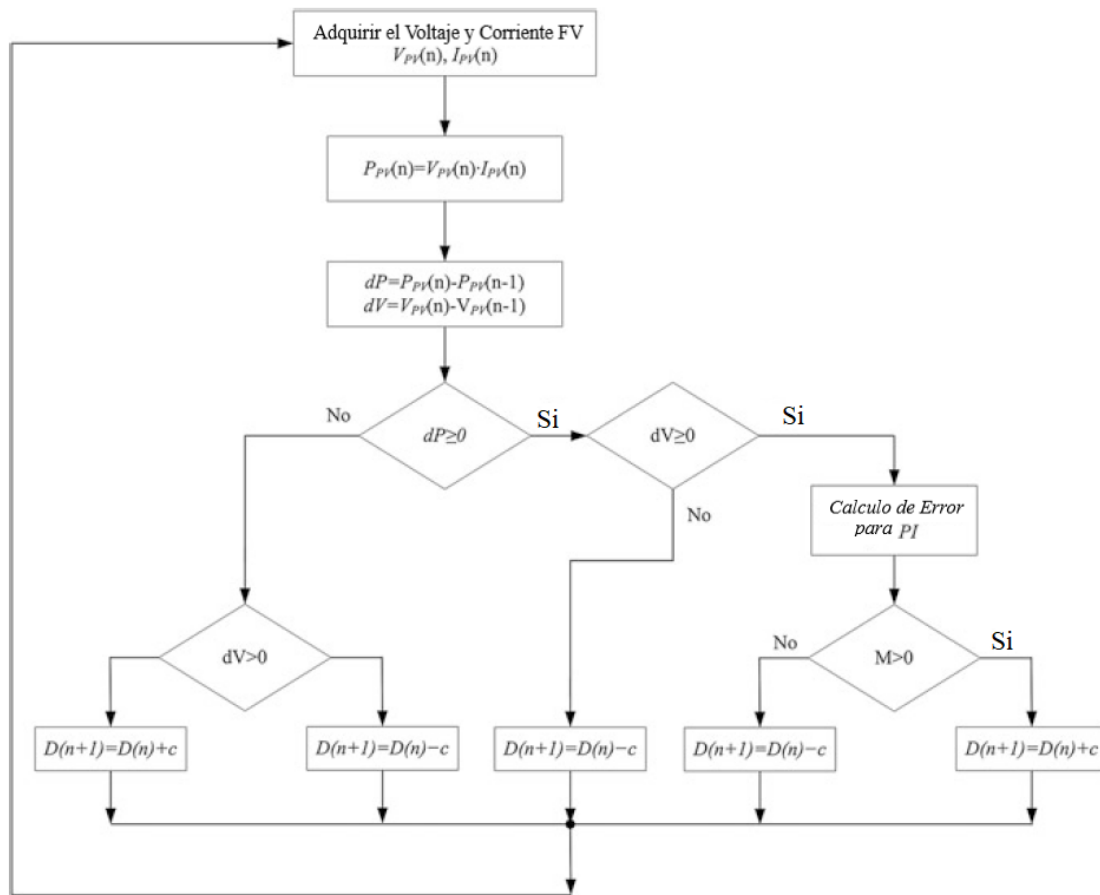


Figura 2.9: Diagrama de flujo del método P&O MPPT optimizado asistido por PI [5]

Para determinar la relación de trabajo, la última observación de la potencia obtenida se compara con la observación anterior. Posteriormente, la diferencia asegurada se utiliza para especificar el próximo ciclo de trabajo PWM. El algoritmo P&O implementado busca el incremento de la perturbación de potencia e intenta mantener el ciclo de trabajo de la misma manera para lograr el MPP del panel, también se activa el control PI para reducir la oscilación en el voltaje de salida. El algoritmo puede revertir la perturbación cuando se produce una disminución en la observación de potencia. El algoritmo repite este proceso para alcanzar el MPP del panel, si el sistema llega al MPP; El algoritmo produce un valor de ciclo de trabajo estable. Se exige que la oscilación en el MPP del panel se reduzca para aumentar la estabilidad [13].

Algoritmo MPPT de conductancia incremental

El algoritmo InCon de conductancia incremental depende de la detección de la pendiente ocurrida en la curva P-V. La pendiente es cero cuando se alcanza el MPP de la curva como se muestra en la figura 2.7. La dirección del movimiento del punto operativo se detecta al rastrear el cambio ocurrido en la relación I/V en comparación con el punto MPP. El punto de operación aumenta la pendiente

cuando se mueve hacia el MPP, mientras que se vuelve negativo en el lado derecho del MPP. Esta situación se puede expresar de la siguiente manera [14];

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V}; \left(\frac{dP}{dV} = 0\right); \text{ en MPP} \quad (2.13)$$

$$\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V}; \left(\frac{dP}{dV} > 0\right); \text{ a la izquierda de MPP} \quad (2.14)$$

$$\frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V}; \left(\frac{dP}{dV} < 0\right); \text{ a la derecha de MPP} \quad (2.15)$$

Las ecuaciones 2.13, 2.14, 2.15 y el diagrama de flujo de la figura 2.10 se basan en la conductancia instantánea (I/V) y la conductancia incremental (dI/dV) del panel FV donde se calcula el voltaje de referencia con respecto al valor incremental en una iteración que se repite hasta que se alcanza el MPP. Una vez que el V_{Ref} adquirió el MPP, el algoritmo mantiene el seguimiento de este valor para garantizar la máxima potencia de salida. En caso de que ocurra un cambio en la corriente FV dI , el algoritmo comienza una nueva iteración al comienzo del diagrama de flujo para rastrear V_{Ref} aumentando o disminuyendo el valor anterior.

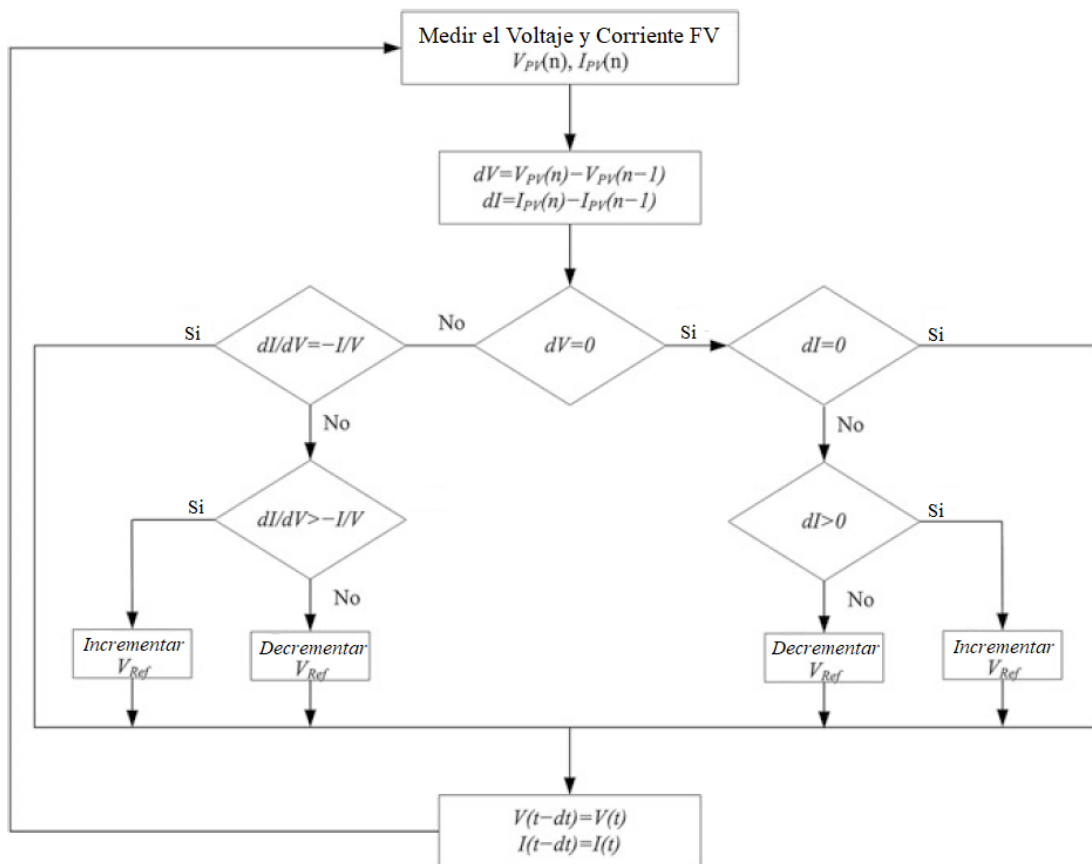


Figura 2.10: Diagrama de flujo del método MPPT de conductancia incremental. [5].

Cuando la irradiancia aumenta en el panel FV, el voltaje del arreglo aumenta y el MPP se mueve hacia el lado derecho como se puede ver en la figura 2.7. El

algoritmo aumenta el voltaje de funcionamiento del panel FV para compensar este incremento. Por otro lado, la disminución de la irradiancia activa el algoritmo para disminuir el voltaje de funcionamiento del panel para compensar el cambio. Esa es la forma en que el algoritmo InCon rastrea el valor de la pendiente para detectar el cambio en la irradiancia y reaccionar contra los casos. La manera más fácil de determinar el cambio es comparar los valores anteriores y reales de voltaje y corriente que se representan como dV y dI en el algoritmo. El dV y el dI son cero cuando la irradiancia y la temperatura son estables, y el algoritmo funciona para MPP.

Si la irradiancia aumenta, causa un incremento en dI ($dI > 0$) mientras que $dV=0$ eso también significa que la irradiancia aumenta el MPP. El algoritmo decide aumentar el voltaje de funcionamiento en esta etapa. Por otro lado, la disminución de la irradiancia provoca un $dI < 0$ que requiere disminuir el voltaje de funcionamiento. Los casos que cambian rápidamente son fácilmente detectados por el algoritmo InCon ya que depende del seguimiento del punto de operación hacia MPP. Este enfoque evita el engaño en el seguimiento como se ve en el algoritmo P&O, y eso hace que InCon sea más confiable al disminuir la perturbación alrededor de MPP. Sin embargo, hay varios inconvenientes de este algoritmo relacionados con MPP como otros. Tey y Mekhilef [5] propusieron una alternativa optimizada al método de conductancia incremental regular al aumentar el tamaño de paso que se denomina InCon de tamaño de paso variable. El algoritmo se basa en definir un tamaño de paso para compensar las variaciones en el cambio de MPP y aumentar o disminuir el ciclo de trabajo considerando este tamaño de paso adicional al ciclo de trabajo anterior. Por lo tanto, el algoritmo permite una tasa de error y el tamaño del paso se ajusta para mantener el control de error en el límite.

Además de los algoritmos mencionados hay otro tipo mas recientes los cuales se hacen a través de cálculos numéricos, en la siguiente sección se muestran algunos algoritmos MPPT con inteligencia artificial.

2.2.3. Algoritmos MPPT Artificiales

Los principales inconvenientes observados en los métodos propuestos son causados por la irradiancia y la temperatura de celda que no son manejados de manera robusta por los algoritmos existentes.

Los métodos ampliamente conocidos se basan en una estrategia de control discontinuo donde el seguimiento de la intersección se realiza alrededor del MPP. Los algoritmos mencionados anteriormente no son compatibles con los controles inteligentes y son menos eficientes frente a las condiciones que cambian rápidamente [5]. Estos inconvenientes requieren una respuesta rápida en el tiempo y una mayor estabilidad en comparación con los métodos ampliamente conocidos. Las últimas mejoras en los métodos MPPT se realizan mediante el uso de varios métodos numéricos y artificiales que incluyen control de lógica difusa (FLC), red neuronal, neuro-difuso, algoritmo genético y algunos algoritmos de optimización, como la optimización del enjambre de partículas, la colonia de abejas artificiales, etc.

El FLC es uno de los algoritmos más simples entre otros métodos artificiales. Recientemente, se prestó una atención cada vez mayor a los algoritmos MPPT basados en FLC debido a su respuesta robusta contra condiciones de aire impredecibles y su

estructura simple que no requiere arreglos matemáticos complejos. Las redes neuronales también se están estudiando ampliamente debido a su estructura de control de alto nivel y características de gestión sofisticadas [5]. A continuación, se muestran algunos algoritmos MPPT por inteligencia artificial.

MPPT por control de lógica difusa (FLC)

La combinación de inteligencia artificial con algoritmos MPPT regulares es una nueva tendencia de investigación y aplicación en fuentes de energía renovables. FLC es el método artificial más ampliamente investigado en aplicaciones MPPT, ya que proporciona un mejor rendimiento en comparación con los métodos convencionales e implica requisitos más simples en comparación con sofisticados algoritmos neurales o de estimación. Estas ventajas de FLC se integran al sistema general al combinarlo con el controlador MPPT existente que proporciona la transferencia de potencia máxima a las cargas.

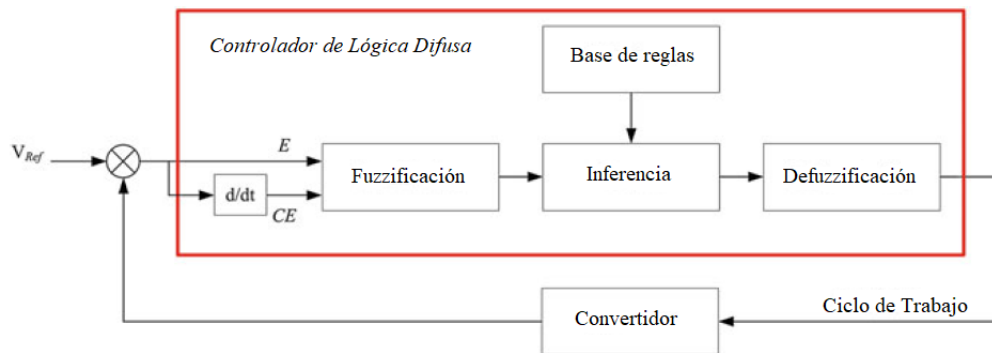


Figura 2.11: Diagrama de bloques de un controlador FLC MPPT [5].

El diagrama de bloques de un controlador MPPT basado en FLC se muestra en la figura 2.11, donde el contenido de un FLC normal también se muestra en un bloque significativo. La entrada de referencia de FLC se usa para determinar la señal de error E y la tasa de cambio del error CE donde se muestra en el lado izquierdo de la figura. La salida de FLC es el ciclo de trabajo que se aplica al convertidor donde es generado por las cuatro secciones de FLC. Estas secciones son fuzzificación donde las entradas numéricas se convierten en variables léxicas que se definen por base de reglas y dependen de las funciones de membresía. Los niveles de las funciones de membresía se pueden aumentar para presentar una mejor resolución en los cálculos. Las entradas analizadas se ponderan de acuerdo con varios métodos, a saber, modus ponens, Takagi-Sugeno o Mamdani, en la sección de inferencia, y luego las salidas léxicas de FLC se convierten en números en la sección de defuzzificación para generar el ciclo de trabajo. El método de defuzzificación más utilizado es el centroide de área (COA) debido a sus propiedades de promedio exitosas y resultados más precisos [5].

MPPT por Red neuronal

Las investigaciones más recientes sobre los métodos de MPPT computacionales incluyen estudios ANN que son significativamente efectivos en condiciones disrup-

tivas amplias como sombreado parcial [5]. El MPPT basado en ANN proporciona estimaciones rápidas y confiables frente a parámetros de irradiancia y temperatura que varían rápidamente. Un ANN se compone de varias capas en la estructura de perceptrón multicapa (MLP) como se muestra en la figura 2.12. En un modelo como se muestra en la figura, la organización de tipo neuronal se compone de neuronas vistas en la parte inferior de la figura donde las entradas se ponderan linealmente y se suman en una función. La suma de la entrada ponderada se transfiere a una función no lineal llamada función de activación (AF), y finalmente se envía a las siguientes neuronas. La definición de la función de entrada en AF se representa como se da en la ecuación 2.16;

$$x = \sum_{m=1}^M w_m x_m + \alpha \quad (2.16)$$

donde x_1, x_2, \dots, x_m son señales de entrada, y w_1, w_2, \dots, w_m son los pesos de cada señal de entrada [5].

Los pesos definen la importancia de cada dato de entrada y la operación de aprendizaje de la red se realiza con respecto a los pesos que varían continuamente. El conjunto de entrenamiento de la ANN está compuesto por varios datos de entrada y salida diferentes, donde son voltaje y corriente en las entradas y voltaje MPP en la salida como se ve en la figura 2.12. Se proponen varios enfoques de operación MPPT basados en ANN. Por un lado, algunos algoritmos ANN integrados a los métodos regulares de MPPT utilizan la irradiancia y la medición de temperatura obtenida de sensores separados y generan directamente un ciclo de trabajo variable. Por otro lado, los datos medidos de irradiancia y temperatura se utilizan para detectar el voltaje y la corriente del módulo fotovoltaico en otro grupo ANN MPPT. El segundo grupo es ampliamente utilizado en lugar del primero y está construido con una estructura MLP [5].

Algoritmo MPPT de optimización de enjambre de partículas

Optimización de enjambre de partículas PSO es un nuevo algoritmo de optimización de enjambre que Kennedy propone en primer lugar como un algoritmo evolutivo basado en el comportamiento de las aves [5]. PSO utiliza un conjunto de partículas que cada una sugiere una solución al problema de optimización. Se basa en el éxito de todas las partículas que emulan una población donde la posición de cada partícula depende de la posición del agente para detectar la mejor solución P_{best} mediante el uso de partículas actuales en la población G. La posición de cualquier partícula x_i se ajusta por

$$x_i^{k+1} = x_i^k + v_i \quad (2.17)$$

donde el componente de velocidad v_i representa el tamaño del paso y se calcula utilizando la ecuación 2.18;

$$v_i^{k+1} = wv_i^k + c_1r_1(P_{best.i} - x_i^k) + c_2r_2(G - x_i^k) \quad (2.18)$$

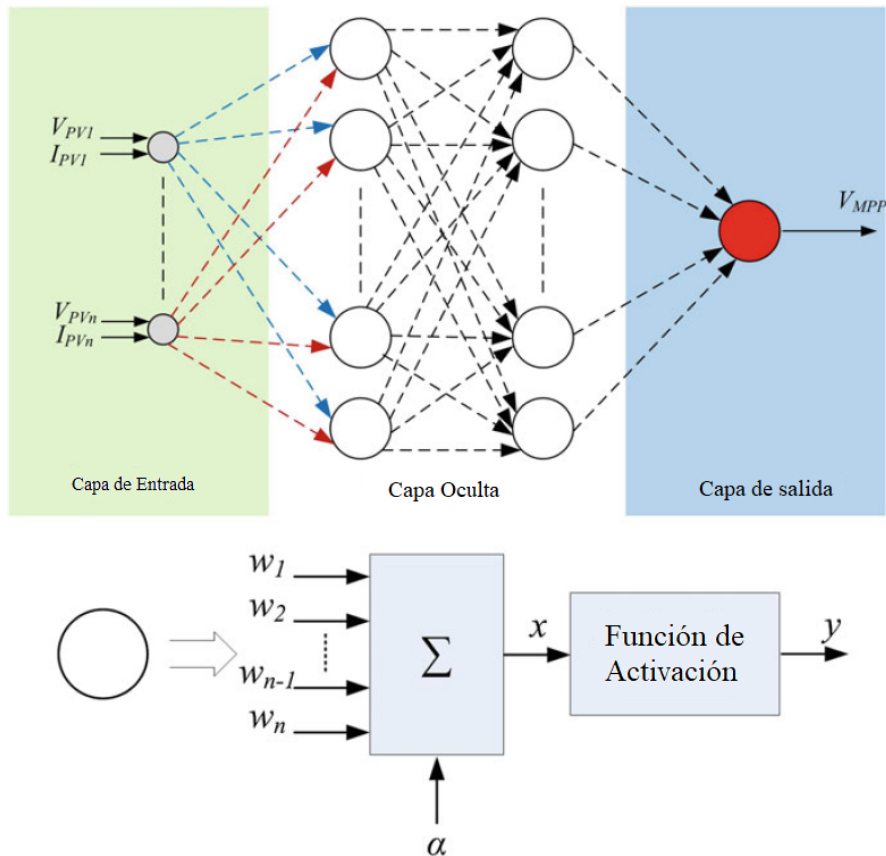


Figura 2.12: Diagrama de bloques de un algoritmo MPPT controlado por ANN.

donde w es el peso inercial, c_1 y c_2 son los coeficientes de aceleración, r_1 y r_2 son valores aleatorios que pertenecen al intervalo de $[0, 1]$, $P_{best.i}$ es la mejor posición de la partícula i , y G es la mejor posición en la población entera [5].

Se debe usar un método MPPT típico para integrar el algoritmo PSO al controlador. La integración más utilizada se basa en la escalada o el algoritmo P&O para PSO. El diagrama de flujo de un algoritmo PSO MPPT se representa en la figura 2.13. La operación dada en el diagrama de flujo puede analizarse en cinco pasos: inicialización, evaluación de la aptitud, actualización del mejor valor individual y global, actualización de la velocidad y posición de cada partícula, y determinación de convergencia [5].

En el primer paso, las partículas se inicializan aleatoriamente en el espacio de distribución, o se inicializan en los nodos de cuadrícula descritos que cubren el espacio de búsqueda. Del mismo modo, los valores de velocidad iniciales se definen al azar. El valor de aptitud de cada partícula se evalúa en el segundo paso donde la evaluación de aptitud se dirige para proporcionar una solución candidata a la función objetivo.

