



# UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DEL ESTADO DE MÉXICO

---

---



DOCTORADO EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA

FACULTAD DE INGENIERÍA

T E S I S

## CONTROL DE CONVERTIDORES PARA APLICACIONES FOTOVOLTAICAS

TESIS PRESENTADA POR: M. EN T. C. LEOPOLDO GIL ANTONIO  
PARA OBTENER EL GRADO DE DOCTOR EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA

Comité tutorial:

Dra. Martha Belem Saldivar Márquez

Dr. Otniel Portillo Rodríguez

Dr. Juan Carlos Ávila Vilchis

Enero 2019

Línea de Acentuación: Sistemas Dinámicos

---

# Resumen

En este trabajo se presenta el diseño e implementación de controladores basados en planitud diferencial para el seguimiento del punto de máxima potencia de un sistema fotovoltaico considerando variaciones en la radiación solar y en la temperatura considerando las topologías de convertidores de potencia Boost y Buck que son las más utilizadas en aplicaciones fotovoltaicas.

La técnica de planitud diferencial generalmente se emplea para el objetivo de control de seguimiento de trayectorias en sistemas no lineales. Cabe mencionar que la idea de emplear esta técnica para el seguimiento del punto de máxima potencia no había sido explorada hasta ahora.

Para el desarrollo del controlador se requieren modelos matemáticos de los convertidores de potencia. Los modelos considerados fueron tomados de la literatura clásica de sistemas electrónicos [13], [70]. Con base en los resultados presentados en [13], [67] en los que se proponen salidas planas para el convertidor Boost y Buck, se realiza una parametrización de las variables de estado y de entrada de los sistemas en términos de las salidas planas y sus derivadas.

El diseño de control propuesto sigue las etapas básicas del diseño de control basado en planitud para el seguimiento de trayectorias, pero en vez de considerar trayectorias de referencia preestablecidas, éstas se expresan en términos de la potencia máxima que un sistema fotovoltaico puede proveer. La efectividad de los controladores propuestos se valida a través de simulaciones numéricas utilizando el software Matlab<sup>®</sup>-Simulink<sup>®</sup>. El desempeño del controlador propuesto para el caso del sistema que integra un convertidor Boost es evaluado mediante pruebas experimentales usando el simulador de paneles fotovoltaicos Agilent E4351B considerando los parámetros de operación del panel solar NICOR NS-H115M54-01 y en un proto-

tipo real utilizando el panel solar Renesola Virtus II.

Los resultados obtenidos mediante las simulaciones numéricas y las pruebas experimentales muestran una operación satisfactoria del controlador propuesto. En el caso de las simulaciones numéricas se obtienen los resultados teóricos esperados correspondientes a los valores de máxima potencia. En el caso de las pruebas experimentales se obtienen valores cercanos a las potencias máximas esperadas.

---

# Abstract

This work presents the design and implementation of differential flatness-based controllers for the tracking of the maximum power point in photovoltaic systems involving the Boost and Buck power converters which operate under variations of solar irradiance and temperature.

The differential flatness technique is generally applied for the trajectory tracking task in nonlinear systems. It should be mentioned that the idea of using this technique for the tracking of the maximum power point had not been explored until now.

For the development of the controller, mathematical models of the power converters are required. The considered models were taken from the classic literature of electronic systems [13], [70]. Based on the results presented in [13], [67], where flat outputs for the Boost and Buck converters are proposed, a parameterization of the state and input variables in terms of the flat outputs and their derivatives is obtained.

The proposed control design follows the basic stages of the flatness-based trajectory tracking control, but instead of establishing predefined reference trajectories, the reference is expressed in terms of the maximum power that a photovoltaic system can provide. The controllers's effectiveness is validated through numerical simulations using Matlab<sup>®</sup>-Simulink<sup>®</sup>.

The controller performance, for the photovoltaic system involving a Boost converter, is evaluated through experimental tests with the photovoltaic panel simulator simulador de paneles fotovoltaicos Agilent E4351B considering the operating parameters of the solar panel NICOR NS-H115M54-01 and with a real prototype composed by the solar panel Renesola Virtus II. Simulation and experimental results show a satisfactory performance of the proposed control. In simulations, the expec-

ted theoretical results corresponding to the maximum power values are obtained. In experiments, the obtained maximum power values are near to those theoretically derived.