Los mejores valores individuales y globales de aptitud física se determinan en el tercer paso donde $P_{best.i}$ y g_{best} se determinan respectivamente. Luego, las posiciones se actualizan y se reemplazan con mejores valores de aptitud si se encuentran. La velocidad y la posición de cada partícula se actualizan en el cuarto paso con respecto

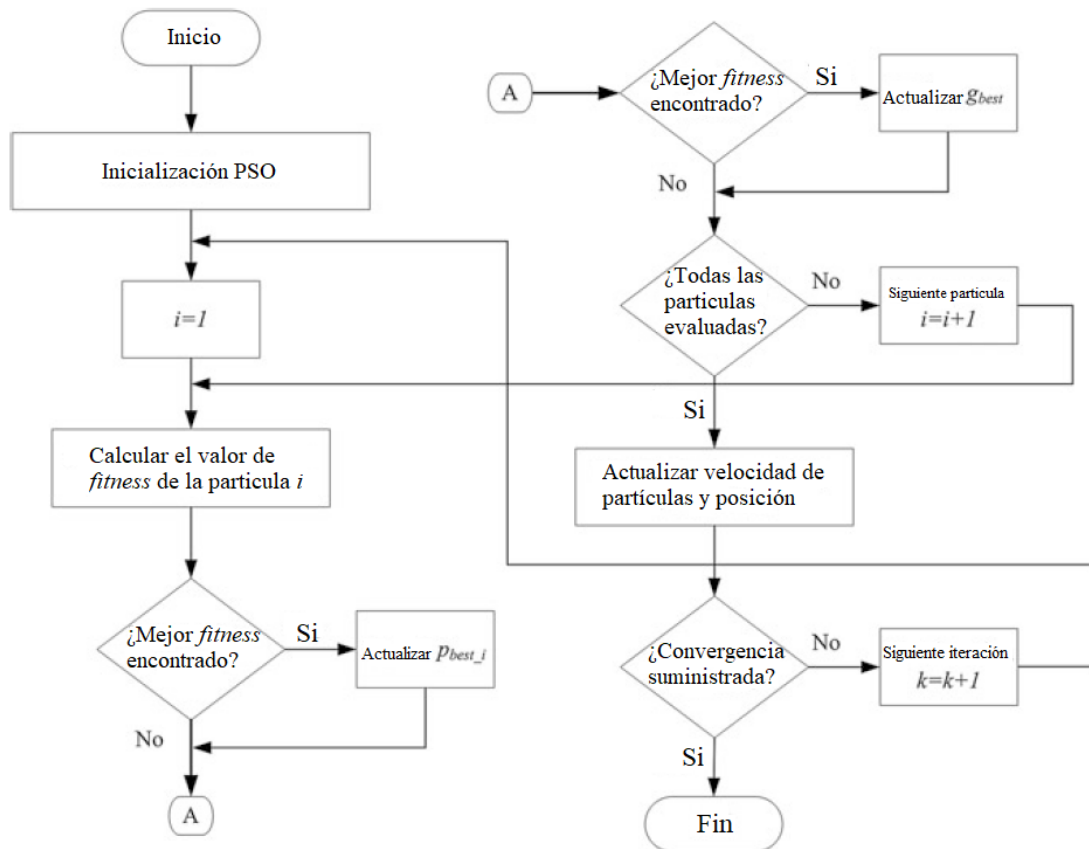


Figura 2.13: Diagrama de flujo del algoritmo PSO MPPT [5].

a las ecuaciones 2.17 y 2.18.

El último paso del diagrama de flujo verifica el criterio de convergencia. Si se cumple el criterio, el proceso ha finalizado. De lo contrario, el número de iteración aumenta y el procedimiento vuelve al paso 2 [5].

La aplicación de PSO MPPT en un sistema FV depende de las definiciones coincidentes de ambos sistemas. Las posiciones de las partículas se utilizan para definir el ciclo de trabajo del convertidor de DC, y la función de evaluación del valor de aptitud representa la potencia de salida del panel FV. El éxito del algoritmo se realiza al aumentar el número de partículas que proporciona una operación de seguimiento MPP más precisa, incluso para problemas de sombreado. Por otro lado, un mayor número de partículas provoca tiempos de cálculo más largos. El número de partículas generalmente se selecciona como el número de celdas conectadas en serie en un panel FV para obtener el tiempo de operación más exacto.

Las partículas se colocan en posiciones fijas o en lugares aleatorios en el paso de inicialización de PSO. Depende de la información sobre MPP global ya que las partículas se pueden colocar alrededor del punto, si hay alguna información al respecto. El voltaje y la corriente fotovoltaica se miden y filtran digitalmente utilizando filtros de respuesta de impulso finitos para calcular el valor de ajuste, P_{PV} de la partícula i . El valor de aptitud calculado se compara con el mejor valor de aptitud para mantener $P_{best.i}$ o actualizarlo con el nuevo $P_{best.i}$ en caso de un mejor

valor de aptitud. La velocidad y las posiciones de todas las partículas se actualizan y los criterios de convergencia se controlan para generar la mejor señal de control [5].

Se puede notar que hay varios algoritmos para hacer un MPPT, cada uno de ellos tiene sus ventajas y desventajas sin embargo para este trabajo de investigación se eligió hacer un algoritmo de tipo directo ya que no son muy complejos de implementar y tienen una buena eficiencia de seguimiento. Además del MPPT otro componente importante en este trabajo es el convertidor DC/DC ya que este es un circuito que sirve de interfaz entre la etapa de control y la etapa de potencia en un cosechador de energía, en la siguiente sección se hablará sobre los diferentes convertidores DC/DC que hay.

2.2.4. Eficiencia en los MPPT

Algo muy importante a tener en cuenta para el diseño de un MPPT es la eficiencia, esta se define a continuación. La eficiencia para el caso de los MPPT se define como:

$$\eta_{MPP} = \frac{\int_{t_1}^{t_2} P(t)dt}{\int_{t_1}^{t_2} P_{MPP}(t)dt} \quad (2.19)$$

La eficiencia es unitaria si el punto de operación se mantiene en el MPP durante el intervalo de tiempo entre t_1 y t_2 . Una aproximación de la fórmula se obtiene suponiendo que la curva característica P-V es parabólica, como se muestra en la siguiente figura [5].

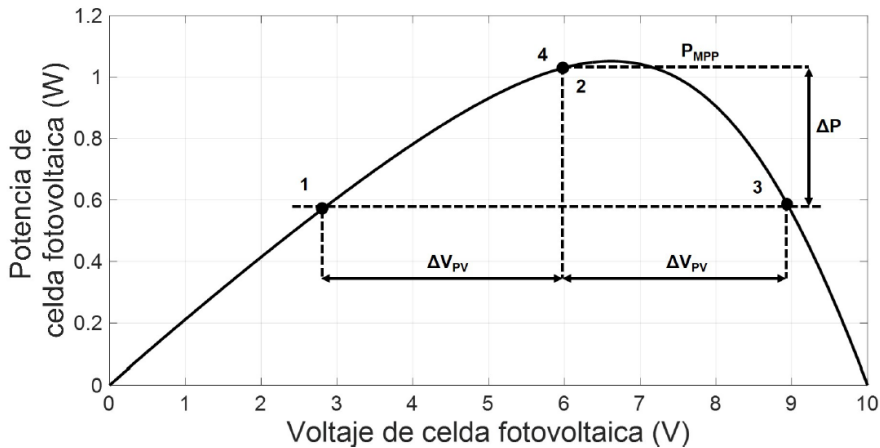


Figura 2.14: Aproximación parabólica de la curva P-V para calcular la eficiencia [1].

Para tal desarrollo, se asume que la aproximación toma tres puntos de operación, uno siendo el MPP y los dos restantes en extremos opuestos, cada uno al mismo valor de potencia.

En la siguiente sección se expone el tema de los convertidores DC/DC conmutados.

2.3. Convertidores DC/DC conmutados

Hay cuatro tipos de convertidores DC/DC conmutados los cuales son: convertidor *Buck*, convertidor *Boost*, convertidor *Buck-Boost* y convertidor *Cuk*, en esta sección se explican solamente los convertidores *Buck* y *Boost*.

En la Fig. 2.15 (a) se muestra un *step-down DC chopper* con una carga resistiva. Es una conexión en serie de una fuente de voltaje de entrada de DC V_S , un interruptor controlable S y una resistencia de carga R. En la mayoría de los casos, el interruptor S tiene capacidades unidireccionales de bloqueo de voltaje y capacidades unidireccionales de conducción de corriente. La Fig. 2.15 (b) muestra formas de onda en un *step-down chopper*. El interruptor se opera con una relación de trabajo D definida como una relación entre el tiempo de encendido y la suma de los tiempos de encendido y apagado. Para una operación de frecuencia constante [6]. A continuación, se muestra la ecuación de la relación de trabajo D.

$$D \equiv \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T} \quad (2.20)$$

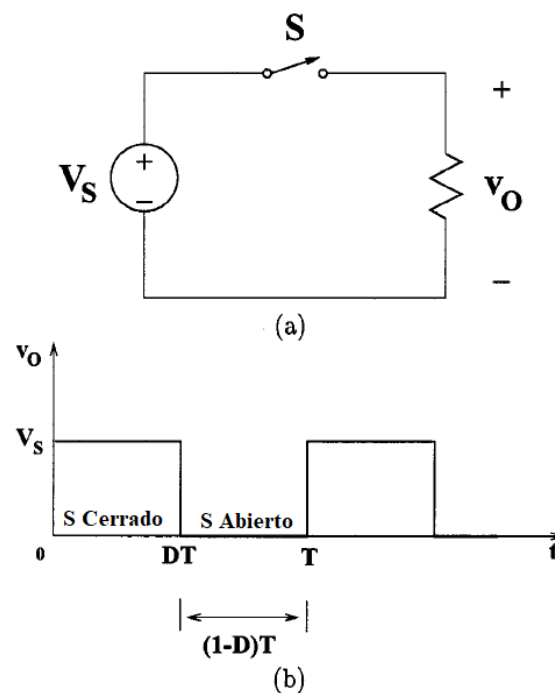


Figura 2.15: Chopper DC con carga resistiva: (a) diagrama del circuito; (b) forma de onda de voltaje de salida.

donde $T=1/f$ es el período de la frecuencia de conmutación f . El valor promedio de la tensión de salida es.

$$V_0 = DV_S \quad (2.21)$$

Y puede regularse ajustando la relación de trabajo D. El voltaje de salida promedio siempre es menor que el voltaje de entrada, de ahí el nombre del convertidor.

2.3.1. Convertidor Buck

El convertidor Buck se muestra en la figura 2.16a. Consiste en una fuente de voltaje de entrada de DC V_S , un interruptor controlado S, un diodo D, un inductor de filtro L, un condensador de filtro C y una resistencia de carga R. Las formas de onda típicas en el convertidor se muestran en la figura 2.16b bajo el supuesto de que la corriente del inductor es siempre positiva. El estado del convertidor en el que la corriente del inductor nunca es cero durante un período de tiempo se denomina modo de conducción continua (CCM) por sus siglas en inglés. Se puede ver en el circuito que cuando el interruptor S se cierra para estar en estado encendido, el diodo D se polariza inversamente. Cuando el interruptor S está apagado, el diodo conduce para soportar una corriente ininterrumpida en el inductor. La relación entre el voltaje de entrada, el voltaje de salida y la relación de trabajo del interruptor D se puede derivar [6].

La función de transferencia de voltaje de DC, definida como la relación del voltaje de salida al voltaje de entrada, es.

$$M_V \equiv \frac{V_O}{V_S} = D \quad (2.22)$$

Se puede ver en la ecuación 2.22 que el voltaje de salida es siempre menor que el voltaje de entrada.

Los convertidores DC/DC pueden funcionar en dos modos distintos con respecto a la corriente del inductor i_L . La figura 2.16b muestra el CCM en el que la corriente del inductor siempre es mayor que cero. Cuando el valor promedio de la corriente de salida es bajo (R alto) y/o la frecuencia de conmutación f es baja, el convertidor puede ingresar al modo de conducción discontinua (DCM). En el DCM, la corriente del inductor es cero durante una parte del período de conmutación. Se prefiere el CCM por su alta eficiencia y buena utilización de interruptores semiconductores y componentes pasivos. El DCM se puede usar en aplicaciones con requisitos de control especiales porque el orden dinámico del convertidor se reduce (la energía almacenada en el inductor es cero al principio y al final de cada período de conmutación) [4].

2.3.2. Convertidor Boost

La figura 2.17a muestra un convertidor Boost PWM. Consiste en una fuente de voltaje de entrada V_S de DC, un inductor de refuerzo L, un interruptor controlado S, un diodo D, un condensador de filtro C y una resistencia de carga R. Las formas de onda del convertidor en el CCM se presentan en la figura 2.17b. Cuando el interruptor S está en el estado encendido, la corriente en el inductor de refuerzo aumenta linealmente y el diodo D está apagado en ese momento. Cuando el interruptor S se apaga, la energía almacenada en el inductor se libera a través del diodo al circuito RC de salida [6]. A continuación, se muestra la función de transferencia del voltaje DC de este convertidor.

$$M_V \equiv \frac{V_O}{V_S} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.23)$$

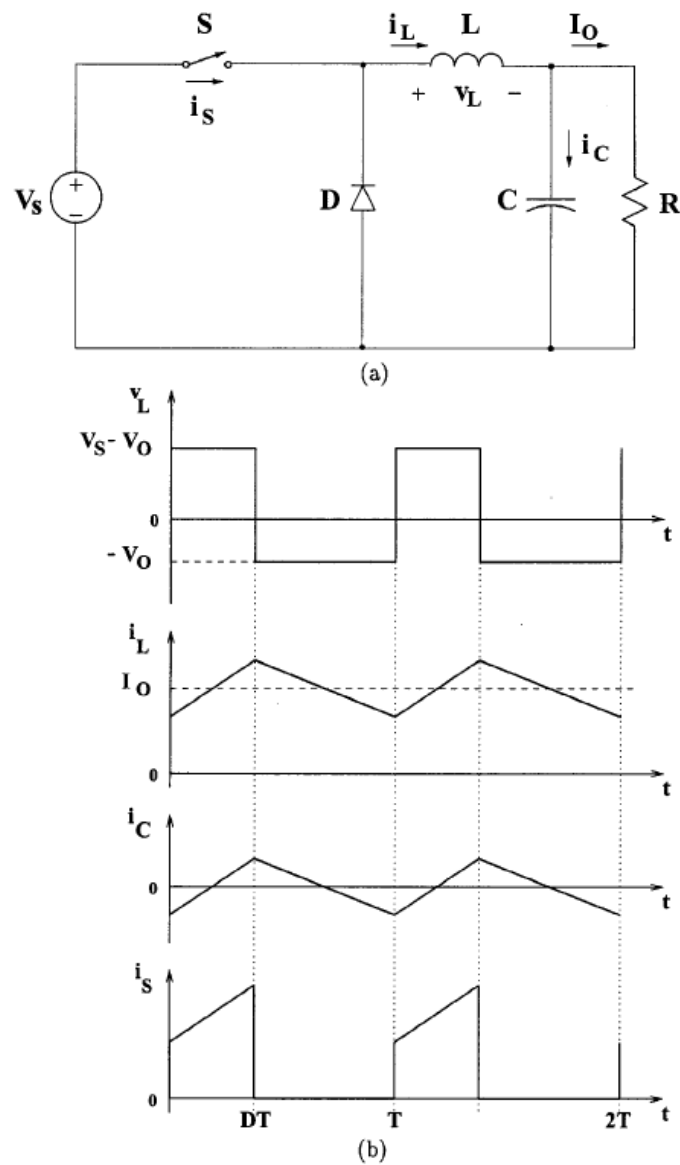


Figura 2.16: Convertidor Buck. (a) Diagrama. (b) Formas de onda [6].

Para obtener el ciclo de trabajo en función del voltaje de entrada y salida se despeja D de la ecuación anterior. Donde el voltaje de salida es siempre mayor que el voltaje de entrada.

Como se muestra en la Fig. 2.17b, la corriente suministrada al circuito RC de salida es discontinua. Por lo tanto, se requiere un condensador de filtro más grande en comparación con el de los convertidores derivados para reducir la fluctuación de voltaje de salida. El condensador de filtro debe proporcionar la salida de corriente continua a la carga cuando el diodo D está apagado.

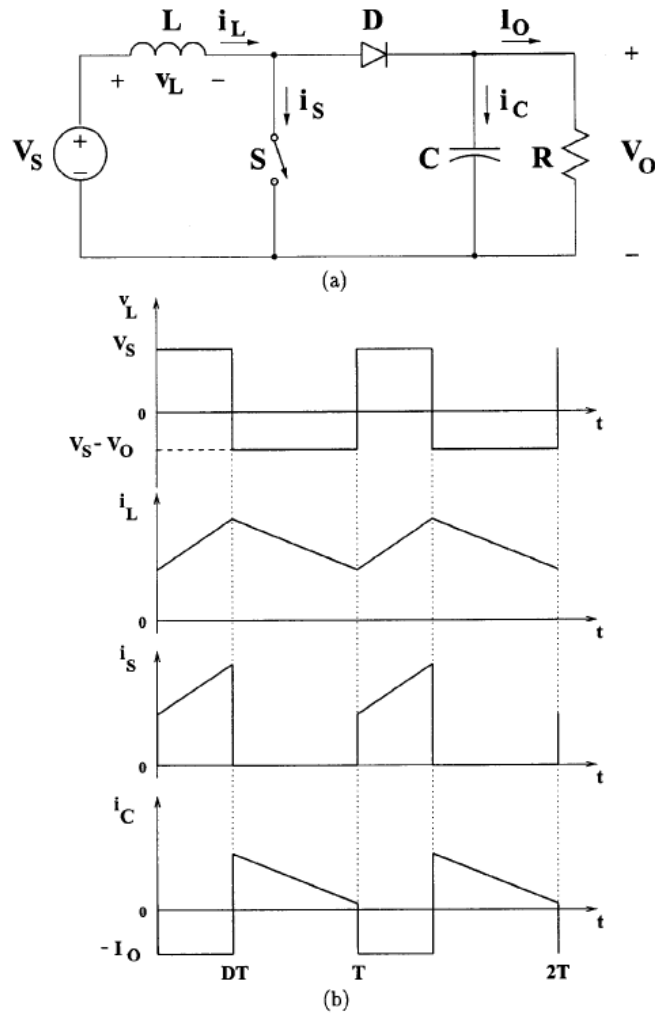


Figura 2.17: (a) Diagrama del circuito. (b) Formas de onda [6].

2.4. Entendimiento del convertidor boost y MPPT

Para tener un mejor entendimiento del convertidor boost, se hizo una simulación en MATLAB/Simulink de este circuito. Los parámetros de diseño propuestos son:

- Voltaje de entrada (V_S) = 5 V
- Voltaje de salida (V_O) = 10 V
- Resistencia de carga (R_L) = 50 Ω
- Frecuencia de switcheo (f) = 25 kHz
- Voltaje de rizo (V_r) = 1 % de V_O

El ciclo de trabajo del convertidor boost (D) se calcula de la siguiente forma:

$$D = \frac{V_O - V_S}{V_O} \quad (2.24)$$

El convertidor boost funciona en el estado de CCM cuando $L > L_b$ donde L_b se calcula de la siguiente forma:

$$L_b = \frac{(1 - D)^2 DR_L}{2f} \quad (2.25)$$

El mínimo valor del capacitor para obtener el voltaje de rizo especificado se calcula con la siguiente ecuación.

$$C_{min} = \frac{DV_O}{V_r R_L f} \quad (2.26)$$

Con las especificaciones mencionadas se obtuvieron los valores de los componentes con las ecuaciones 2.24, 2.25 y 2.26. Los valores de los componentes calculados se muestran a continuación.

- Ciclo de trabajo = 0.5
- Inductor = $125 \mu H$
- Capacitor = $40 \mu F$

Con estos valores se realizó el convertidor boost, el cual se muestra a continuación.

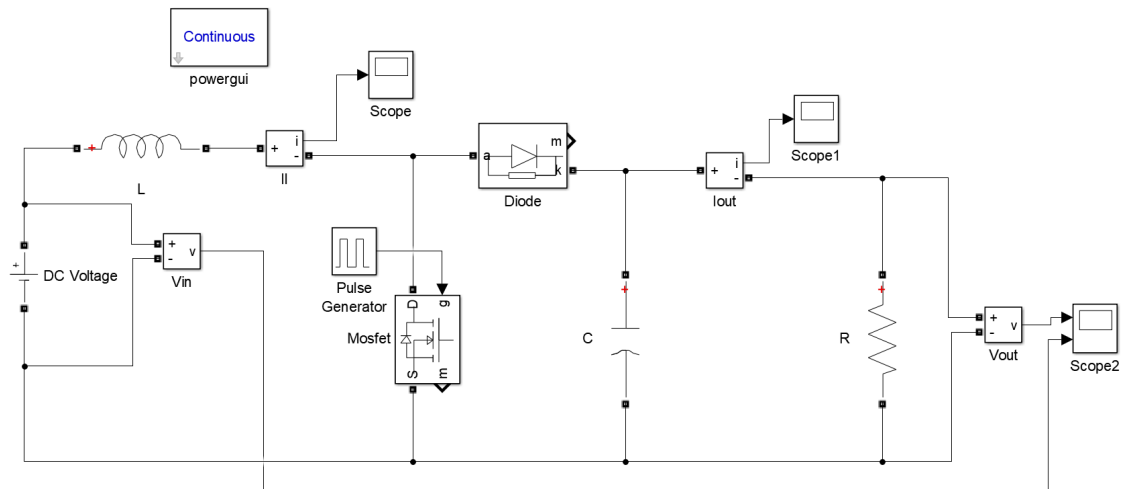


Figura 2.18: Diagrama esquemático del convertidor Boost.

Se colocaron varios osciloscopios para observar el comportamiento de la corriente de entrada, salida y el voltaje de salida, para la parte de control del voltaje de salida se utilizó un generador de pulsos con un determinado ancho de pulso.

Al realizar la simulación se obtuvieron las gráficas en las Figs. 2.19, 2.20.

En las Figs. 2.19, 2.20 se observa que el convertidor tarda un tiempo en estabilizarse, al principio sube hasta un valor máximo y después baja hasta estabilizarse en un valor, también se muestra que el voltaje de salida es mayor que el de entrada, para ser exactos el voltaje de salida es el doble que el de entrada, se obtuvo un voltaje de salida de 10.06 V, un voltaje de entrada de 5V y una corriente de salida de

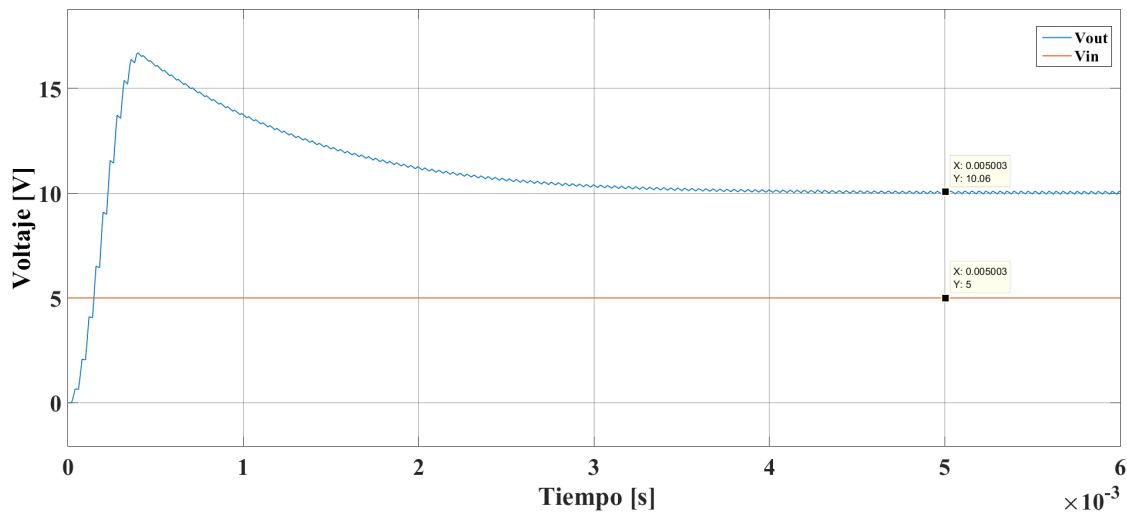


Figura 2.19: Voltajes de entrada y salida del convertidor Boost.

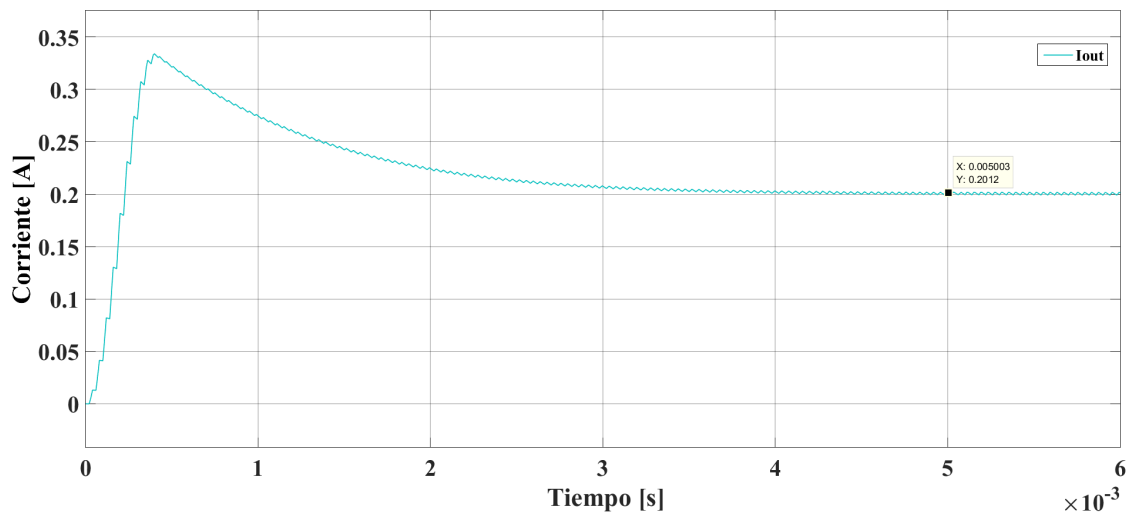


Figura 2.20: Corriente de salida del convertidor Boost.

0.2012A este valor de corriente es correcto debido al valor de la resistencia de carga, los voltajes obtenidos son muy cercanos a los de las especificaciones mencionadas lo cual indica que usando bien las ecuaciones se pueden obtener buenos resultados.

Además de usar una fuente de voltaje constante como fuente de alimentación se puede usar un panel solar. En este caso se utilizó el panel solar: 1Soltech 1STH-215-P para esta simulación, las curvas características de este panel se muestran a continuación en la Fig. 2.21.

En la Fig. 2.21. se muestran las curvas I-V y P-V del panel para diferentes valores de irradiancia, se observa que la corriente y el voltaje del panel disminuyen cuando disminuye la irradiancia lo mismo ocurre con la potencia. A pesar de tener un comportamiento diferente al de una fuente de voltaje, se puede usar como fuente de alimentación. El voltaje donde ocurre la máxima potencia a 1kW de irradiancia es 29V por lo que se diseñó un convertidor boost que tiene este valor como voltaje

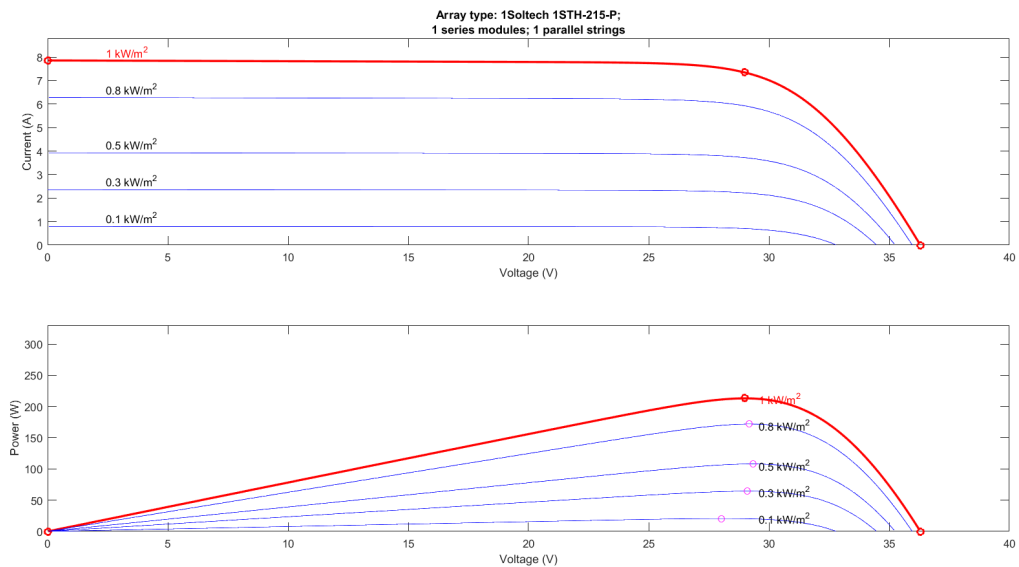


Figura 2.21: Curvas características del modelo de un panel en simulink.

de entrada y 58 V como voltaje de salida, con base en esos valores se utilizaron las ecuaciones 2.25 y 2.26 para calcular el valor del capacitor e inductor, una vez calculados, se cambiaron estos valores y se sustituyó la fuente de voltaje DC por el panel, el circuito realizado se muestra en la Fig. 2.22.

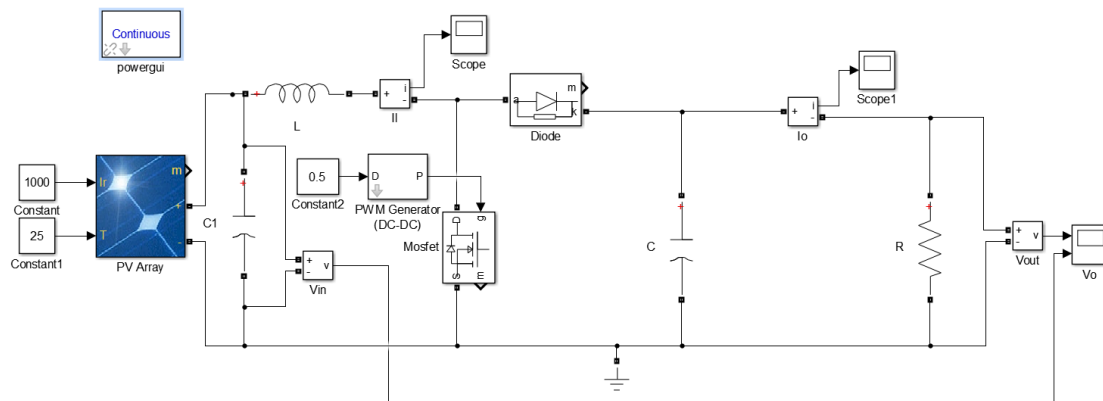


Figura 2.22: Diagrama esquemático del convertidor Boost con un panel.

En la Fig. 2.23 se muestran los voltajes de entrada y salida de la simulación.

En la Fig. 2.23 se observa que se tiene un voltaje de entrada de 34.19 V y un voltaje de salida de 73.73V lo cual indica que el panel no está entregando la máxima potencia, está entregando menos, también se puede notar que el voltaje en la salida es un poco mas del doble sin embargo se ve que el comportamiento del convertidor es parecido al que se muestra en la Fig. 2.19 cuando se utilizó una fuente de voltaje DC lo cual indica que efectivamente se puede usar un panel como fuente de alimentación de un convertidor.

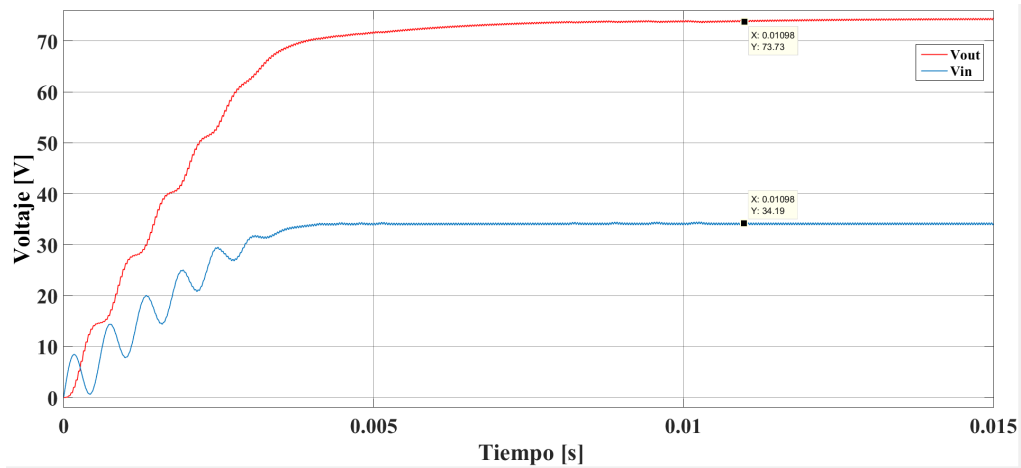


Figura 2.23: Voltajes de entrada y salida obtenidos al agregar un panel como fuente de voltaje del convertidor.

Además de la simulación del convertidor boost se hizo la simulación de un MPPT en MATLAB por el método de P&O, para hacer este MPPT se realizó una función en MATLAB y para probarlo se realizó un *script* en donde se pusieron valores medidos de voltaje y corriente de un panel solar, después esos valores son procesados por el MPPT para encontrar el punto donde el panel entrega la mayor potencia. Las curvas características del panel para probar el MPPT se muestran a continuación.

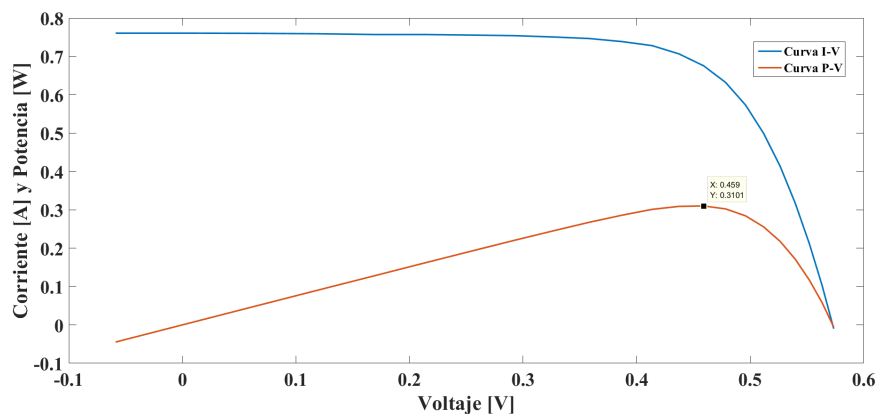


Figura 2.24: Curvas características de los valores de una celda utilizados para probar el MPPT.

En la Fig. 2.24 se observa que el punto de máxima potencia de la celda es en 0.459 V y en la Fig. 2.25 se observa que conforme se acerca al punto de máxima potencia (MPP) el ciclo de trabajo del MPPT disminuye casi de forma lineal hasta que se llega al MPP, después de este valor el ciclo de trabajo vuelve a incrementar, con las Figs. 2.24 y 2.25 se observa el comportamiento de un MPPT, el ciclo de trabajo obtenido del MPPT es el que necesita el convertidor como entrada en el transistor MOSFET para obtener la máxima potencia de una celda.

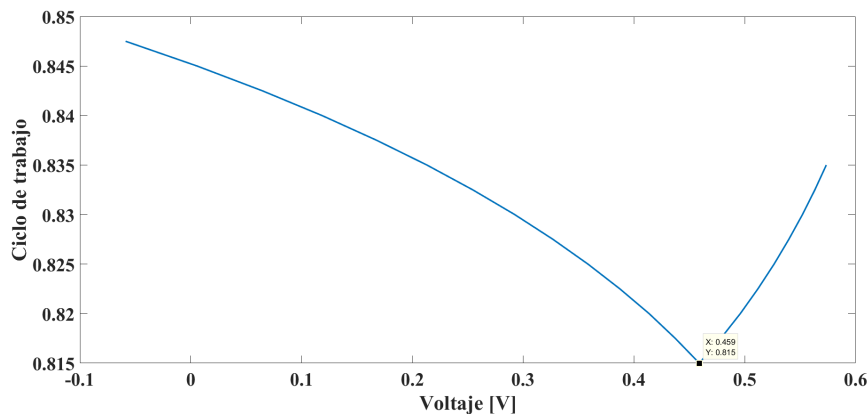


Figura 2.25: Ciclo de trabajo obtenido al ser procesados los valores de una celda.

2.5. Modelo de un panel solar

En esta sección se explica el modelo de un panel solar propuesto en [15], este modelo toma en cuenta las condiciones de temperatura e irradiancia y tiene una muy buena aproximación al comportamiento real de un panel.

2.5.1. Descripción del modelo

El modelo propuesto en [15] describe el comportamiento eléctrico de un panel solar a través de un conjunto linealizado de ecuaciones considerando la influencia de la temperatura e irradiancia. Para la descripción requiere los voltajes y corrientes asociados a tres diferentes niveles de irradiancia y dos de temperatura los cuales se pueden obtener al hacer una caracterización de las curvas I-V de un panel de forma experimental, es decir obteniendo las curvas en un ambiente controlado variando los parámetros de irradiancia y temperatura u obteniendo los valores de la hoja de datos de un panel.

En la Fig. 2.26 se muestran las curvas características de corriente-voltaje (I-V) de un panel solar, se observan dos regiones de operación del panel: una es la región lineal donde $V_{pv} > V_{sat}$ y la otra es la región de saturación donde $V_{pv} < V_{sat}$, estas regiones están divididas por un voltaje de saturación (V_{sat}). V_{pv} e I_{pv} son el voltaje y corriente del panel; en la región lineal la corriente del panel disminuye casi de forma lineal cuando V_{pv} aumenta, la conductancia (G) en esta región es negativa, en cambio en la región de saturación cuando V_{pv} aumenta de 0 a V_{sat} la corriente se mantiene casi constante y la conductancia es muy cercana a cero.

Se muestran seis curvas I-V para 3 irradiancias y 2 temperaturas diferentes, las curvas en color negro son para 3 irradiancias a una temperatura T_1 la cual es menor a T_2 y en color gris se muestran las curvas para 3 irradiancias a otra temperatura T_2 . La Fig. 2.26 muestra algunos puntos importantes para la construcción del modelo en color negro y gris, los puntos V_{oc} son los diferentes valores de voltajes de circuito abierto es decir cuando $I_{sc} = 0$, los puntos I_{sc} son los valores de corriente de corto circuito es decir cuando $V_{oc} = 0$ y los puntos I_p son las corrientes obtenidas a un cuarto del valor de V_{oc} donde $V_p = 1/4V_{oc}$ entonces los valores de las corrientes I_p

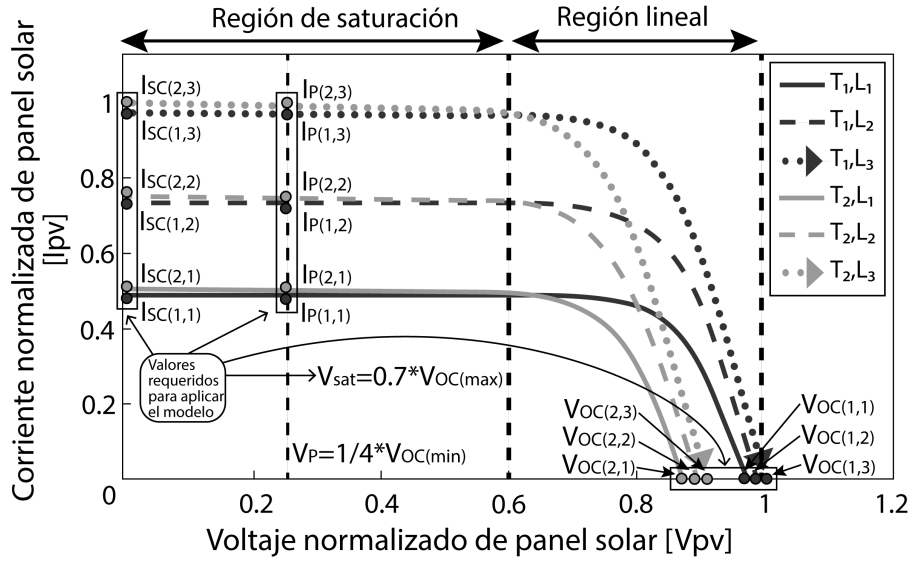


Figura 2.26: Curvas características correspondientes a tres niveles de irradiancia y dos de temperatura, donde las curvas negras y grises corresponden a las temperaturas T_1 y T_2 .

ocurren cuando el panel tiene el voltaje V_p .

Para la construcción del modelo son necesarios los valores de V_{oc} , I_{sc} y I_p , a continuación, se muestran 3 matrices con los valores necesarios.

$$I_{sc(j,k)} = \begin{bmatrix} I_{sc(1,1)} & I_{sc(1,2)} & I_{sc(1,3)} \\ I_{sc(2,1)} & I_{sc(2,2)} & I_{sc(2,3)} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$V_{oc(j,k)} = \begin{bmatrix} I_{sc(1,1)} & I_{sc(1,2)} & I_{sc(1,3)} \\ I_{sc(2,1)} & I_{sc(2,2)} & I_{sc(2,3)} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$I_p(j,k) = \begin{bmatrix} I_{sc(1,1)} & I_{sc(1,2)} & I_{sc(1,3)} \\ I_{sc(2,1)} & I_{sc(2,2)} & I_{sc(2,3)} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

En las ecuaciones 2.27-2.29 los índices (j,k) se refieren a los valores de temperatura donde $T_1 < T_2$ e irradiancia donde $L_1 < L_2 < L_3$ respectivamente.

Al realizar la caracterización de las curvas I-V del panel hay cierta incertidumbre al tomar las medidas es por eso que se incluyen dos factores de corrección que multiplican a las matrices I_{sc} y V_{oc} resultando en las siguientes ecuaciones ajustadas:

$$I_{asc(j,k)} = \kappa_1 * I_{sc} \quad (2.30)$$

$$V_{aoc(j,k)} = \kappa_2 * V_{oc} \quad (2.31)$$

Donde κ_1 y κ_2 son los factores de corrección constantes. Al multiplicar la matriz I_{sc} por κ_1 ajusta la corriente fotovoltaica del panel en la región de saturación y al multiplicar la matriz V_{oc} por κ_2 la ajusta en la región lineal, estos ajustes afectan los parametros del modelo del panel.

La corriente de un panel se aproxima a través de una función tangente hiperbólica. Las variables dependientes de la irradiancia y temperatura son: la corriente en corto circuito, el voltaje de circuito abierto y la conductancia en la región de saturación. A continuación, se muestra la ecuación que modela el comportamiento de la corriente en un panel tomando en cuenta los ajustes realizados anteriormente.

$$I_{PV} = I_{csc} \tanh(X_1) + |G_{csat}|(V_{coc} - V_{PV}) \quad (2.32)$$

$$X_1 = K_t(V_{coc} - V_{PV})/V_{sat} \quad (2.33)$$

Donde K_t es un coeficiente de proporcionalidad que define la curvatura en la región lineal, este valor se ajusta experimentalmente. I_{csc} , V_{coc} y G_{csat} son parámetros calculados de acuerdo a la temperatura e irradiancia. Con estos parámetros se obtiene la corriente fotovoltaica del panel (I_{PV}).