---

# Índice general

<b>Resumen</b>	<b>2</b>
<b>Abstract</b>	<b>4</b>
<b>Dedicatoria</b>	<b>6</b>
<b>Agradecimientos</b>	<b>7</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>15</b>
1.1. Antecedentes y motivación . . . . .	15
1.2. Planteamiento del problema . . . . .	16
1.3. Justificación . . . . .	17
1.4. Hipótesis . . . . .	17
1.5. Objetivos del trabajo . . . . .	18
1.6. Alcances y limitaciones . . . . .	18
1.7. Metodología . . . . .	19
1.8. Estructura del trabajo . . . . .	20
1.9. Lista de publicaciones . . . . .	21
<b>2. Marco teórico</b>	<b>22</b>
2.1. Sistema fotovoltaico . . . . .	22
2.1.1. Efecto fotovoltaico . . . . .	22
2.1.2. Celda solar . . . . .	23
2.1.3. Tipos de celdas fotovoltaicas . . . . .	24
2.1.4. Parámetros de funcionamiento de las celdas solares . . . . .	25

---

2.1.5.	Componentes del sistema fotovoltaico . . . . .	26
2.1.6.	Tipos de sistemas fotovoltaicos . . . . .	29
2.1.7.	Componentes del seguidor del punto máximo de potencia . . . . .	30
2.2.	Convertidores de potencia . . . . .	31
2.2.1.	Convertidor de potencia de CD-CD Boost . . . . .	32
2.2.2.	Convertidor de potencia de CD-CD Buck . . . . .	32
2.3.	Estado del arte . . . . .	33
2.3.1.	Perturbación y observación/Hill climbing . . . . .	34
2.3.2.	Conductancia incremental . . . . .	36
2.3.3.	Control lógico difuso . . . . .	39
2.3.4.	Redes neuronales . . . . .	40
2.3.5.	Control por relación de rizado . . . . .	42
2.3.6.	Modos deslizantes . . . . .	43
2.3.7.	Otros trabajos . . . . .	44
2.3.8.	Discusión . . . . .	47
<b>3.</b>	<b>Modelado matemático del sistema fotovoltaico</b>	<b>49</b>
3.1.	Modelo matemático de una celda solar . . . . .	49
3.2.	Modelo matemático de un panel fotovoltaico . . . . .	51
3.3.	Simulación del panel fotovoltaico . . . . .	52
3.4.	Modelos de convertidores de potencia CD-CD Buck y Boost . . . . .	55
3.4.1.	Modelo del convertidor Buck . . . . .	55
3.4.2.	Modelo del convertidor Boost . . . . .	57
<b>4.</b>	<b>Control basado en la técnica de planitud diferencial para el seguimiento de trayectorias</b>	<b>60</b>
4.1.	Planitud diferencial . . . . .	60
4.2.	Control en lazo abierto para el convertidor Boost . . . . .	61
4.3.	Control en lazo cerrado para el convertidor Boost . . . . .	66
4.4.	Control en lazo abierto para el convertidor Buck . . . . .	69
4.5.	Control en lazo cerrado para el convertidor Buck . . . . .	70
4.6.	Análisis de resultados . . . . .	72

---

<b>5. Control para el seguimiento del punto de máxima potencia</b>	<b>73</b>
5.1. Diseño de un controlador para el SPMP basado en la propiedad de planitud diferencial del convertidor Boost . . . . .	74
5.1.1. Control en lazo abierto para el SPMP usando un convertidor Boost . . . . .	76
5.1.2. Control en lazo cerrado para el SPMP usando un convertidor Boost . . . . .	80
5.2. Implementación en tiempo real del controlador para el SPMP usando un convertidor Boost . . . . .	86
5.2.1. Implementación del controlador basado en planitud diferencial en un simulador de paneles fotovoltaicos . . . . .	86
5.2.2. Implementación del controlador basado en planitud diferencial en el panel solar Virtus II . . . . .	93
5.3. Diseño de un controlador basado en planitud diferencial para el SPMP usando el convertidor Buck . . . . .	96
5.3.1. Simulaciones del control en lazo cerrado . . . . .	99
5.4. Análisis de resultados . . . . .	101
<b>6. Conclusiones</b>	<b>103</b>
6.1. Perspectivas a futuro . . . . .	104
Referencias . . . . .	105
<b>A. Especificaciones de panel fotovoltaico Virtus II</b>	<b>114</b>
<b>B. Diagrama del circuito sensor de corriente</b>	<b>117</b>
<b>C. Diagrama del circuito sensor de voltaje</b>	<b>119</b>
<b>D. Especificaciones del simulador Agilent E4351B</b>	<b>121</b>

---

# Índice de figuras

1.1. Características de una celda solar I-V y P-V (modificada de [5]). Punto de máxima potencia (PMP), corriente en el PMP ( $I_{PMP}$ ) y voltaje en el PMP ( $V_{PMP}$ ). . . . .	16
2.1. Efecto fotovoltaico (modificada de [7]). . . . .	23
2.2. Arreglo fotovoltaico (modificada de [8]). . . . .	24
2.3. Parámetros de operación del panel solar Virtus II (véase la hoja de especificaciones en el Apéndice A). . . . .	27
2.4. Componentes del sistema fotovoltaico (modificada de [8]). . . . .	28
2.5. Estructura del panel solar (modificada de [7]). . . . .	28
2.6. Sistema fotovoltaico conectado a la red (modificada de [8]). . . . .	30
2.7. Sistema fotovoltaico autónomo (modificada de [8]). . . . .	30
2.8. Sistema fotovoltaico híbrido (modificado de [8]). . . . .	31
2.9. Diagrama electrónico del convertidor de potencia Boost [13]. . . . .	32
2.10. Modos de operación del convertidor Boost [13]. . . . .	33
2.11. Diagrama electrónico del convertidor de potencia Buck [13]. . . . .	33
2.12. Diagrama de flujo del método P&O (modificada de [24]), donde $i$ representa el estado de tiempo actual e $i-l$ representa un estado de tiempo previo. . . . .	35
2.13. Diagrama de flujo del método Hill Climbing para el SPMP. (modificada de [24]). . . . .	36
2.14. Algoritmo del método conductancia incremental (modificado de [4]). . . . .	38
2.15. Diagrama de flujo del control de lógica difusa (modificado de [27]). . . . .	39
2.16. Ejemplo de una red neuronal (modificado de [4]). . . . .	41

3.1. Representación eléctrica de una celda solar [10]. . . . .	50
3.2. Efectos de la radiación solar en las características eléctricas del panel fotovoltaico Virtus II. . . . .	53
3.3. Efectos de la temperatura en las características eléctricas del panel fotovoltaico Virtus II. . . . .	53
3.4. Efectos de la variación de $R_s$ en las características eléctricas del panel fotovoltaico Virtus II. . . . .	54
3.5. Convertidor Buck con interruptor ideal (modificado de [13]). . . . .	56
3.6. Modos de operación del convertidor Buck. . . . .	56
3.7. Convertidor Boost con interruptor ideal (modificado de [13]). . . . .	57
3.8. Modos de operación del convertidor Boost. . . . .	58
4.1. Respuesta del sistema al control en lazo abierto basado en planitud definido en la Proposición 4.2.1 dado por (4.17). . . . .	65
4.2. Respuesta del sistema al control basado en planitud diferencial en lazo cerrado definido por la Proposición 4.3.1 considerando un voltaje de referencia de 50 V. . . . .	68
4.3. Respuesta del sistema al control en lazo cerrado definido por la Proposición 4.3.1 considerando un voltaje de referencia variante. . . . .	68
4.4. Respuesta del sistema al control en lazo abierto basado en planitud definido en la Proposición 4.4.1 por (4.31). . . . .	70
4.5. Respuesta del sistema al control en lazo cerrado basado en planitud definido en la Proposición 4.5.1 para un voltaje de referencia de 24 V. . . . .	72
4.6. Respuesta del sistema al control en lazo cerrado basado en planitud definido en la Proposición 4.5.1 considerando como referencia una señal sinodal. . . . .	72
5.1. Diagrama a bloques del sistema fotovoltaico. . . . .	75
5.2. Diagrama a bloques del control propuesto. . . . .	76
5.3. Resultados de la simulación considerando una radiación solar constante $800 \text{ W/m}^2$ y una variación en la temperatura ( <b>Caso 1</b> ). . . . .	78