Para la composición del modelo, se usa un conjunto de dos temperaturas $T_m = \{T_1, T_2\}$ y tres niveles de irradiancia $L_n = \{L_1, L_2, L_3\}$. Estos parámetros de caracterización componen las matrices I_{sc} y V_{oc} mostradas en las ecuaciones (2.27) y (2.28), los parámetros T y L sin subíndice son la temperatura e irradiancia con los cuales se modela el comportamiento del panel solar.

2.5.2. Obtención de parámetros del modelo

Para obtener los parámetros que requiere el modelo, se necesitan calcular la corriente de corto circuito (I_{csc}), el voltaje de circuito abierto (V_{coc}) y la conductancia de saturación (G_{csat}), a continuación, se presenta la manera de obtener estos valores.

Corriente de corto circuito calculada (I_{csc})

La ecuación para obtener I_{csc} es la siguiente.

$$I_{csc} = m_{sc}(T)L \quad (2.34)$$

Donde L es el nivel de irradiancia y T es la temperatura para modelar el panel solar, $m_{sc}(T)$ es la pendiente de la corriente de corto circuito en función de la temperatura, el término $m_{sc}(T)$ se obtiene con la siguiente ecuación.

$$m_{sc}(T) = m_{sc(0^\circ C)} + \Delta m_{sc}T \quad (2.35)$$

El término $m_{sc(0^\circ C)}$ es la pendiente a $0^\circ C$ y Δm_{sc} es la pendiente de m_{sc} como función de la temperatura, con los valores de la matriz $I_{asc(j,k)}$ y sus irradiancias, $m_{sc(0^\circ C)}$ y Δm_{sc} se obtienen de la siguiente forma:

$$m_{sc}(T_1) = (I_{asc(1,3)} - I_{asc(1,1)})/(L_3 - L_1) \quad (2.36)$$

$$m_{sc}(T_2) = (I_{asc(2,3)} - I_{asc(2,1)})/(L_3 - L_1) \quad (2.37)$$

$$\Delta m_{sc} = (m_{sc}(T_1) - m_{sc}(T_2))/(T_1 - T_2) \quad (2.38)$$

$$m_{sc(0^\circ C)} = m_{sc}(T_1) - \Delta m_{sc}(T_1) \quad (2.39)$$

Al obtener $m_{sc(0^\circ C)}$ y Δm_{sc} , se sustituyen estos valores en la ecuación 2.35 para obtener $m_{sc}(T)$ posteriormente este valor se sustituye en la ecuación 2.34 para obtener I_{csc} .

Voltaje de circuito abierto calculado (V_{coc})

Para obtener el voltaje de circuito abierto que necesita el modelo se utiliza la siguiente ecuación.

$$V_{coc} = V_{oc(0^\circ C)}(L) + \overline{m_{oc}}T \quad (2.40)$$

Donde $\overline{m_{oc}}$ es la pendiente promedio de $V_{oc}(T)$, $V_{oc(0^\circ C)}(L)$ es una función no lineal que define el voltaje de circuito abierto a $0^\circ C$, este termino se ajusta de acuerdo a la siguiente ecuación.

$$V_{oc(0^\circ C)}(L) = aL^b \quad (2.41)$$

L es la irradiancia para modelar el panel. El coeficiente y exponente a, b se calculan a continuación con las siguientes ecuaciones.

Los datos de la matriz $V_{aoc(j,k)}$ son necesarios para calcular el término $\overline{m_{oc}}$ con la siguiente ecuación.

$$\overline{m_{oc}} = \frac{1}{(N)} \sum_{k=1}^3 \frac{V_{aoc(1,k)} - V_{aoc(2,k)}}{T_1 - T_2} \quad (2.42)$$

Donde N es el número de puntos de irradiancia en la curvas I-V medidas en este caso 3. En la ecuación 2.42 $V_{oc(1,k)}$, $V_{oc(2,k)}$ y T_1 , T_2 son los voltajes de circuito abierto ajustados y las temperaturas previamente introducidas en el modelo.

Los términos $V_{oc(0^\circ C)}$ para cada nivel de irradiancia se obtienen de la siguiente forma.

$$V_{oc(0^\circ C)}(L_1) = V_{aoc(1,1)} - \overline{m_{oc}}T_1 \quad (2.43)$$

$$V_{oc(0^\circ C)}(L_2) = V_{aoc(1,2)} - \overline{m_{oc}}T_1 \quad (2.44)$$

$$V_{oc(0^\circ C)}(L_3) = V_{aoc(1,3)} - \overline{m_{oc}}T_1 \quad (2.45)$$

Para obtener las ecuaciones anteriores se utilizan: *i*) los voltajes de circuito abierto definidos previamente en la matriz $V_{aoc(j,k)}$, *ii*) la pendiente $\overline{m_{oc}}$ ecuación 2.42 y *iii*) la temperatura T_1 .

A continuación se calculan unos valores que son usados para calcular los coeficientes a, b con una interpolación no lineal.

$$S_1 = \sum_{n=1}^3 (\log L_n) [\log V_{oc(0^\circ C)}(L_n)] \quad (2.46)$$

$$S_2 = \sum_{n=1}^3 \log L_n \quad (2.47)$$

$$S_3 = \sum_{n=1}^3 \log V_{oc(0^\circ C)}(L_n) \quad (2.48)$$

$$S_4 = \sum_{n=1}^3 [\log(L_n)]^2 \quad (2.49)$$

Las ecuaciones anteriores usan los niveles de irradiancia (L_n) y los valores $V_{oc(0^\circ C)}(L_n)$ calculados previamente en las ecuaciones 2.43-2.45. Finalmente, para calcular el coeficiente 'a' y el exponente 'b' se resuelven las siguientes ecuaciones:

$$\overline{L'} = S_2/3 \quad (2.50)$$

$$\overline{V_{oc(0^\circ C)}(L)'} = S_3/3 \quad (2.51)$$

$$b = (3S_1 - S_2S_3)/(3S_4 - S_2^2) \quad (2.52)$$

$$a' = \overline{V_{oc(0^\circ C)}(L)'} - b\overline{L'} \quad (2.53)$$

$$a = 10^{a'} \quad (2.54)$$

El coeficiente 'a' y el exponente 'b' se sustituyen en la ecuación 2.41 para obtener $V_{oc(0^\circ C)}(L)$, después este valor se sustituye en 2.40 para obtener finalmente el voltaje de circuito abierto que necesita el modelo.

Conductancia de saturación calculada (G_{csat})

El siguiente paso es calcular la conductancia de saturación para dos niveles de temperatura y tres de irradiancia. La matriz de conductancias se muestra a continuación.

$$G_{sat(j,k)} = \begin{bmatrix} G_{sat(1,1)} & G_{sat(1,2)} & G_{sat(1,3)} \\ G_{sat(2,1)} & G_{sat(2,2)} & G_{sat(2,3)} \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

Donde cada elemento resulta de aplicar la siguiente ecuación.

$$G_{sat(j,k)} = -4(I_{asc(j,k)} - I_{p(j,k)})/V_{aoc(min)} \quad (2.56)$$

Donde $V_{oc(min)}$ es el voltaje de circuito abierto mínimo de la matriz $V_{aoc(j,k)}$.

La irradiancia afecta mucho a la función G_{sat} mientras que la temperatura no mucho es por eso que se estima el efecto de las temperaturas en G_{sat} obteniendo el promedio de la conductancia de saturación a temperaturas T_1 y T_2 para cada nivel de irradiancia con la expresión:

$$\overline{G_{s(n)}} = (G_{sat(1,n)} + G_{sat(2,n)})/2 \quad (2.57)$$

Con $n = 1, 2, 3$, para cada nivel de irradiancia. La ecuación para obtener el parámetro de conductancia de saturación es la siguiente.

$$G_{csat} = G_{sat(0W)} + m_{G(sat)}L \quad (2.58)$$

Donde $m_{G(sat)}$ es la pendiente de $G_{sat}(L)$, $G_{sat(0W)}$ es la conductancia de saturación cuando la irradiancia es $0W/m^2$ y L es la irradiancia. $m_{G(sat)}$ y $G_{sat(0W)}$ se calculan con las siguientes ecuaciones.

$$m_{G(sat)} = \frac{3 \sum_{n=1}^3 L_n \overline{G_{s(n)}} - \sum_{n=1}^3 L_n \sum_{n=1}^3 \overline{G_{s(n)}}}{3 \sum_{n=1}^3 L_n^2 - (\sum_{n=1}^3 L_n)^2} \quad (2.59)$$

$$G_{sat(0W)} = \frac{\sum_{n=1}^3 \overline{G_{s(n)}} - m_{G(sat)} \sum_{n=1}^3 L_n}{3} \quad (2.60)$$

Con la conductancia promedio (ec. 2.57), las irradiancias y el término $m_{G(sat)}$ se obtiene $G_{sat(0W)}$. Con las ecuaciones 2.59, 2.60 se calcula la conductancia de saturación (ec. 2.58).

El valor que falta para construir el modelo es el voltaje de saturación (V_{sat}) el cual se calcula con:

$$V_{sat} = 0,7 * V_{aoc(max)} \quad (2.61)$$

Donde $V_{aoc(max)}$ es el valor máximo de voltaje de circuito abierto introducido en la matriz $V_{aoc(j,k)}$.

Finalmente se sustituyen las ecs. 2.34, 2.40, 2.58, 2.61 en 2.32 para obtener el comportamiento eléctrico de un panel o panel solar.

Este modelo se puede construir en algún lenguaje de descripción de hardware o lenguaje de programación capaz de realizar operaciones matemáticas. En este caso se utilizó MATLAB para hacer los cálculos numéricos y obtener los parámetros necesarios para la implementación del modelo.

Capítulo 3

Simulación de un seguidor de punto de máxima potencia

En el capítulo anterior se mostró el marco teórico, diferentes algoritmos de MPPTs, el funcionamiento de convertidores DC/DC y la descripción de un modelo de panel solar robusto que toma en cuenta las condiciones de temperatura e irradiancia, en este capítulo se muestra la forma de caracterizar un panel solar con este modelo, el uso de este panel para simular un convertidor buck y la simulación de la etapa de control de un cosechador de energía que incluye: un panel solar, un convertidor boost y un MPPT.

3.1. Síntesis del modelo en LTspice

En esta sección se muestra el proceso para sintetizar el modelo del panel solar descrito en la sección 2.5 en un simulador de circuitos; Para hacerlo, se usan los programas de MATLAB y LTspice el cual es libre. En MATLAB se hacen los cálculos matemáticos para obtener los parámetros del modelo y se crea un archivo netlist que describe el elemento eléctrico que modela el panel, en LTspice se utiliza el modelo creado para simular un panel solar.

Para obtener los parámetros de la corriente (I_{PV}) del modelo se realizó un archivo script en MATLAB siguiendo la lógica de programación mostrada en la Fig. 3.1.

3.1.1. El archivo script para la síntesis del modelo

El script necesita los siguientes valores de entrada *i*) la matriz de corrientes de corto circuito ajustada (I_{asc}), la matriz de voltajes de circuito abierto ajustada (V_{aoc}), *iii*) la matriz de las corrientes de prueba (I_p) (ecuaciones 2.29-2.31), *iv*) las temperaturas e irradiancias para la caracterización de I_{sc} y V_{oc} (estos valores son vectores de dimensiones de (1x2) y (1x3) respectivamente) *v*) la temperatura e irradiancia utilizadas para modelar el panel (T y L).

Los valores de I_{csc} , V_{coc} y G_{csat} se obtienen con funciones independientes de las ecuaciones 2.34, 2.40 y 2.58 explicadas en el capítulo anterior. Después se obtiene el valor V_{sat} con la ecuación 2.61. Con otra función se describe el elemento para

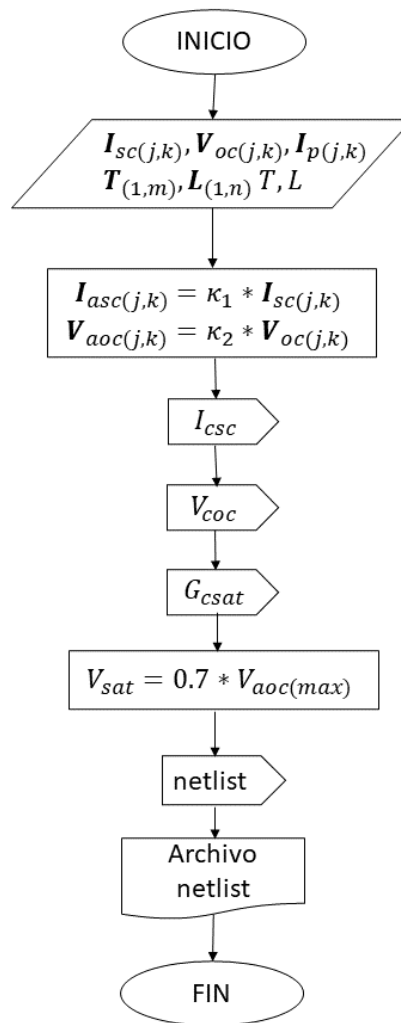


Figura 3.1: Diagrama de flujo para la obtención de parámetros del modelo del panel solar.

modelar el panel en un netlist y finalmente se crea este archivo para usarse en LTspice.

De acuerdo al diagrama de flujo en la Fig. 3.1 el script hecho es el siguiente:

Listing 3.1: Script del modelo del panel solar

```

1  %-----Valores de entrada-----
2  I_sc_v = 0.991*[4.949 6.595 8.24;
3           5.036 6.711 8.385];
4  V_oc_v = 0.9972*[35.71 36.16 36.5;
5           32.96 33.44 33.8];
6  I_p_v = [4.917 6.553 8.187;
7           5.004 6.669 8.331];
8
9  T_v = [25 45];
10 L_v = [600 800 1000];
11
12 T=25; %temperatura para modela el panel solar
  
```

```

13 L=1000; %arradiancia para modelar el panel solar
14 %-----
15
16 %-----funciones-----
17 I_SC = ISC_F(Isc_v , L_v , T_v , T , L);
18 V_OC = VOCF(Voc_v , T_v , L_v , T , L);
19 G_SAT = GSATF(Voc_v , Isc_v , Ip_v , L_v , L);
20 %-----
21
22 Voc_max=max(max(Voc_v));
23 V_SAT=0.7*Voc_max;
24
25 %-----creaci n del archivo netlist-----
26 [netlist ,code] = NETLTS(I_SC , V_OC , G_SAT , V_SAT);
27 fid = fopen(netlist , 'w+');
28 fprintf(fid ,code);
29 fid=fclose(fid);

```

Listing 3.2: Función de corriente de corto circuito

```

1 function [I_SC]=ISC_F(Isc_v , L_v , T_v , T , L)
2
3 mscT1 = (Isc_v(1,3)-Isc_v(1,1))/(L_v(3)-L_v(1));
4 mscT2 = (Isc_v(2,3)-Isc_v(2,1))/(L_v(3)-L_v(1));
5 Dmsc = (mscT1-mscT2)/(T_v(1)-T_v(2));
6 msc0 = mscT1-(Dmsc*T_v(1));
7 msc_T = msc0+Dmsc*T;
8 I_SC = msc_T*L;

```

Listing 3.3: Función del voltaje de circuito abierto

```

1 function V_OC = VOCF(Voc_v , T_v , L_v , T , L)
2
3 s=0;
4 for k=1:1:3
5     s=s+(Voc_v(1,k)-Voc_v(2,k))/(T_v(1)-T_v(2));
6 end
7 mocp = 1/3*s;
8
9 Voc0_Ln=[0 0 0];
10 Voc0_Ln(1) = Voc_v(1,1)-mocp*T_v(1);
11 Voc0_Ln(2) = Voc_v(1,2)-mocp*T_v(1);
12 Voc0_Ln(3) = Voc_v(1,3)-mocp*T_v(1);
13
14 S1=0;
15 for n=1:1:3
16     S1 = S1 + log10(L_v(n))*log10(Voc0_Ln(n));
17 end
18
19 S2=0;
20 for m=1:1:3
21     S2 = S2+log10(L_v(m));
22 end
23
24 S3=0;
25 for p=1:1:3
26     S3 = S3+log10(Voc0_Ln(p));
27 end
28
29 S4=0;
30 for q=1:1:3
31     S4 = S4+log10(L_v(q))^2;
32 end
33
34 Lp = S2/3;
35 Voc0_Lp = S3/3;
36 b = (3*S1-S2*S3)/(3*S4-(S2^2));
37 ap = Voc0_Lp-b*Lp;
38 a = 10^ap;

```

```

39
40 Voc0_L = a*(L^b);
41 V_OC = Voc0_L+mocp*T;

```

Listing 3.4: Función de conductancia en saturación

```

1 function G_SAT = GSATF(Voc_v, Isc_v, Ip_v, L_v, L)
2
3 Voc_min = min(min(Voc_v));
4 Gsat = [0,0,0;0,0,0];
5
6 for f=1:1:2
7     for c=1:1:3
8         Gsat(f,c) = -4*(Isc_v(f,c)-Ip_v(f,c))/Voc_min;
9     end
10 end
11
12 Gsp=[0,0,0];
13 for g=1:1:3
14     Gsp(g) = (Gsat(1,g)+Gsat(2,g))/2;
15 end
16
17 su1=0;
18 for j=1:1:3
19     su1 = su1+L_v(j)*Gsp(j);
20 end
21
22 su2=0;
23 for l=1:1:3
24     sux=0;
25     for li=1:1:3
26         sux = sux+Gsp(li);
27     end
28     su2 = su2+(L_v(l)*sux);
29 end
30
31 su3=0;
32 for r=1:1:3
33     su3 = su3+(L_v(r)^2);
34 end
35
36 su4=0;
37 for t=1:1:3
38     su4 = su4+L_v(t);
39 end
40 su4f = su4^2;
41
42 mg_sat = ((3*su1)-su2)/((3*su3)-su4f);
43 Gsat0 = (sux-(mg_sat*su4))/3;
44
45 G_SAT_p = Gsat0 + mg_sat*L;
46 G_SAT = abs(G_SAT_p);

```

Listing 3.5: Creación del archivo netlist

```

1 function [netlist ,code] = NETLTS(I_SC, V_OC, G_SAT, V_SAT)
2
3 netlist = 'C:\Users\samz_\Documents\MATLAB_projects\MODELO.SC\SCMODEL.net';
4
5 code=['C:\\Users\\samz_\\Documents\\MATLAB_projects\\MODELO.SC\\SCMODEL.net\r\n'...
6     '.subckt sc_model Vpv Vpvm\r\n'...
7     'B1 Vpvm Vpv I=' ,num2str(I_SC) , '*tanh({Kt}*( , num2str(V_OC) , '-V(Vpv))/' , num2str(
8     V_SAT) , '+') , num2str(G_SAT) , '*(' , num2str(V_OC) , '-V(Vpv))\r\n'...
9     '.ends sc_model\r\n'];

```

La función NETLTS describe el elemento eléctrico que modela el panel solar, este elemento es una fuente de corriente comportamental ya que en este elemento

se pueden colocar expresiones matemáticas para modelar la corriente fotovoltaicas ecuación 2.32. En esta función se crean dos variables, en la variable "netlist" se coloca la ruta donde se crea el archivo con el nombre y la extensión .net de este. en la variable code se describe la fuente de corriente comportamental con la expresión que modela el panel, se usa el comando "num2str" para convertir los valores numéricos I_{sc} , V_{oc} Y V_{SAT} en tipo cadena, el parámetro K_t aparece entre llaves para ser modificado en LTspice. El script crea el archivo netlist del elemento que modela el panel. Los valores agregados para mejorar el ajuste de las curvas son: κ_1 y κ_2 los cuales se presentan en las primeras líneas del script para ajustar las matrices entrada: I_{sc} y V_{oc} . Para la evaluación del modelo es posible determinar el error entre las curvas experimentales y modeladas y ajustar los factores de corrección de acuerdo a ese error. Para la creación del archivo netlist se consultó la referencia [16].

3.1.2. Circuito del panel solar en LTspice

Para utilizar el modelo del panel descrito en el archivo netlist se crea un símbolo que representa el panel solar en LTspice y se guarda en la carpeta de símbolos del programa, para llegar a esta carpeta se sigue la siguiente ruta: Disco local C, Usuarios, Nombre de usuario, Documentos, LTspice, lib, sym.

Los pasos para obtener la curvas I-V del modelo del panel a una temperatura e irradiancia específicas son: i) declarar la temperatura e irradiancia con la cual se modela el panel en el archivo script ii) ejecutar el script para crear el archivo netlist del dispositivo que modela el panel iii) en LTspice incluir la directiva .lib con la ruta donde se creó el archivo netlist como se muestra en la Fig. 3.2 iv) hacer el circuito de la Fig. 3.2 v) ajustar el parámetro K_t dando doble click en el símbolo y correr la simulación haciendo un barrido DC.