---

5.4. Resultados de la simulación considerando una temperatura constante de 25 °C y un aumento de la radiación solar de 500 a 1000 W/m <sup>2</sup> ( <b>Caso 2</b> ). . . . .	79
5.5. Resultados de la simulación considerando una radiación solar variable y un cambio en la temperatura ( <b>Caso 3</b> ). . . . .	79
5.6. Diagrama a bloques del control en lazo cerrado. . . . .	81
5.7. Resultados de la simulación considerando una radiación solar constante 800 W/m <sup>2</sup> y una variación en la temperatura ( <b>Caso 1</b> ). . . . .	82
5.8. Resultados de la simulación considerando un cambio en la radiación solar de 500 a 1000 W/m <sup>2</sup> con una temperatura constante ( <b>Caso 2</b> ). . . . .	83
5.9. Comparación de técnicas de control para el SPMP. . . . .	84
5.10. Comparación de algoritmos para el SPMP considerando cambios en la radiación solar ( <b>Caso 3</b> ). . . . .	85
5.11. Esquema general de la configuración experimental del sistema fotovoltaico. . . . .	87
5.12. Implementación experimental del sistema fotovoltaico. . . . .	87
5.13. Relaciones I-V y P-V del panel solar NICOR. . . . .	88
5.14. Resultados obtenidos con el simulador de paneles fotovoltaicos. . . . .	89
5.15. Resultados en tiempo real considerando variaciones en la radiación solar. . . . .	90
5.16. Resultados en tiempo real considerando variaciones en la radiación solar. . . . .	91
5.17. Resultados en tiempo real considerando variaciones en la radiación solar. . . . .	92
5.18. Panel solar Virtus II. . . . .	93
5.19. Resultados obtenidos con el panel fotovoltaico Virtus II ante condiciones de radiación y temperatura de 510 W/m <sup>2</sup> y 30 °C, respectivamente. . . . .	94
5.20. Resultados de la simulación con una radiación solar de 510 W/m <sup>2</sup> . . . . .	94
5.21. Resultados de la prueba con el panel solar Virtus II considerando una radiación solar de 900 W/m <sup>2</sup> . . . . .	95
5.22. Resultados de la simulación con una radiación solar de 900 W/m <sup>2</sup> . . . . .	95
5.23. Diagrama a bloques del control para el SPMP utilizando el convertidor Buck. . . . .	98

---

5.24. Resultados de la simulación considerando una radiación solar constante de $800 \text{ W/m}^2$ y una variación en la temperatura. . . . .	100
5.25. Resultados de la simulación considerando un aumento en la radiación solar de $500$ a $800 \text{ W/m}^2$ con una temperatura constante. . . . .	100
5.26. Resultados de la simulación considerando una radiación solar variable.	101

---

# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Antecedentes y motivación

Durante muchos años los combustibles de origen fósil han sido la fuente de energía primaria en el mundo, sin embargo, estos recursos se consideran finitos. Por otra parte, ante la amenaza del cambio climático por el calentamiento global debido a la quema de combustibles de origen fósil, se han buscado fuentes energía renovable como el sol y el viento. La energía solar es considerada una fuente de energía prometedora debido a su abundancia casi en cualquier lugar. Por esta razón, las tecnologías solares que utilizan Paneles Fotovoltaicos (PF) han penetrado en el mercado de la producción de energía eléctrica teniendo las ventajas de trabajar en silencio y bajo costo de mantenimiento. Para obtener la energía del sol se utilizan paneles fotovoltaicos que convierten directamente la luz solar en electricidad a través de celdas solares que aprovechan el efecto fotoeléctrico.

Debido a los altos costos iniciales de los sistemas de generación de energía eléctrica a través de PF y a su baja eficiencia de conversión (entre 15 y 17% [1]), es necesario que los sistemas siempre operen en el Punto de Máxima Potencia (PMP) que representa la máxima cantidad de energía que se puede extraer del PF considerando variaciones en la radiación solar y en la temperatura. Para obtener este valor, es necesario utilizar sistemas para el Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (SPMP) que permiten de manera automática alcanzar el PMP del PF (Figura 1.1).

El objetivo de los sistemas para el SPMP es extraer la máxima potencia de los sis-

temas fotovoltaicos considerando variaciones en la radiación solar y en la temperatura, así como condiciones de sombras. Un reto importante en los sistemas fotovoltaicos es hacer frente a sus características no lineales de corriente-voltaje (I-V) que genera un único PMP en su relación potencia-voltaje (P-V). El proceso de seguir el PMP se complica por el hecho de que la relación P-V varía de acuerdo con las condiciones climáticas. El SPMP no sólo permite un aumento en la potencia entregada por los paneles fotovoltaicos a la carga del sistema, sino que también aumenta la vida útil de funcionamiento de la instalación fotovoltaica [2]. Una variedad de métodos para el SPMP se han desarrollado e implementado [3], [4]. Estos métodos pueden clasificarse de acuerdo con sus características: tipo de sensores que emplean, velocidad de convergencia al PMP, costos, eficiencia, requisitos de hardware y popularidad [4]. Los métodos existentes resuelven el problema del SPMP adecuadamente. Sin embargo, hay que mencionar que todos presentan ciertas ventajas y desventajas, por lo que su elección depende del tipo de aplicación considerada, como se explicará en la Sección 2.3.

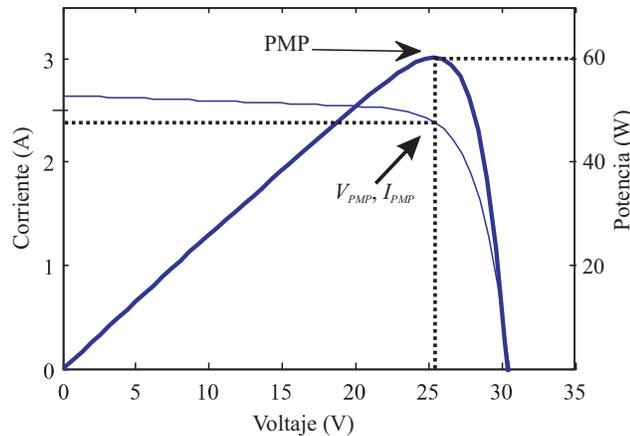


Figura 1.1: Características de una celda solar I-V y P-V (modificada de [5]). Punto de máxima potencia (PMP), corriente en el PMP ( $I_{PMP}$ ) y voltaje en el PMP ( $V_{PMP}$ ).

## 1.2. Planteamiento del problema

Uno de los principales inconvenientes en la generación de energía eléctrica a través de paneles fotovoltaicos es la pérdida de energía provocada por las variaciones

en las condiciones meteorológicas. Por esta razón, es indispensable que los sistemas fotovoltaicos cuenten con un método para seguir el PMP que sea capaz de operar ante variaciones en la radiación solar y en la temperatura.

Los métodos existentes para el SPMP se basan principalmente en el análisis del comportamiento del sistema con respecto a las variaciones de los parámetros de voltaje y corriente. Sin embargo, ninguno de estos métodos ha explorado la posibilidad de resolver el problema a través de un análisis de las propiedades intrínsecas del convertidor involucrado. En este proyecto se plantea diseñar estrategias de control para el SPMP de un sistema fotovoltaico en el que las propiedades estructurales del convertidor de potencia jueguen un rol crucial.

### 1.3. Justificación

La teoría de control ofrece poderosas herramientas para el diseño de algoritmos que garanticen que los sistemas dinámicos tengan un comportamiento deseado. Uno de los objetivos de control más comunes es el seguimiento de trayectorias; diversas técnicas de control se han desarrollado en este sentido, por ejemplo, el control por modos deslizantes y el método de planitud diferencial.

Las estrategias de control propuestas en este trabajo permitirán atacar el problema desde un enfoque diferente haciendo uso de una de las herramientas de la teoría de control para sistemas no lineales: la propiedad de planitud diferencial. Se espera que los resultados obtenidos puedan subsanar algunas de las deficiencias de los métodos existentes, como por ejemplo, las oscilaciones alrededor del PMP y las fallas ante súbitas variaciones en las condiciones meteorológicas.