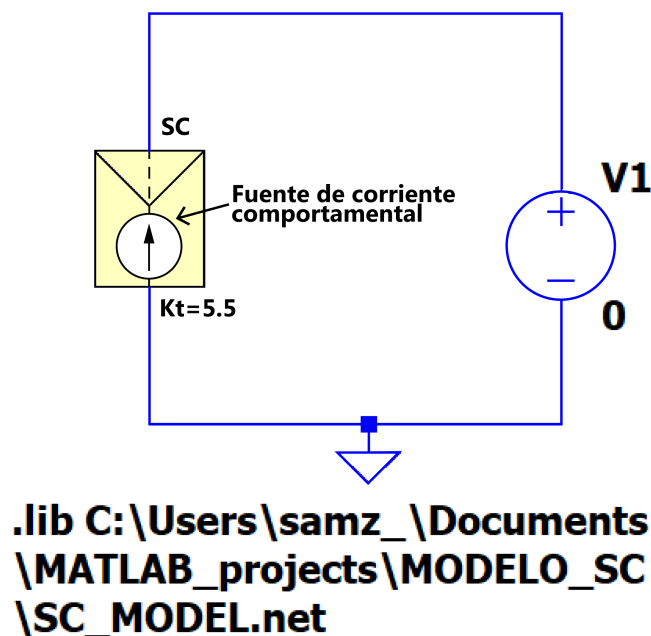


Figura 3.2: Diagrama esquemático para obtener las curvas I-V del modelo del panel.

Con los pasos anteriores se obtiene una curva I-V del panel modelado por lo que se repitieron los pasos anteriores para obtener curvas I-V para diferentes temperaturas e irradiancias, estas curvas se compararon con las curvas experimentales de un panel solar. Los resultados obtenidos de esta prueba se muestran en el capítulo de Resultados obtenidos.

3.2. Simulación de un convertidor Buck

Se realizó la simulación de un convertidor Buck para probar el modelo del panel solar explicado en la sección anterior, este panel tiene las siguientes especificaciones:

- Voltaje de circuito abierto (V_{oc}) = 36.5 V
- Corriente de corto circuito (I_{sc}) = 8.24 A
- Voltaje de máxima potencia (V_{mp}) = 28.9 V
- Corriente de máxima potencia (I_{mp}) = 7.61 A
- Potencia máxima (P_{mp}) = 219.929 W

El panel solar se utilizó como fuente de voltaje de entrada del convertidor. Los parámetros de diseño para hacer el convertidor son los siguientes.

- Voltaje de entrada (V_{in}) = 28.9 V
- Voltaje de salida (V_{out}) = 12 V
- Resistencia de carga (R_{load}) = 3 Ω
- Frecuencia de switcheo (f) = 40 kHz
- Voltaje de rizo (V_r) = 1 %

Se eligió ese voltaje de entrada ya que es el voltaje en donde se encuentra el punto de máxima potencia (MPP) del panel y se eligió 40 kHz de frecuencia de switcheo para mantener pérdidas de switcheo pequeñas, los demás valores fueron propuestos. Para determinar el ciclo de trabajo del convertidor se utilizó la siguiente ecuación.

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (3.1)$$

Para determinar los valores del capacitor e inductor se usaron las siguientes ecuaciones.

$$L_{min} = \frac{(1 - D)R_{load}}{2f} \quad (3.2)$$

$$L_f = 1,25 * L_{min} \quad (3.3)$$

$$C = \frac{1 - D}{8L_f(V_r/V_{out})f^2} \quad (3.4)$$

Donde L_f es el valor final de inductor que se puso, este valor es 25% mayor a L_{min} para garantizar que halla corriente en modo continuo en el convertidor. A continuación se muestran los resultados obtenidos para los valores del ciclo de trabajo, inductor y capacitor.

- $D = 0,415$
- $L_f = 27,41\mu H$
- $C = 166,66\mu F$

Con estos valores, se realizó el convertidor buck en LTspice como se muestra continuación.

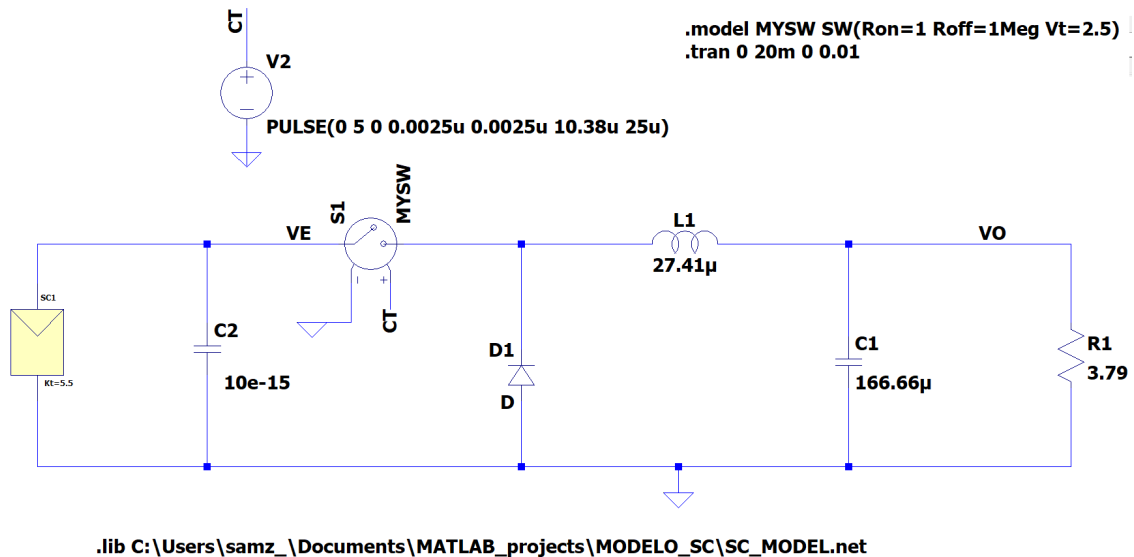


Figura 3.3: Diagrama esquemático del convertidor Buck.

Se colocó un capacitor de $10^{-15}F$ en paralelo con el panel solar para evitar problemas de convergencia en la simulación, como interruptor de conmutación se usó un interruptor controlado por voltaje con su modelo cuando se abre y cierra, con el valor obtenido del ciclo de trabajo se configuró la fuente de voltaje pulsada que controla el interruptor. Los resultados de esta simulación se muestran en el capítulo de resultados obtenidos.

3.3. Seguidor del punto de máxima potencia

Con base en el diseño en [15] se realizó un MPPT con componentes discretos haciendo algunos cambios para lograr los resultados deseados. En la Fig. 3.4 se muestra el diagrama general del panel solar, el sensor de potencia, el convertidor Boost y el MPPT conectados.

3.3.1. Comportamiento del MPPT

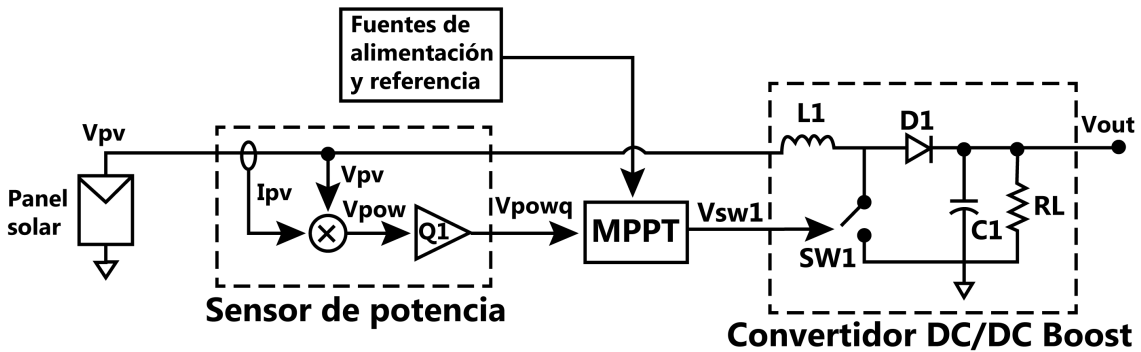


Figura 3.4: Diagrama completo del panel solar, sensor de potencia, convertidor y MPPT conectados.

Con base en la Fig. 3.4 el sensor de potencia calcula la potencia del panel multiplicando la corriente (I_{pv}) y voltaje (V_{pv}) fotovoltaico y la atenúa por un factor Q para adaptar la potencia con los niveles de voltaje del MPPT. Se conecta una fuente de alimentación al MPPT para suministrarle la energía necesaria para funcionar y el MPPT se conecta al convertidor Boost para controlar al interruptor $SW1$.

A continuación se muestra en la Fig. 3.5 el diagrama del MPPT realizado.

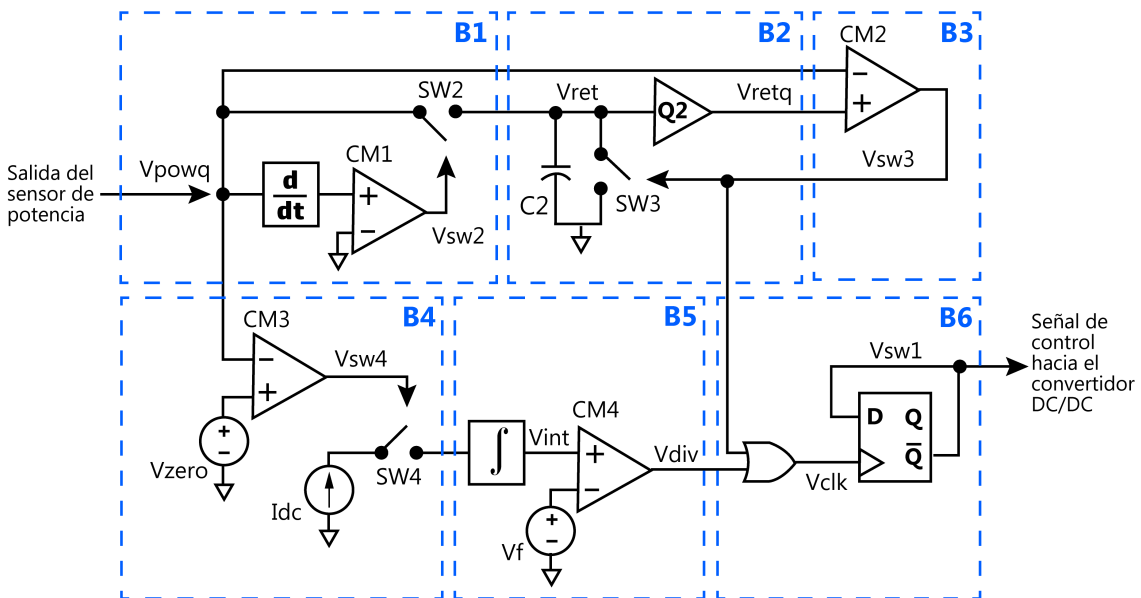


Figura 3.5: Diagrama del MPPT realizado.

El MPPT está conformado por seis bloques los cuales son:

- B1: Detector de pendiente positiva
- B2: Retenedor atenuador

- B3: Detector de descenso límite
- B4,B5: Circuito anti-divergencia que esta formado por:
 - B4: Detector de potencia cero
 - B5: Integrador
- B6: Memoria de estado

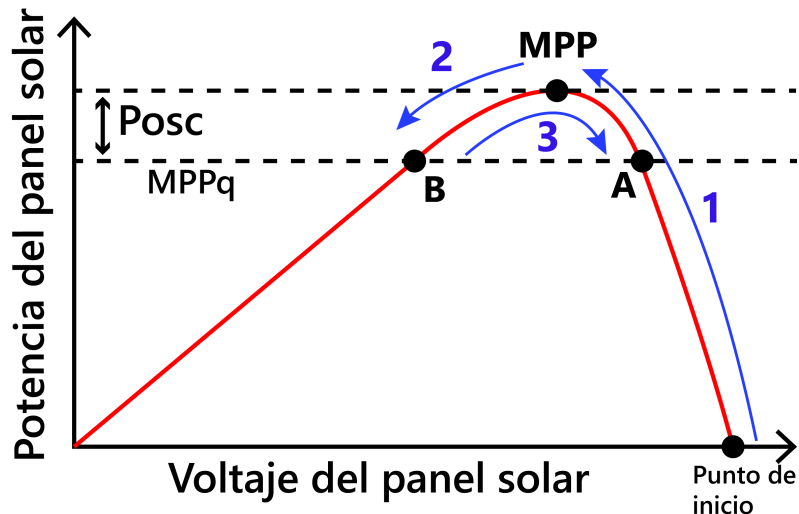


Figura 3.6: Modo de operación del panel solar conectado a un MPPT.

A continuación se expone el funcionamiento del MPPT realizado con base en las Figs. 3.5 y 3.6.

1. Al inicio la señal de control del MPPT (V_{sw1}) es cero debido a que la corriente en el panel (I_{pv}) es cero, por lo tanto el switch $SW1$ está abierto, el punto de operación del panel en este instante se encuentra al lado derecho de la curva P-V en el punto de inicio como se muestra en la Fig. 3.6 donde $I_{pv} = 0A$ y $V_{pv} = V_{oc}$.
2. En este punto los bloques B4-B5 (anti divergencia) empiezan a funcionar y después de un cierto tiempo provocan el cambio del voltaje V_{sw1} de 0 a 1 lo que ocasiona que el interruptor $SW1$ se cierre y que el punto de operación del panel se mueva de derecha a izquierda (flecha 1) en dirección hacia el MPP como se muestra en la Fig. 3.6, en este movimiento, V_{pv} empieza a disminuir e I_{pv} a aumentar.
3. Mientras la variación de potencia (V_{pow}) sea positiva conforme pasa el tiempo, el voltaje del detector de potencia positiva es 1 ($V_{sw2} = 1$) esto cierra el switch 2 ($SW2$) y deja pasar la señal de potencia (V_{powq}) al bloque retenedor-atenuador el cual retiene y reduce V_{powq} por un factor $Q2$, esta condición no causa un cambio en el estado de la memoria por lo que V_{sw1} se mantiene en 1.

4. Después de alcanzar el punto de máxima potencia (MPP), el punto de operación del panel empieza a descender (Fig. 3.6, flecha 2), cuando esto ocurre V_{sw2} es 0 debido a que la pendiente de potencia ahora es negativa provocando que SW2 se abra e impida el paso de V_{powq} , con este cambio el bloque retenedor-atenuador almacena el MPP en el capacitor C2 y atenúa este valor para ser comparado con V_{powq} , mientras V_{powq} siga siendo mayor que V_{retq} el estado de la memoria no cambia es decir V_{sw1} sigue siendo 1.
5. Si V_{powq} desciende por debajo del límite MPP_q (Fig. 3.6, punto B) el detector de descenso límite B3 cambia de estado a 1 ya que $V_{retq} > V_{powq}$, con esto se cierra SW3 para descargar al capacitor y cambia el estado del flip flop D a 0 ($V_{sw1} = 0$), ahora el punto de operación del panel se mueve del punto B hacia el MPP (flecha 3).
6. Los pasos 3, 4 y 5 se repiten lo cual indica que el punto de operación del panel se estará moviendo entre los puntos A y B de un lado a otro pasando por el MPP. Las líneas discontinuas indican el rango de oscilación de este punto (Posc Fig. 3.6).

El algoritmo anterior funciona bien cuando se tiene una irradiancia constante, sin embargo, cuando hay cambios abruptos en las condiciones climáticas puede provocar que el punto de operación del panel diverja manteniéndolo en una potencia de cero. En esta situación los bloques antidivergencia entran en acción de la siguiente forma:

1. Cuando el punto de operación es 0W el detector de potencia cero manda un 1 lógico para cerrar el interruptor SW4 y mandar una corriente constante hacia el integrador.
2. El integrador recibe la corriente constante (I_{dc}) y la integra durante un cierto tiempo, esto genera una señal rampa que se compara con un voltaje constante (V_f).
3. Cuando la señal rampa es mayor al voltaje V_f el comparador CM4 emite un 1 lógico hacia la compuerta OR, esta señal llega a la entrada de reloj del flip flop D provocando un cambio en su salida es decir abre o cierra el interruptor del convertidor para cambiar el punto de operación del panel y hacer que se mueva hacia el MPP.

3.3.2. Implementación del MPPT

En esta parte se explica la manera en la que se implementó el MPPT en el simulador LTspice y el funcionamiento de los bloques que lo conforman.

Explicación de puertos del MPPT

El MPPT hecho tiene cuatro señales de entrada: el voltaje de alimentación en este caso de 1.2V que suministra voltaje a los elementos del MPPT, la potencia atenuada del panel solar que se procesa para generar una señal de control, una señal de

reset activa en bajo la cual se usa para reiniciar al MPPT cuando está en 0 lógico, cuando está en 1 no tiene algún efecto en el funcionamiento del MPPT y voltajes de referencia que se usan en el detector de pendiente positiva y detector de potencia cero. El MPPT tiene una salida que controla al convertidor boost, estas señales se muestran a continuación en la Fig. 3.7.



Figura 3.7: Señales de entrada y salida del MPPT.

Detector de pendiente positiva

El detector de pendiente positiva tiene la función de detectar si la potencia del panel solar aumenta o disminuye conforme pasa el tiempo, se manda 1 para indicar que la potencia aumenta o 0 para indicar que disminuye. A continuación se muestra este bloque en la Fig. 3.8.

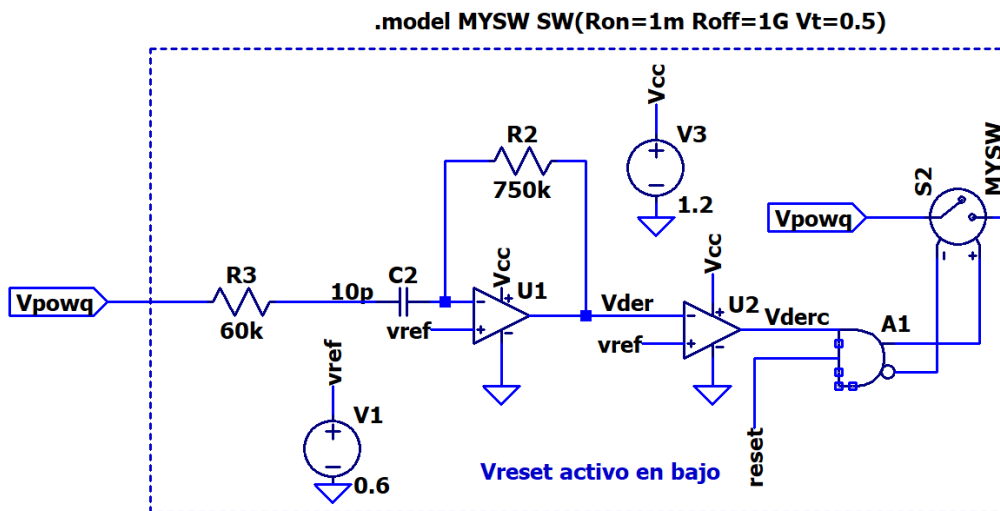


Figura 3.8: Detector de pendiente positiva.

El circuito está formado por dos amplificadores, una compuerta AND y un interruptor controlado por voltaje, uno de los amplificadores está configurado como derivador, con este circuito se obtiene la derivada inversa de la potencia atenuada del panel solar, se colocó una resistencia adicional (R3) para evitar oscilaciones de la señal Vpowq, además se puso un voltaje de referencia en la entrada inversora

del amplificador U1 el cual provoca un voltaje de offset en la salida esto evita que la señal del derivador se corte en valores menores a 0 V, el otro amplificador está configurado como comparador inversor para anular la señal derivada invertida y se obtenga un 1 cuando la potencia asciende y 0 cuando desciende, esta señal pasa a través de una compuerta and y se conecta a un interruptor controlado por voltaje, cuando la salida de la compuerta es 1, el interruptor se cierra y deja pasar la potencia atenuada al retenedor, cuando es 0, el interruptor se abre y bloquea la potencia atenuada. La ecuación de salida del derivador se muestra a continuación.

$$V_{der} = 600mV - R_2 C_2 \frac{V_{powq}}{dt} \quad (3.5)$$

Donde R_2 es la resistencia de realimentación y C_2 el capacitor en la entrada inversora del derivador. Para calcular R_2 se usó la siguiente ecuación.

$$H(s) = \frac{1}{2\pi f R_2 C} \quad (3.6)$$

Se define $H(s) = 1$, $f = 21.22kHz$, $C_2 = 10pF$ para obtener el valor de la resistencia el cual es: $R_2 = 750k\Omega$ para obtener el valor de la resistencia conectada antes del capacitor se utilizó la siguiente ecuación.

$$R_1 = \frac{R_2}{12,7} \quad (3.7)$$

Al sustituir valores se obtuvo $R_1 = 60k\Omega$

Retenedor atenuador

Este bloque retiene la señal que viene del detector de pendiente positiva y la reduce en un factor de 0.9. Este circuito está compuesto por: un capacitor que es el encargado de mantener la señal de potencia atenuada, un divisor resistivo de voltaje que hace la función de atenuar la señal, un amplificador en configuración de buffer el cual aísla el capacitor de las resistencias para evitar que este se descargue y un switch para descargar y reiniciar el capacitor. La arquitectura propuesta se muestra a continuación.

Para obtener el valor de una de las resistencias se usó la siguiente ecuación.

$$V_{retq} = V_{ret} \frac{R_5}{R_4 + R_5} \quad (3.8)$$

Se propuso $R_4 = 1k\Omega$ y $V_{retq} = 0.9V_{ret}$ sustituyendo valores y despejando R_5 se obtuvo $R_5 = 9k\Omega$

Detector de descenso límite

Este bloque esta formado principalmente por un comparador que envía un 1 cuando la potencia atenuada desciende por debajo del 90 % de esta misma causando que el capacitor C3 se reinicie y que el convertidor DC/DC cambie de estado. En la Fig. 3.10 se muestra este circuito.

Detector de potencia cero

Este bloque está formado principalmente de un comparador que envía un 1 a su salida cuando la potencia atenuada es menor a 100 mV provocando la habilitación de

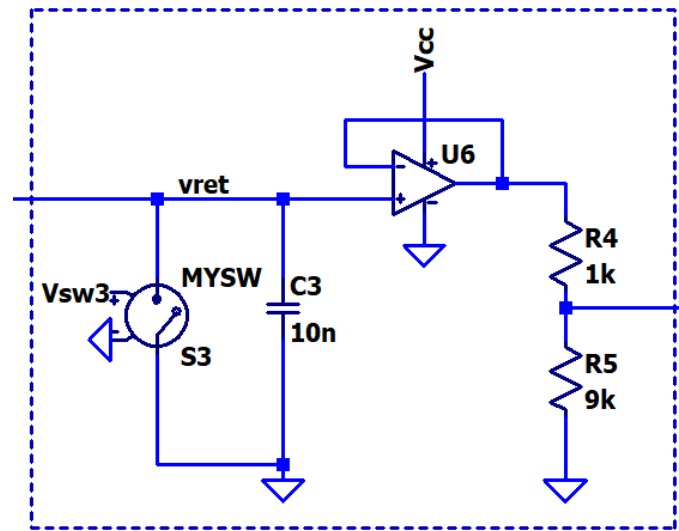


Figura 3.9: Circuito retenedor atenuador.

un integrador que funciona como temporizador, cuando no se cumple esta condición envía un 0 el cual no habilita al integrador. En la Fig. 3.11 se muestra este bloque.

Se ajustó la potencia del panel solar (P_{pv}) para que su valor máximo cuando se atenúa sea 1V es decir $V_{powq_{max}} = 1V$ cuando se tiene $1000W/m^2$ de irradiancia. Se espera que el punto de operación del panel este oscilando en una región cercana al MPP en este caso 1V, cuando el punto de operación está alejado de 1V indicará que se está en un estado de divergencia, en este caso ocurre cuando el punto de operación del panel es menor a 100mV.

Integrador

Este bloque funciona como temporizador cuando hay divergencia en el punto de operación del panel es decir cuando $V_{powq} < 100mV$. Cuando está en esta condición el integrador esta funcionando, pasado un cierto tiempo el integrador manda un 1 lógico para cambiar el estado de operación del convertidor DC/DC, cuando no está en esta condición el integrador manda un 0 lógico lo cual no causa algún cambio en el funcionamiento del convertidor DC/DC. La razón de usar este circuito es evitar el estancamiento del punto de operación del panel en 0 V. El integrador realizado se muestra a continuación en la Fig. 3.12.

Cuando el detector de potencia cero manda un 1, el interruptor S5 se cierra y S4 se abre para dejar pasar $1\mu A$ de corriente hacia el capacitor generando una señal rampa ascendente en el nodo V_{int} , cuando esta señal es mayor a un voltaje limite en este caso 1V, el comparador U5 manda un 1 hacia el convertidor DC/DC para cambiar su estado de operación y causar que el punto de operación del panel solar vuelva a ascender hacia el MPP, cuando pasa esto, la condición de que V_{powq} sea menor a 100mV ya no se cumple por lo tanto, V_{sw4+} ahora es cero con lo cual impide el paso de la corriente hacia el capacitor y V_{sw4-} es uno por lo que descarga al capacitor y lo reinicia para un nuevo proceso de integración. Con la directiva .ic se le indica al simulador que el voltaje del capacitor es cero cuando inicie la

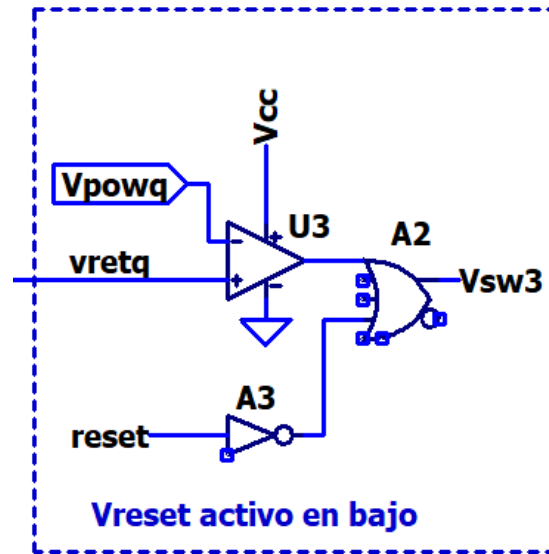


Figura 3.10: Circuito detector de descenso límite.

simulación.

La ecuación de voltaje en el capacitor es:

$$V_f = \frac{1}{C_i} \int_0^{t_f} I_i dt \quad (3.9)$$

Donde t_f es el tiempo de espera, I_i es la corriente que pasa hacia el capacitor y V_f es el voltaje alcanzado cuando transcurre el tiempo t_f . Al resolver la integral y despajar C_i se obtiene:

$$C_i = \frac{I_i t_f}{V_f} \quad (3.10)$$

Se propone $I_i = 1\mu A$, $t_f = 20\mu s$ y $V_f = 1V$, sustituyendo estos valores en la ecuación anterior se obtiene $C_i = 20pF$.

Memoria de estado

La memoria mantiene el estado lógico del convertidor cuando el punto de operación del panel solar oscila entre el MPP y el 90 % de este. a continuación se muestra el circuito en la Fig. 3.13.

La memoria de estado esta compuesta por una compuerta OR y un flip flop D, la compuerta OR tiene dos entradas una de ellas viene del detector de descenso limite y la otra del integrador y su salida se conecta al puerto clk del flip flop D, así cuando el punto de operación del panel desciende por debajo del 90 % de l MPP o se mantiene por debajo de 100mV por más de $20\mu s$, la compuerta OR manda un pulso que cambia la salida del flip flop D que también es la señal de control del convertidor DC/DC.

MPPT completo

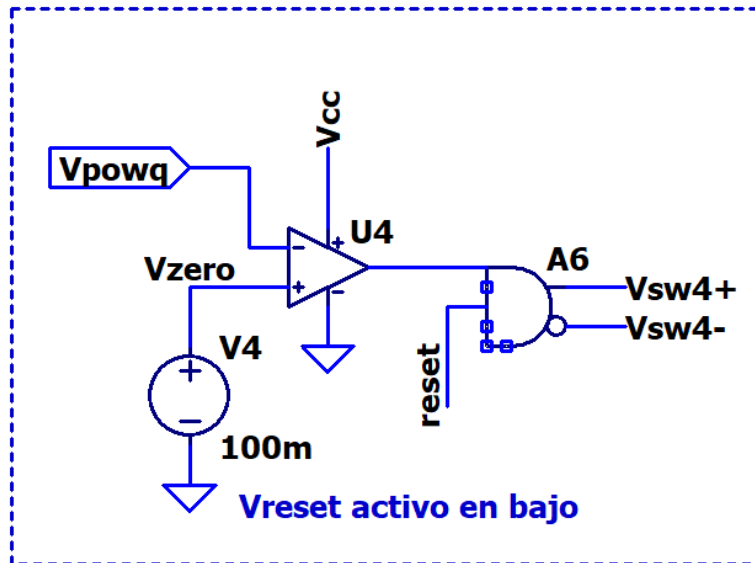


Figura 3.11: Circuito detector de potencia cero.

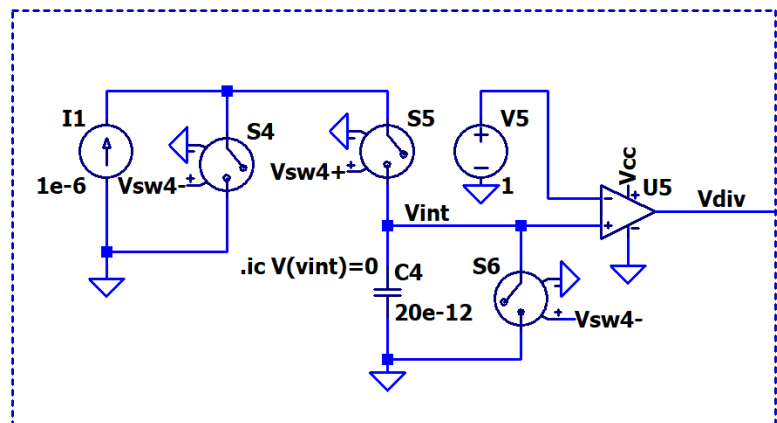


Figura 3.12: Circuito integrador.

Conectando los circuitos mencionados anteriormente el MPPT completo quedó de la siguiente forma.

El MPPT realizado está conformado principalmente por: amplificadores operacionales universales, interruptores controlados por voltaje modelados con la directiva .model con una resistencia de encendido y apagado de $1m\Omega$, $1G\Omega$ respectivamente y un voltaje de umbral de $0.5V$, fuentes de voltajes y corrientes y compuertas digitales. La señal $Vpowq$ viene del sensor de potencia y $Vsw1$ va al convertidor DC/DC.

3.4. Diseño del convertidor Boost

Para calcular los valores del inductor y el capacitor del convertidor boost, se partió de las siguientes especificaciones:

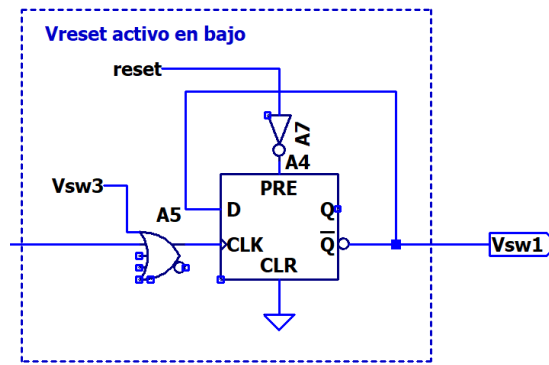


Figura 3.13: Memoria de estado.

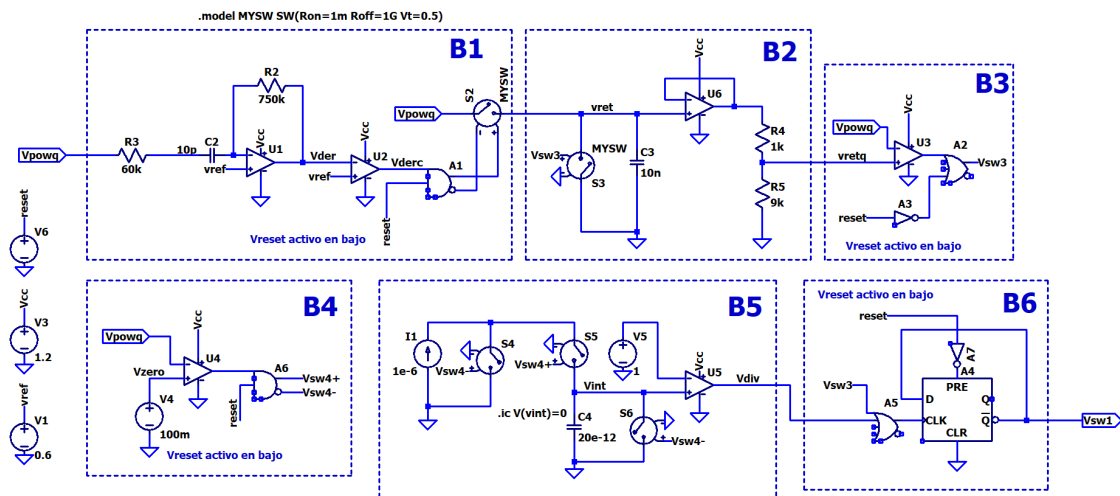


Figura 3.14: MPPT completo.

- Voltaje de entrada (V_S) = 1.92V
- Voltaje de salida (V_O) = 3.84V
- Resistencia de carga (R_L) = 1k Ω
- Frecuencia de conmutación (f) = 40kHz
- Voltaje de rizo (V_r) = 1% de V_O

Se eligió este voltaje de entrada porque es el voltaje del panel solar[1] que entrega la mayor potencia, cerca de este voltaje estará oscilando el punto de operación del panel. Es importante mencionar que este voltaje no es el mismo que el voltaje fotovoltaico (V_{PV}). El ciclo de trabajo del convertidor boost (D) se calcula de la siguiente forma:

$$D = \frac{V_O - V_S}{V_O} \quad (3.11)$$

Sustituyendo los valores de las especificaciones, se obtuvo $D = 0,5$.

El convertidor Boost funciona en el estado de CCM cuando $L > L_b$ donde L_b se calcula de la siguiente forma:

$$L_b = \frac{(1 - D)^2 DR_L}{2f} \quad (3.12)$$

Sustituyendo los valores de las especificaciones se obtuvo: $L_b = 1,56mH$. El mínimo valor del capacitor para obtener el voltaje de rizo especificado se calcula con la siguiente ecuación.

$$C_{min} = \frac{DV_O}{V_r R_L f} \quad (3.13)$$

Sustituyendo los valores de cada variable se obtuvo: $C_{min} = 1,25\mu F$. Finalmente el convertidor simulado se muestra en la Fig. 3.15

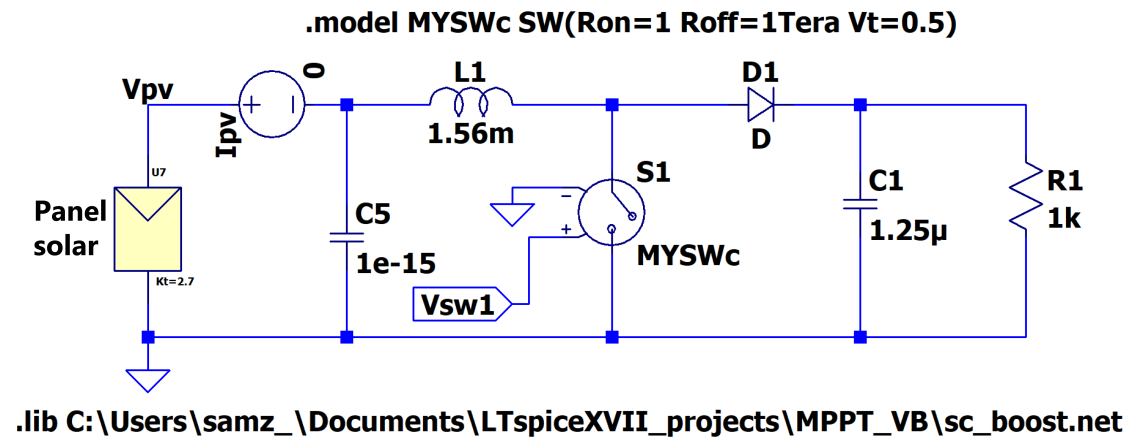


Figura 3.15: Convertidor Boost.

Con la directiva `.model` se indica el modelo del interruptor controlado por voltaje, el panel solar funciona como fuente de alimentación del convertidor, la etiqueta `Vsw1` es el voltaje de control que viene del MPPT. Se conectó un capacitor pequeño en paralelo con el panel solar para evitar problemas de convergencia en la simulación, la fuente de voltaje conectada en serie con el panel funciona como sensor de corriente este valor es utilizado por el sensor de potencia para calcular la potencia del panel, es de $0V$ por lo que no afecta el comportamiento del circuito. Con la directiva `.lib` se incluye el netlist del modelo del panel, dando doble click en esta se ajusta el parámetro `Kt` a `2.7` para ajustar el comportamiento del panel en la región lineal de su curva I-V.

Las especificaciones del panel solar modelado son las siguientes:

- Voltaje de circuito abierto (V_{oc}) = $3V$
- Corriente de corto circuito (I_{sc}) = $50mA$
- Constante de curvatura (K_t) = 2.7
- Conductancia de saturación (G_{sat}) = $0.001S$

- Voltaje de saturación (V_{sat}) = 2.997V

Simulación del sensor de potencia

Para simular el sensor de potencia fotovoltaica, se utilizó una fuente de voltaje comportamental la cual permite hacer operaciones matemáticas con señales, en este caso para obtener la potencia se multiplicó el voltaje fotovoltaico por la corriente fotovoltaica obtenida de la fuente de voltaje (I_{pv}) por un factor ($Q1$) para ajustar el valor máximo de la señal a 1V. El sensor de potencia realizado se muestra en la Fig. 3.16.

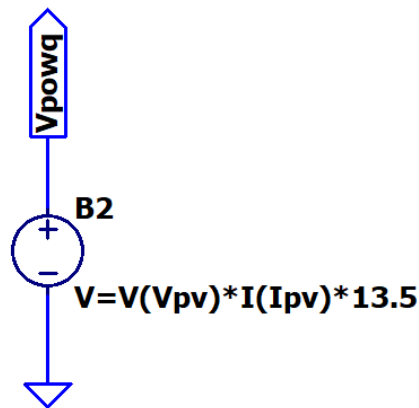


Figura 3.16: Sensor de potencia.

La etiqueta Vpowq indica que el sensor se conecta al puerto de entrada del MPPT para procesar esta señal el factor para ajustar la señal utilizado fue $Q1=13.5$.

Finalmente el circuito completo se muestra en la Fig. 3.17.

Se utilizó la directiva `.ic V(sw1)=0` debajo del convertidor para indicarle al simulador que al inicio de la simulación la señal de control del convertidor (V_{sw1}) es 0V y se pueda obtener una simulación correcta.

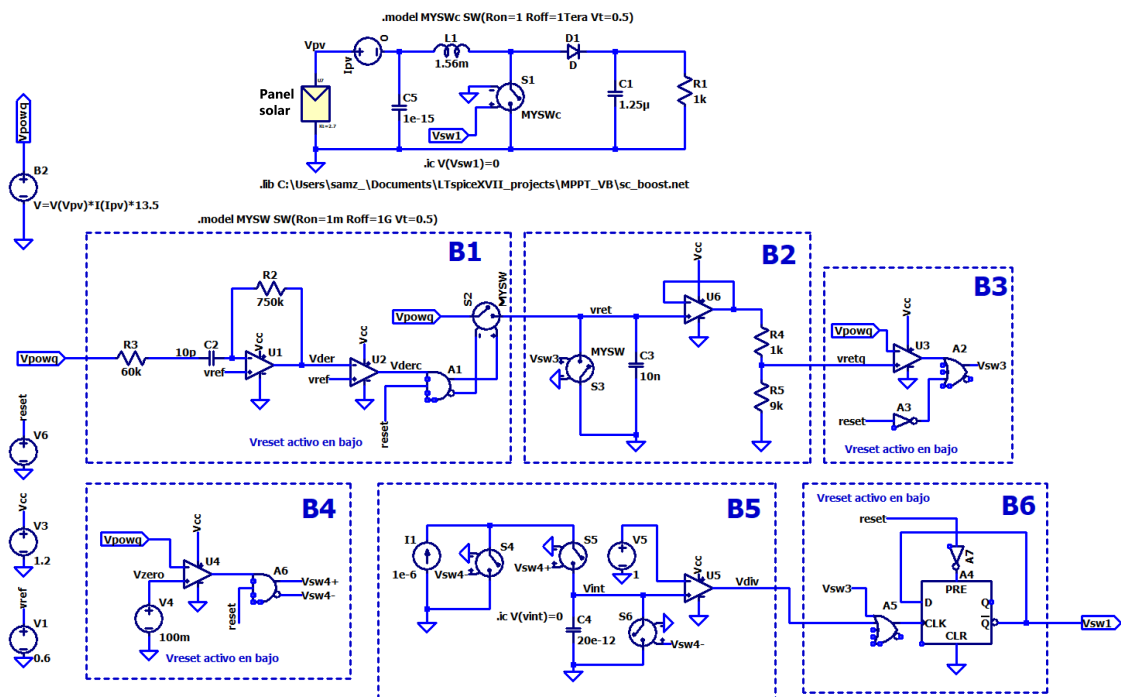


Figura 3.17: Circuito completo (MPPT, convertidor Boost y sensor de potencia).

Capítulo 4

Resultados obtenidos

En este capítulo se muestran: la obtención de las curvas características de un panel solar para diferentes niveles de irradiancia y temperatura, los resultados obtenidos de la simulación del convertidor buck conectado a un panel solar, los resultados obtenidos del convertidor boost conectado al MPPT y panel solar y los resultados de las diferentes pruebas realizadas al MPPT.

4.1. Curvas características de un panel

En esta prueba se obtuvieron las curvas I-V haciendo un barrido en DC en LTspice y se compararon con las curvas experimentales obtenidas del bloque PV Array de Simulink/MATLAB. El modelo del panel usado fue: MX Solar USA MX60-220. En las Figs. 4.1-4.4 se muestran las curvas modeladas y experimentales para diferentes temperaturas e irradiancias.

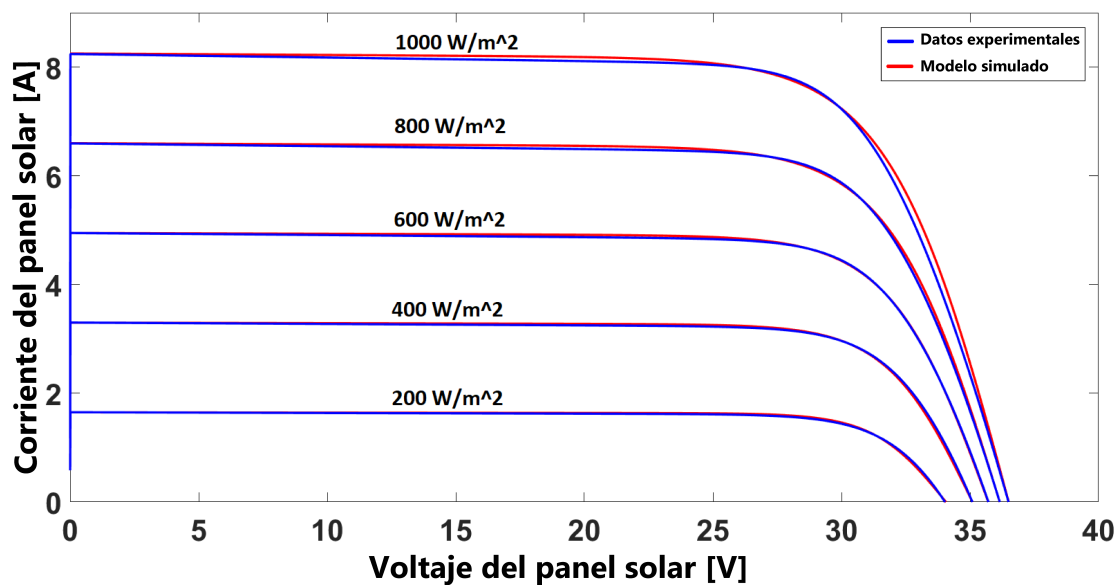


Figura 4.1: Curvas características I-V para cinco niveles de irradiancia a 25°C.