### 1.4. Hipótesis

El desarrollo de una estrategia de control novedosa basada en las propiedades estructurales (cualidades intrínsecas) del modelo matemático de un arreglo fotovoltaico permitirá realizar el seguimiento del punto de máxima potencia en presencia de variaciones en la radiación solar y en la temperatura.

## 1.5. Objetivos del trabajo

El objetivo general de este trabajo es el diseño e implementación de controladores para el seguimiento del punto de máxima potencia de sistemas fotovoltaicos capaces de operar ante variaciones en la radiación solar y en la temperatura.

Los objetivos particulares son:

- 1.- Elegir modelos matemáticos que describan de manera precisa los sistemas fotovoltaicos en los que se utilicen los convertidores Buck y Boost.
- 2.- Analizar la estabilidad de los sistemas fotovoltaicos.
- 3.- Analizar las propiedades estructurales de los convertidores para proponer controles para el seguimiento de trayectorias.
- 4.- Con base en los métodos de control propuestos para el seguimiento de trayectorias, diseñar controladores para el SPMP en los sistemas fotovoltaicos.
- 5.- Evaluar el desempeño de los controladores para el SPMP utilizando el software Matlab<sup>®</sup>-Simulink<sup>®</sup> y verificar la factibilidad de su implementación.
- 6.- Diseñar y construir un prototipo del convertidor de potencia.
- 7.- Integrar el sistema mediante la conexión del panel fotovoltaico y el convertidor de potencia.
- 8.- Validar la ley de control propuesta para el SPMP a través de pruebas experimentales.

## 1.6. Alcances y limitaciones

En este trabajo de investigación se desarrolló un control para el seguimiento de la máxima potencia de un arreglo fotovoltaico considerando cambios en la radiación solar y en la temperatura. Además, se construyó una planta experimental para la validación del control y se realizó un análisis comparativo para resaltar el desempeño

del enfoque propuesto con respecto a las técnicas clásicas perturbación y observación (P&O) y conductancia incremental (IncCond) utilizadas para seguir el PMP.

El sistema fotovoltaico bajo estudio se consideró como una configuración independiente (*Standalone*). Las pruebas experimentales se desarrollaron utilizando el panel fotovoltaico de silicio Virtus II que tiene una potencia máxima de salida de 250 W. Este panel solar fue adquirido debido a que es uno de los modelos comerciales más populares. Para los tiempos de experimentación en tiempo real se consideraron pruebas de 15 segundos debido a que con tiempos mayores la tarjeta que se utilizó para implementar el control no funcionaba. Por otro lado, para las simulaciones se tomó un tiempo de 2.5 segundos, tiempo suficiente para observar la respuesta del controlador ante cambios en la radiación solar y de la temperatura. Así mismo, la carga del sistema es puramente resistiva y se consideró que la instalación del panel fotovoltaico es fija.

## 1.7. Metodología

La metodología propuesta en este trabajo para alcanzar los objetivos planteados consta de las siguientes etapas:

1. Revisión bibliográfica.

- \* Trabajo de investigación teórica sobre el estado del arte de las técnicas de modelado y control de los sistemas fotovoltaicos.
- \* Trabajo de investigación teórica sobre el modelado de los paneles fotovoltaicos y de los convertidores de potencia Boost y Buck.

2. Análisis del comportamiento dinámico del sistema.

- \* Análisis de estabilidad utilizando técnicas de Lyapunov debido a que es la herramienta universal más aceptada para el análisis de estabilidad en el dominio del tiempo para sistemas lineales y no lineales [6].

3. Diseño del control.

- \* Diseño y síntesis de una estrategia de control para el SPMP de un sistema fotovoltaico en configuración independiente (*Standalone*) sujeto a variaciones en las condiciones meteorológicas.
- \* Evaluación del desempeño de la ley de control mediante simulaciones.
- \* Análisis comparativo de la estrategia de control propuesta con los métodos Perturbación & Observación y Conductancia Incremental.

#### 4. Pruebas experimentales.

- \* Elaboración de un prototipo de laboratorio para la ejecución de pruebas experimentales.
- \* Implementación del controlador propuesto y evaluación de su desempeño.