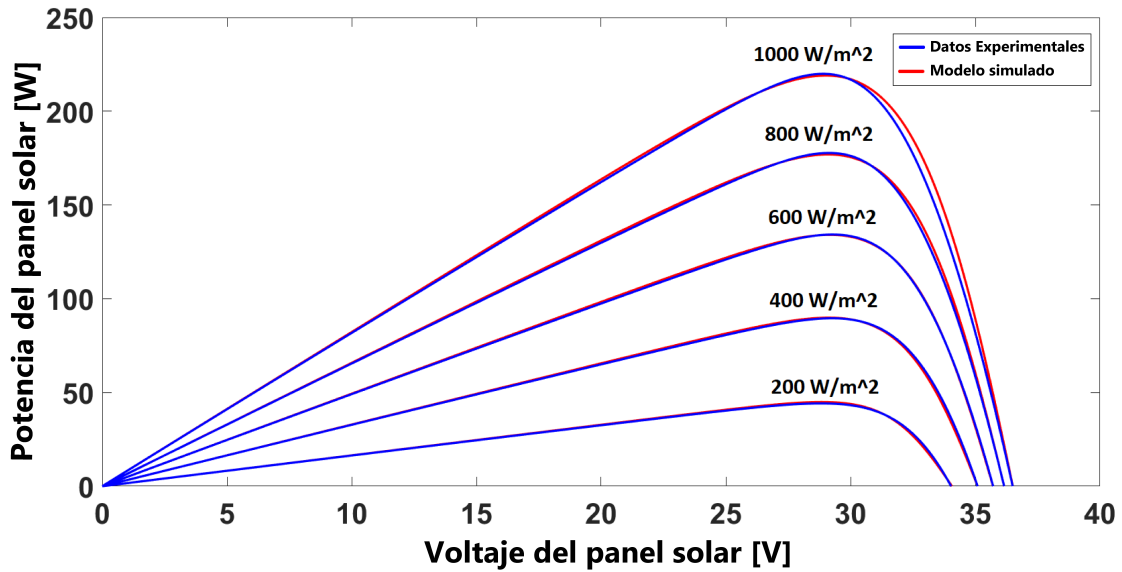


Figura 4.2: Curvas características P-V para cinco niveles de irradiancia a 25°C.

La Fig. 4.1 muestra la caracterización para cinco irradiancias. Los parámetros para esta prueba son: i) $V_p = 8,24V$ para obtener la matriz I_p ii) el voltaje de saturación $V_{sat} = 25,55V$ y los coeficientes de proporcionalidad que definen la curvatura en la región lineal $K_t = \{9,1, 7,6, 6,7, 6, 5,5\}$. La Fig. 4.2 muestra las curvas P-V en función de la irradiancia en donde se observa un buen ajuste de las curvas modeladas con las experimentales, para conseguir este ajuste se usaron $\kappa_1 = 0,991$ y $\kappa_2 = 0,9972$. En las curvas anteriores se presenta un mejor ajuste de las curvas a bajas irradiancias, esto ocurre por la dependencia no lineal de la irradiancia la cual se toma en cuenta en este modelo. Además se nota un mayor desajuste en la región lineal en las curvas I-V y P-V a mayores irradiancias debido a la dependencia del parámetro K_t en la curvatura en esta región.

También ocurre un mayor desajuste en la región lineal en las curvas I-V y P-V cuando la temperatura aumenta, para reducir este ajuste se cambian los valores de K_t a los siguientes: $K_t = \{5.4, 5.3, 5.3, 5.2\}$ para temperaturas desde 25°C hasta 55°C, en las curvas en 15°C no se cambia el valor de K_t porque con el valor de $K_t = 5.5$ se ajusta bien a la curva experimental. Con estos cambios las curvas modeladas en las Figs. 4.3, 4.4 muestran un buen ajuste con las curvas experimentales.

4.2. Resultados del convertidor Buck

En esta sección se muestran los resultados de hacer la simulación del convertidor Buck usando como fuente de voltaje el panel solar (MX Solar USA MX60-220) modelada con una irradiancia de 1000 W/m² y temperatura de 25°C, se hizo una simulación transitoria de 0 a 10 milisegundos. A continuación se muestran estos resultados.

En la figura 4.5 la curva en color azul es el voltaje y en color verde es la corriente de salida, después de 2 ms el voltaje y corriente se estabilizan en 12.65 V y 3.34 A,

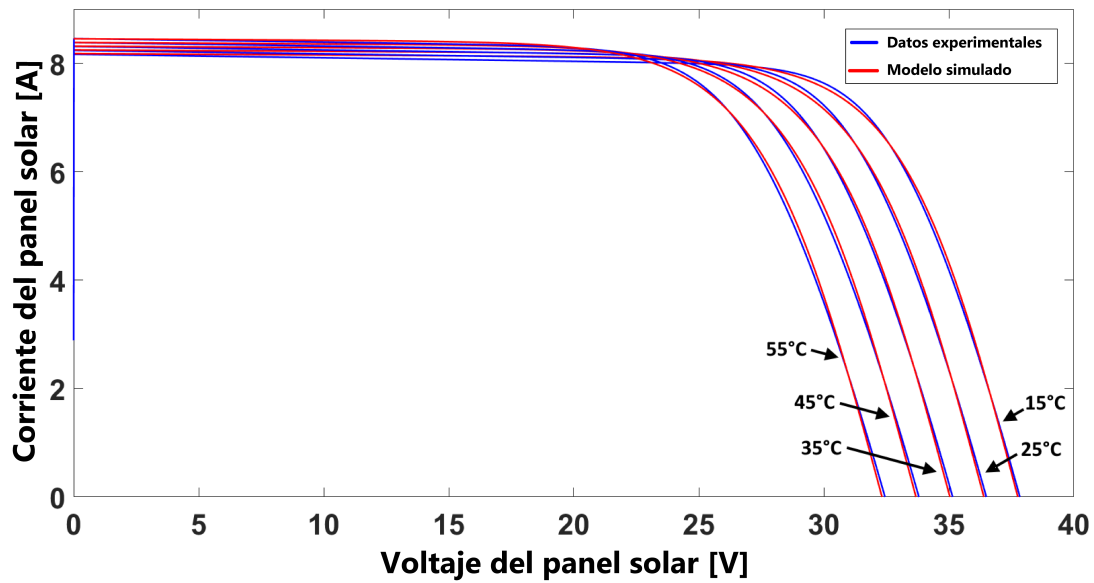


Figura 4.3: Curvas características I-V para cinco temperaturas a 1000 W/m^2 de irradiancia.

el voltaje de salida es mayor que el voltaje esperado sin embargo es muy cercano al voltaje esperado que es 12 V. Esto demuestra que se puede usar esta metodología de modelar un panel solar para hacer simulaciones de un sistema que lleve un convertidor buck conectado con un panel en un simulador SPICE.

4.3. Resultados del convertidor Boost

Debido a que la corriente de un panel solar depende linealmente de la irradiancia, se agregó un término más a la ecuación que modela el comportamiento del panel, sustituyendo los valores del panel mostrados en el capítulo anterior la ecuación quedó de la siguiente forma:

$$I_{PV} = irr * (50mA) * \tanh\left(2,7 \frac{3V - V_{PV}}{2,997V}\right) + 0,001S(3V - V_{PV}) \quad (4.1)$$

Donde *irr* es el término que se agregó llamado factor de irradiancia. Es importante mencionar que este factor agregado no es necesario para el modelo del panel solar, solamente se agregó para hacer la simulación del cambio de irradiancia y poder hacer esta prueba. Para la realización de esta prueba se hizo una simulación transitoria de 0s a 5ms variando este factor desde 0.1 a 1 con pasos de 0.1 para obtener la salida del convertidor boost para diferentes irradiancias resultando en la Fig. 4.6

En la Fig. 4.6 las leyendas mostradas al lado derecho de las gráficas corresponden al valor del factor de irradiancia *irr* que a su vez son equivalentes a los niveles de irradiancia simulados. Se muestra que el voltaje de salida del convertidor depende del nivel de irradiancia, cuando este aumenta también lo hace el voltaje de salida.

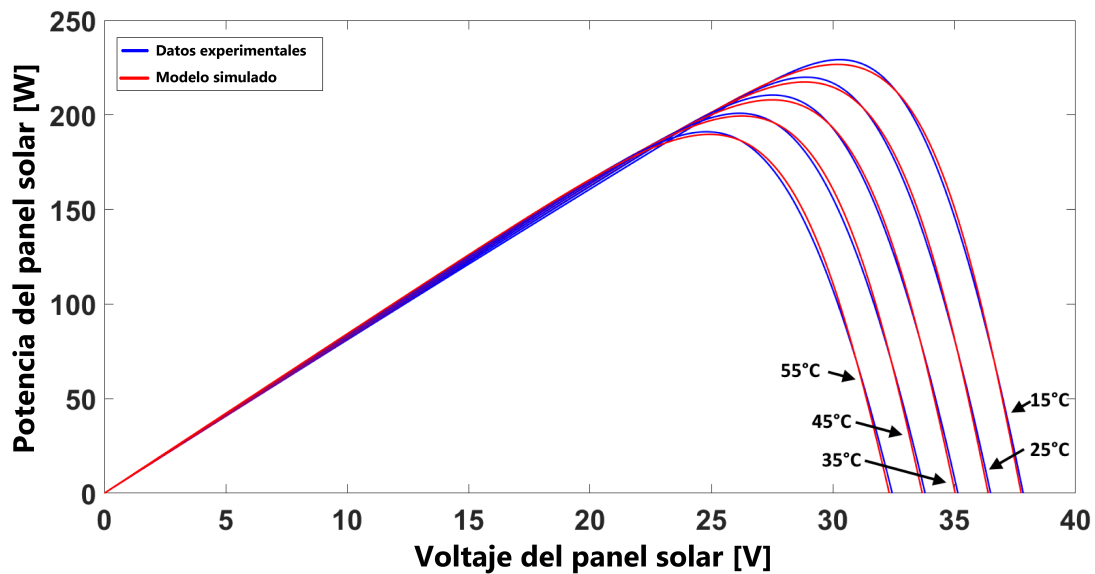


Figura 4.4: Curvas características P-V para cinco temperaturas a 1000 W/m^2 de irradiancia.

Se observa que para las irradiancias mostradas el voltaje de salida del convertidor es mayor a 1.92 V el cual es el voltaje de máxima potencia del panel, para irradiancias de 100 W/m^2 y 200 W/m^2 el voltaje de salida del convertidor es menor a 3.84 V sin embargo a partir de $916 \mu\text{s}$ para irradiancias de 300 W/m^2 en adelante se obtiene un voltaje mayor a 3.84 V lo cual indica que el convertidor amplifica más del doble del voltaje de entrada para irradiancias mayores a 300 W/m^2 . Se observa entonces que el convertidor se puede para utilizar en un amplio rango de irradiancias y tiene un buen desempeño.

4.4. Resultados del MPPT

En la Fig. 4.7 se muestran las respuestas transitorias de la potencia del panel solar atenuada para 3 niveles de irradiancia.

En la Fig. 4.7 se muestran las oscilaciones de la potencia del panel para diferentes irradiancias, la gráfica en color verde simula V_{pow} a 600 W/m^2 , en color azul a 800 W/m^2 y en color rojo a 1000 W/m^2 , las líneas discontinuas muestran el rango de oscilación esperado el cual tiene como límite inferior el 90 % del MPP, sin embargo se obtiene una oscilación ligeramente mayor a la esperada, a 1000 W/m^2 de irradiancia los picos de la oscilación llegan hasta 865.5 mV es decir 4.5 mV más de lo esperado, a 800 W/m^2 llega hasta 690.4 mV es decir 33.6 mV más de lo esperado y a 600 W/m^2 llega hasta 514.5 mV es decir 35.5 mV más de lo esperado. Además se muestra que conforme disminuye la irradiancia aumenta la frecuencia de oscilación de la potencia del panel esto se debe a que el rango de oscilación es más pequeño lo cual afecta en la eficiencia del MPPT, esto ocurre debido al funcionamiento de los bloques detector de pendiente positiva y detector de descenso límite como se muestra en las Figs. 4.8, 4.9.

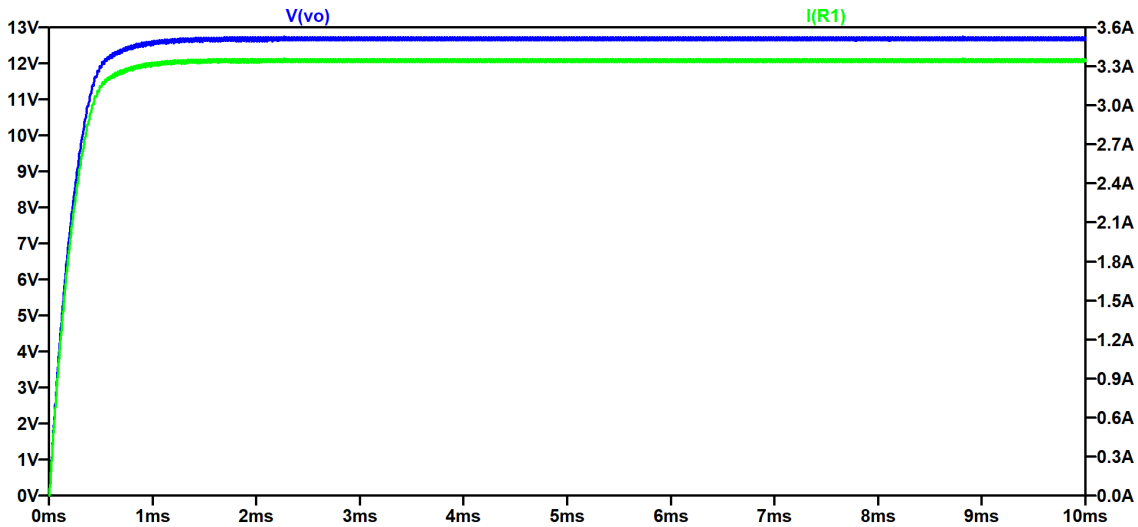


Figura 4.5: Voltaje y corriente de salida del convertidor Buck.

En la etapa de derivación del voltaje del sensor de potencia, el circuito derivador no deriva la señal de entrada inmediatamente, se tarda $1.45 \mu\text{s}$ en empezar a realizar la derivada, este hecho se ve reflejado en la señal de control del interruptor 2 ya que tarda más tiempo en cerrarse este interruptor, en este tiempo de retraso de mas, la señal del sensor de potencia disminuye hasta que se cierra el interruptor 2, este valor se mantiene en el retenedor sin embargo es menor al MPP por lo que al hacer la atenuación de este, lo hace a un valor ligeramente menor al 90 % del MPP así que el detector de descenso límite toma un valor de referencia menor al 90 % del MPP, este hecho se observa en la Fig. 4.8 en las elipses azules .

En la Fig. 4.9 se muestran otros retrasos, estos retrasos son causados por el comparador del circuito detector de descenso límite ya que tarda un cierto tiempo en generar la señal que ocasiona el cambio de estado del convertidor y que descarga al capacitor del retenedor, hasta que el voltaje de este comparador alcanza 0.5 V es cuando ocurre este suceso, pero cuando eso ocurre el punto de operación del panel solar ya descendió por debajo del límite de oscilación esperado. Aunque los tiempos de retraso son pequeños, provocan un rango de oscilación mayor al esperado, esto afecta la eficiencia del MPPT.

Una de las funciones del circuito anti-divergencia es iniciar el funcionamiento del MPPT cuando es energizado después de $20 \mu\text{s}$, el circuito encargado de esta función es el integrador. A continuación se presentan las respuestas transitorias del circuito anti-divergencia en la Fig. 4.10.

En la gráfica superior de la Fig. 4.10 se muestra que la señal del sensor de potencia (v_{powq}) empieza a aumentar después de $21.75 \mu\text{s}$ esto ocurre debido a que al inicio se coloca una señal de reset de $1 \mu\text{s}$, después de este tiempo, en la gráfica de en medio se observa el aumento de voltaje en el integrador en forma de rampa cuando se tiene una potencia cercana a 0, cuando alcanza 1 V, el comparador lo detecta y su voltaje de salida aumenta para mandar una señal y cambiar el estado

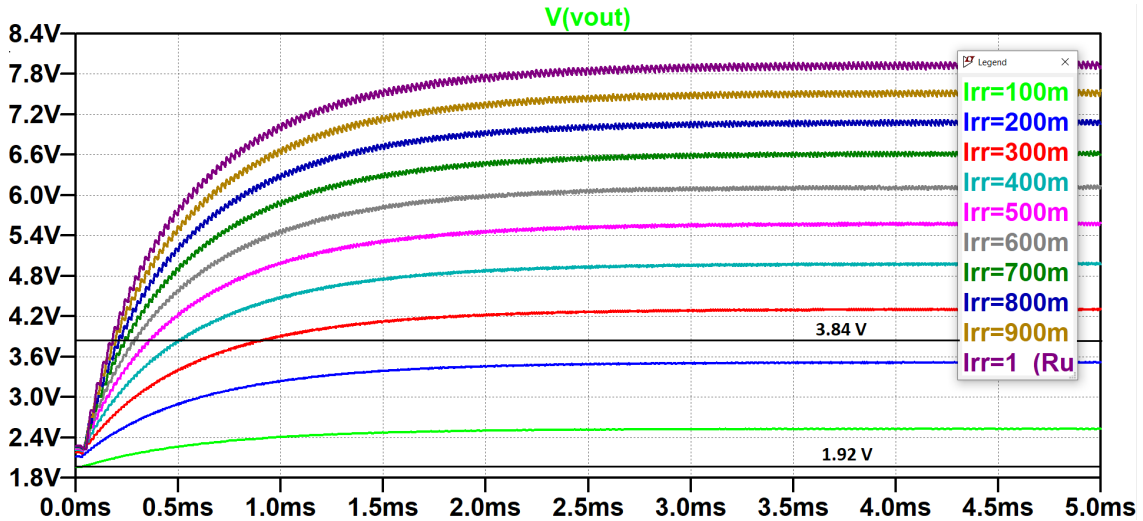


Figura 4.6: Respuesta transitoria del voltaje de salida del convertidor boost para irradiancias desde 100 W/m^2 hasta 1000 W/m^2 .

de la señal que controla al convertidor (gráfica inferior). Cuando la potencia del panel sobrepasa 100 mV (voltaje de referencia del detector de potencia cero), el integrador se reinicia descargando su capacitor para iniciar otra integración, se muestra entonces que el circuito anti-divergencia funciona correctamente cuando se tiene una potencia en el panel cercana a 0 W .

Para la realización de esta prueba, se cambió el panel solar usado en las pruebas anteriores por una fuente de corriente comportamental y se cambió la ecuación 4.1 por la siguiente.

$$I_{PV} = V(irr) * (50mA) * \tanh\left(2,7 \frac{3V - V_{PV}}{2,997V}\right) + 0,001S(3V - V_{PV}) \quad (4.2)$$

Donde $V(irr)$ es una fuente de voltaje que simula el cambio de irradiancia, se usó la ecuación 4.2. A continuación se muestra el comportamiento de la potencia del panel cuando cambia la irradiancia.

En la Fig 4.11 la línea discontinua muestra el punto de máxima potencia del punto de operación del panel solar. Cuando ocurre un cambio abrupto en la irradiancia en este caso de 1000 W/m^2 a 800 W/m^2 el punto de operación del panel diverge por $20 \mu\text{s}$ hasta que vuelve a converger hacia el MPP esto ocurre debido al circuito anti-divergencia que hace cambiar el estado de la señal de control del convertidor boost, cuando ocurre otro cambio de 400 W/m^2 a 800 W/m^2 el punto de operación del panel también sigue al MPP lo cual indica que el MPPT realizado funciona ante cambios de irradiancia.

Este MPPT funciona correctamente con resistencias de carga desde $1 \text{ k}\Omega$ hasta $42 \text{ k}\Omega$, con valores mayores o menores a los mencionados el MPPT no hace el seguimiento del punto de máxima potencia ya que el convertidor DC/DC tiene un rango limitado de valores de resistencia de carga para ajustar el punto de operación del panel con el MPP.

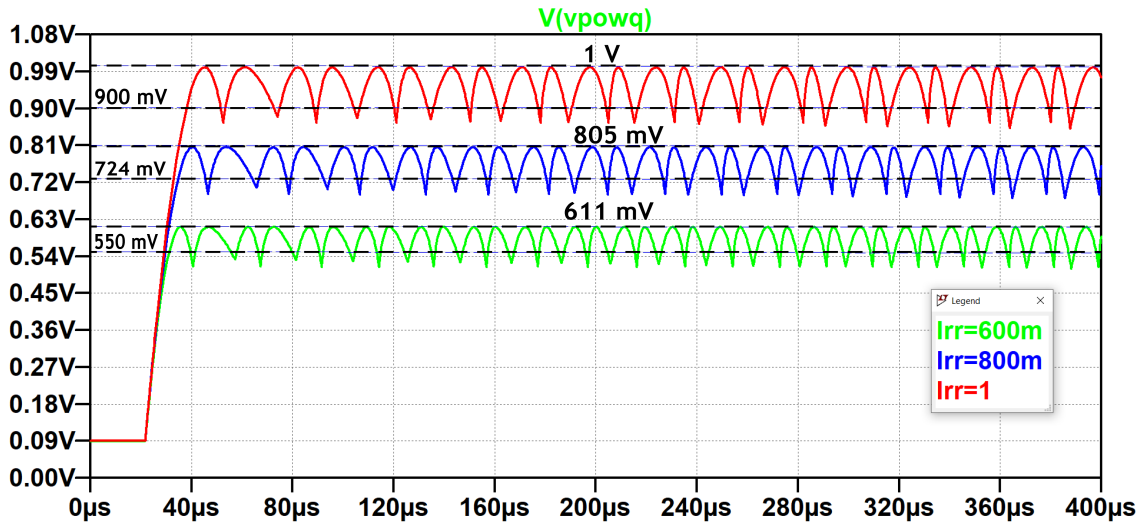


Figura 4.7: Respuesta transitoria de la potencia del panel solar atenuada para irradiancias de 600 W/m^2 , 800 W/m^2 y 1000 W/m^2 con el MPPT realizado.

4.5. Comparación con otras técnicas MPPT

Para obtener la eficiencia del MMPT realizado se utilizó la siguiente ecuación [4].

$$\eta_{MPPT} = 1 - \frac{\Delta P}{2P_{MPP}} \quad (4.3)$$

Donde η_{MPPT} es la eficiencia, ΔP es el rango de oscilación del punto de operación del panel y P_{MPP} es la potencia máxima que puede alcanzar el panel. Realizando pruebas de simulación para diferentes irradiancias se obtuvieron los siguientes resultados.

Irradiancia [W/m^2]	Eficiencia [%]
1000	92.1
800	91.4
600	90.9
400	89.9
200	85.8

Tabla 4.1: Eficiencia del MPPT realizado a diferentes irradiancias.

En la Tabla 4.1 se observa que la eficiencia del MPPT cambia cuando cambia la irradiancia, en 1000 W/m^2 se obtiene la eficiencia mas alta y conforme disminuye la irradiancia también lo hace la eficiencia, esto ocurre debido al retardo de la respuesta de los amplificadores de los bloques: detector de pendiente positiva y detector de descenso limite del MPPT. Para comparar el rendimiento de este MPPT con el de otros algoritmos, se calculó un promedio de eficiencias a diferentes irradiancias, en la Tabla 4.2 se muestra esta comparación.

Comparado con otros algoritmos se observa una mayor eficiencia que el algoritmo de ciclo de trabajo fijo y menor eficiencia comparado con los demás, sin embargo las

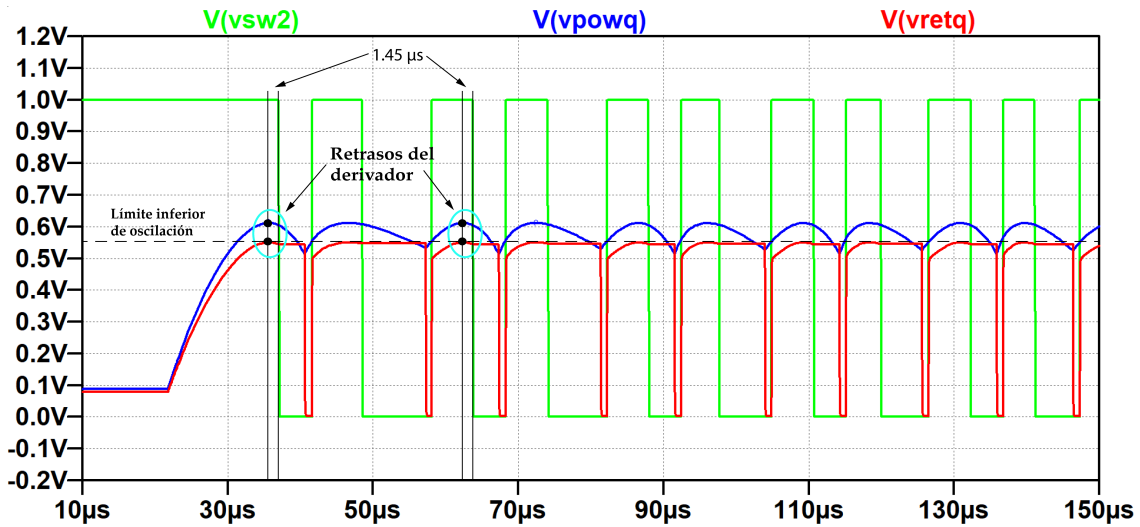


Figura 4.8: Respuesta transitoria del detector de pendiente positiva $V(vsw2)$, voltaje del sensor de potencia $V(vpowq)$ y voltaje del sensor de potencia atenuada $V(vretq)$ a 600 W/m^2 de irradiancia.

Técnica	Implementación	Eficiencia %
Ciclo de trabajo fijo	Analógico	57.8
Voltaje constante	Analógico	94.46
Perturbar y observar	Mixto	97.58
Conductancia incremental	Mixto	98.53
Este trabajo	Mixto	90

Tabla 4.2: Comparación de las eficiencias de diferentes técnicas MPPT. Las eficiencias de las demás técnicas MPPT se obtuvieron de la referencia [7].

otras técnicas tienen algunas desventajas, la técnica de ciclo de trabajo fijo aunque es sencilla su implementación su eficiencia es muy baja, la técnica de voltaje constante aunque es fácil de implementar no sigue directamente al MPP solo se mantiene en un voltaje con base en la estimación del MPP, la principal limitación de esta técnica es la presencia de un error de estado estable, que es el resultado de la diferencia entre la tensión de circuito abierto y la tensión MPP, las principales limitaciones de la técnica perturbar y observar son la presencia de error de estado estable, oscilaciones alrededor del MPP en funcionamiento de estado estable y una respuesta dinámica lenta, la técnica conductancia incremental es la que tiene mayor eficiencia sin embargo es más compleja de implementar que las otras. Este trabajo a pesar de tener una menor eficiencia que la mayoría de los demás, tiene otras ventajas como: seguir de forma directa al MPP, funciona contra variaciones abruptas de irradiancia, tiene un pequeño rango de oscilación, tiene una rápida respuesta dinámica y tiene un bajo consumo de energía el cual no se menciona en las demás técnicas.

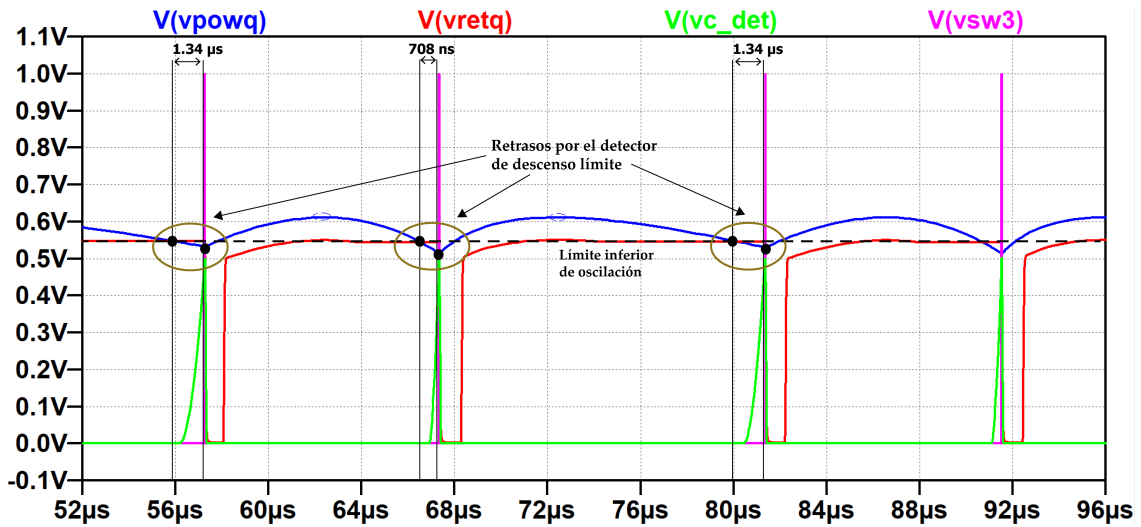


Figura 4.9: Respuesta transitoria del voltaje del sensor de potencia $V(vpowq)$, voltaje del sensor de potencia atenuada $V(vretq)$, voltaje del comparador del detector de descenso límite $V(vc_det)$ y voltaje de la compuerta del detector de descenso límite $V(vsw3)$ a 600 W/m^2 de irradiancia.

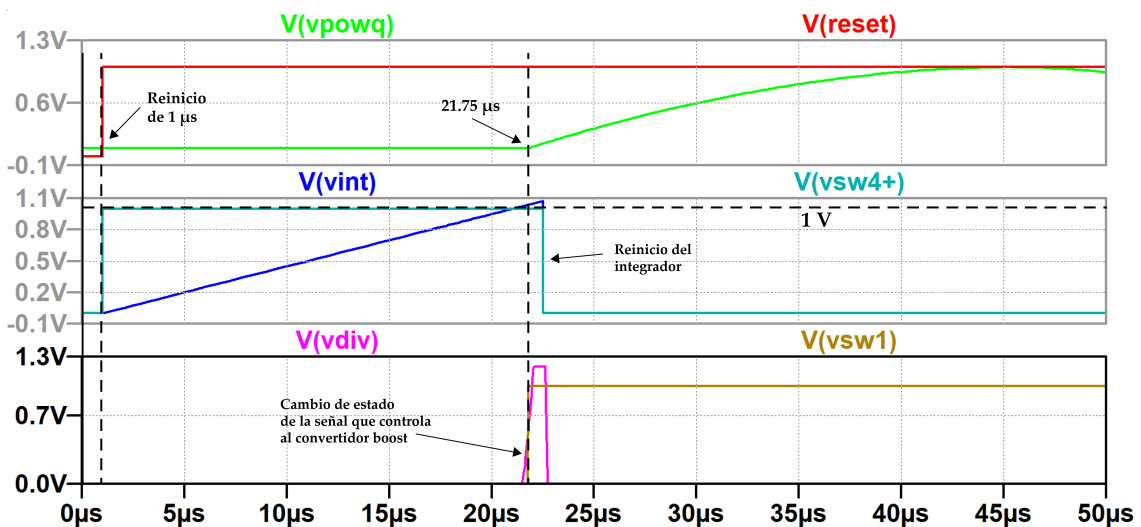


Figura 4.10: Respuesta transitoria del circuito anti-divergencia cuando inicia la simulación del MPPT a 1000 W/m^2 de irradiancia.

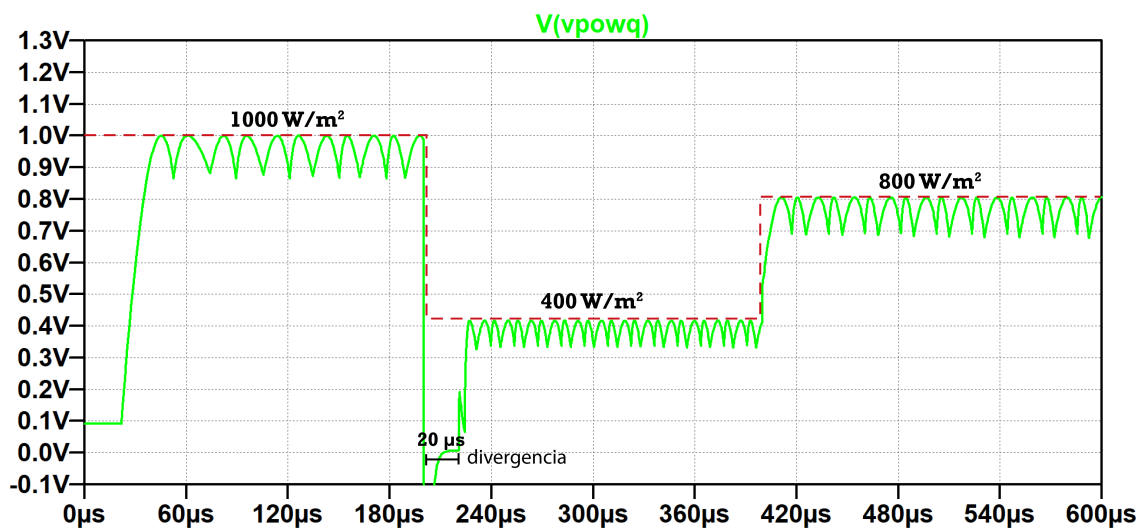


Figura 4.11: Respuesta transitoria de la potencia del panel solar ante cambios de irradiancia.

Capítulo 5

Conclusiones y trabajo a futuro

De acuerdo a los resultados obtenidos se mostró que es posible hacer la caracterización de un panel solar comercial con una muy buena aproximación con el comportamiento real utilizando un simulador SPICE para la implementación del modelo y MATLAB para el cálculo numérico de los parámetros que necesita el modelo, se mostró la aplicación de este modelo con la simulación de un convertidor buck obteniendo buenos resultados.

Además fue posible utilizar este modelo de panel solar para hacer un sistema más complejo que incluye un MPPT, un convertidor boost, un panel solar y un sensor de potencia. Se mostró el correcto funcionamiento del MPPT ante diferentes niveles de irradiancia, a pesar de no obtener un rango de oscilación del punto de operación del panel en un rango del 90 % se obtuvieron resultados en la eficiencia mayor al 85 % para una irradiancia de 200 W/m² y mayor a 89.8 % a partir de 400 W/m². Se concluye que la eficiencia del MPPT depende de los circuitos derivador y detector de descenso límite para ser mas específicos de los amplificadores que se usaron en estos circuitos. Se puede notar que la velocidad de respuesta de los amplificadores afecta al rendimiento del MPPT para tener un mejor rendimiento se recomienda usar amplificadores con una rápida velocidad de respuesta. Este MPPT funciona ante cambios abruptos en la irradiancia volviendo a converger hacia el MPP después de 20 μ s

El MPPT realizado funciona de acuerdo a la potencia máxima y el 90 % de esta por lo que se podría utilizar este MPPT para paneles solares que tengan diferentes características, solo se tendría que ajustar la constante de atenuación del sensor de potencia para ajustar el voltaje al voltaje de funcionamiento del MPPT.

LTspice es un programa gratuito que no cuenta con paneles solares para su simulación, es por eso que se investigó la manera de usar uno tomando en cuenta la irradiancia y temperatura, con esta metodología de simulación, se pueden simular sistemas mas complejos y la ventaja es que se hizo en un software con un motor de simulación SPICE por lo que esta forma de simulación se puede utilizar en algún otro software SPICE que contenga una fuente de corriente comportamental lo cual hace más accesible simular sistemas fotovoltaicos en otros programas SPICE.

Ltspice no cuenta con sensores de potencia por lo que se usó una fuente de voltaje comportamental para simular un sensor de potencia multiplicando la corriente y voltaje fotovoltaicos, esta manera funcionó muy bien para detectar la potencia ya que no afectó el correcto funcionamiento de las demás etapas de este circuito y se obtuvo un correcto sensado de la potencia.

Como trabajo a futuro relacionado a este se propone:

- Utilizar amplificadores más rápidos para reducir el rango de oscilación del punto de operación del panel.
- Hacer la implementación de esta metodología para simular un panel solar en un programa que tenga las capacidades de describir hardware o realizar operaciones matemáticas con vectores y ciclos iterativos, en este caso se usaron dos programas porque LTspice no tiene los recursos para trabajar con vectores y hacer operaciones matemáticas.
- Este trabajo se puede tomar como referencia para hacer la implementación de este sistema en un sistema real, para eso se pueden usar transistores como interruptores controlados por voltaje y como fuente de corriente en el integrador.
- En este trabajo se simuló la etapa de control de un cosechador de energía por lo que se podría usar este circuito para simular un cosechador de energía completo.

Anexo

A continuación se presenta el artículo realizado derivado de este trabajo de tesis.



SPICE Synthesis of a Solar Cell Model with Irradiance and Temperature Evaluation

Samuel Zenteno-Franco, Victor R. Gonzalez-Diaz[†], Roberto C. Ambrosio-Lazaro,
 J. Fermi Guerra-Castellanos and Gerardo Mino-Aguilar

Autonomous University of Puebla (BUAP), Faculty of Electronics Sciences

[†]E-mail: vicrodolfo.gonzalez@correo.buap.mx;

Received mmm. dd, 2016; Revision accepted mmm. dd, 2021; Crosschecked mmm. dd, 2017

Abstract: This manuscript resumes the synthesis of a reliable electrical solar cell model in LTspice. The model improves correspondence with the physical I-V and P-V behavior, evaluating the temperature and irradiance dependence with simple approximations. A few electrical parameters into script lines synthesize the nonlinear branch relationship of a voltage-controlled current source. The LTspice model includes new factors to improve the irradiance and temperature variation evaluation, which is uniform among solar cells. The results show good correspondence with physical parameters in an open-source SPICE solution, giving the possibility to design photovoltaic controlling systems taking into account the temperature and irradiance factors.

Key words: solar cell, electrical model, control system, dc-dc converter, open-source
<https://doi.org/pending>

CLC number: TP

1 Introduction

A solar cell is a device directly converting solar radiation into electrical energy through the photovoltaic effect. Photovoltaic modules (or panels) arise by connecting several cells in series/parallel, and connecting several modules in series/parallel conform photovoltaic arrays. Photovoltaic cells, panels, and arrays compose the everyday technological evolution of society as home powering and self-sustainable environments, to name a few.

Photovoltaic (PV) panels provide electrical power in remote terrestrial locations, where conventional electrical power sources are not available or are expensive to install. PV arrays supply small sensor systems or intermediate domestic setups, supplying electrical energy directly to the electrical network (Pearsall, 2017).

The increasing number of PV applications de-

mand the design of application-specific circuits and systems. The Computer Automated Design (CAD) tools have a critical role in designing these systems. Despite the number and diversity of SPICE tools to simulate the circuit design in PV systems, there is a lack of solar cell models in the most common SPICE circuit simulators. On the other hand, there are several PV system emulation tools, but these are not feasible in the design of electronic systems (Delta Solar Solutions), (PVsyst), (Laplace Systems).

The gap between PV system emulators and SPICE electrical circuit simulators complicates the design of DC-DC converters and Maximum Power Point Tracking circuits. A direct approach is an electrical model for the solar cell. Up to the publication of this manuscript, there are several models of solar cells. Among the most useful is the 1-diode approximation model. It is a simple model considering a current source and a PN junction in reverse condition (Femia et al., 2017). The simple configuration has limitations with temperature and irradiation assessment.

[†] Corresponding author

© Zhejiang University and Springer-Verlag GmbH Germany, part of Springer Nature 2020

Figura 5.1: Artículo correspondiente a la aplicación de un modelo de celda solar en SPICE.

Bibliografía

- [1] S. Romero Camacho *et al.*, “Seguidor integrado de punto de máxima potencia para un circuito de cosecha de energía,” Master’s thesis, Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, 2017.
- [2] V. K. Sachan, S. A. Imam, and M. Beg, “Energy-efficient communication methods in wireless sensor networks: A critical review,” *International Journal of Computer Applications*, vol. 39, no. 17, pp. 35–48, 2012.
- [3] “<https://www.iluminet.com/funcionamiento-paneles-fotovoltaicos-energia-solar/>.”
- [4] F. A. Silva, *Power Electronics and Control Techniques for Maximum Energy Harvesting in Photovoltaic Systems (Femia, N. et al; 2013)[Book News]*. IEEE, 2013, vol. 7, no. 3.
- [5] N. Bizon, N. M. Tabatabaei, F. Blaabjerg, and E. Kurt, *Energy harvesting and energy efficiency*. Springer, 2017.
- [6] M. H. Rashid, *Power electronics handbook*. Butterworth-Heinemann, 2017.
- [7] F. L. Tofoli, D. de Castro Pereira, and W. J. de Paula, “Comparative study of maximum power point tracking techniques for photovoltaic systems,” *International Journal of Photoenergy*, vol. 2015, 2015.
- [8] S. Chakraborty, M. G. Simões, and W. E. Kramer, *Power electronics for renewable and distributed energy systems*. Springer, 2013, vol. 99.
- [9] M. D. P. Emilio, *Microelectronic circuit design for energy harvesting systems*. Springer, 2017.
- [10] “<https://es.slideshare.net/deepakraj348/cop-25826485>,” Septiembre 2013.
- [11] “<https://solar-energia.net/energia-solar-fotovoltaica/elementos/panel-fotovoltaico>.”
- [12] E. Kabalci, Y. Kabalci, R. Canbaz, and G. Gokkus, “Single phase multilevel string inverter for solar applications,” in *2015 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*. IEEE, 2015, pp. 109–114.

- [13] T.-Y. Sea, J.-S. Ka, C.-U. Lee, and D.-H. Chung, “Mppt performance improvement of pv system using hybrid-pi controller,” in *2013 13th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2013)*. IEEE, 2013, pp. 434–436.
- [14] M. A. Eltawil and Z. Zhao, “Mppt techniques for photovoltaic applications,” *Renewable and sustainable energy reviews*, vol. 25, pp. 793–813, 2013.
- [15] V. R. Gonzalez-Diaz, S. Romero-Camacho, R. C. Ambrosio-Lazaro, G. Mino-Aguilar, E. Bonizzoni, and F. Maloberti, “A behavioral model for solar cells with transient irradiation and temperature assessment,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 90 882–90 890, 2019.
- [16] “<https://medium.com/@amattmiller/running-ltspice-from-matlab-630d551032cc>.”