## 1.8. Estructura del trabajo

El trabajo se divide en 6 capítulos, los cuales se distribuyen de la siguiente manera: En el capítulo 2 se describen aspectos generales de los sistemas fotovoltaicos como: tipos de celdas, parámetros de funcionamiento de las celdas solares, tipos de sistemas fotovoltaicos, aspectos generales de los convertidores de potencia y además, se mencionan los antecedentes relacionados con el desarrollo de técnicas de control para el seguimiento del punto máximo de potencia de los sistemas fotovoltaicos. Los modelos matemáticos de la celda fotovoltaica y los convertidores de potencia se presentan en el capítulo 3, los cuales se utilizarán para el desarrollo del control para el seguimiento del punto de máxima potencia. Así mismo, el capítulo 4 presenta los aspectos relacionados con el diseño de la ley de control para la tarea del seguimiento de trayectorias para el convertidor Buck y Boost, estas leyes de control se simulan y se validan a través de Matlab<sup>®</sup>-Simulink<sup>®</sup>. En el capítulo 5, se presentan el desarrollo de un controlador para el seguimiento del punto de máxima potencia el cual es validado a través de simulaciones con el software Matlab<sup>®</sup>-Simulink<sup>®</sup> y las pruebas experimentales utilizando un prototipo de prueba. Entre tanto, en el capítulo 6 se presentan las conclusiones del trabajo, así como los trabajos a futuro.

## 1.9. Lista de publicaciones

- L. Gil-Antonio, M. B. Saldivar-Marquez and O. Portillo-Rodriguez “Maximum power point tracking techniques in photovoltaic systems: A brief review,” *2016 13th International Conference on Power Electronics (CIEP)*, 2016.

---

# Capítulo 2

## Marco teórico

La generación de energía eléctrica por medio de celdas fotovoltaicas, fabricadas con materiales semiconductores que utilizan el efecto fotovoltaico para generar corriente eléctrica cuando sobre ellas incide la radiación solar, actualmente tiene un gran auge debido a que se considera una fuente de energía renovable. La corriente eléctrica generada a partir de celdas solares actualmente tiene diferentes aplicaciones, por ejemplo: proporcionar energía eléctrica en zonas aisladas o donde no hay acceso una red eléctrica convencional, señalización vial, sistemas de comunicaciones, satélites, automóviles, entre otros. En este capítulo se revisarán aspectos generales de los componentes de un sistema fotovoltaico, se describen los relacionados con los paneles fotovoltaicos, posteriormente se exponen características generales de los convertidores de potencia para finalmente hacer una revisión de los trabajos en los que se desarrollan diferentes técnicas de control para obtener el PMP de los PF.

### 2.1. Sistema fotovoltaico

#### 2.1.1. Efecto fotovoltaico

Cuando la luz incide sobre la celda solar que está formada por dos semiconductores tipo P y tipo N, los fotones que entran al material semiconductor pueden ser reflejados, absorbidos o transmitir energía a los electrones (Figura 2.1), haciendo que estos tengan la suficiente energía y se conviertan en electrones libres para moverse

fuera del semiconductor a través de un circuito exterior produciéndose así una corriente eléctrica. Los electrones libres, tras recorrer el circuito vuelven a entrar por el semiconductor tipo P del lado opuesto de la celda.

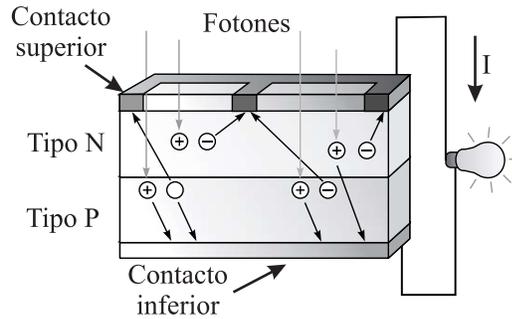


Figura 2.1: Efecto fotovoltaico (modificada de [7]).

Los materiales semiconductores que forman las celdas fotovoltaicas en ningún momento almacenan energía, sino que transforman la radiación solar en corriente eléctrica. No todos los fotones que inciden sobre la celda producen la misma cantidad de electricidad por el efecto fotovoltaico, ya que esto varía de acuerdo con la longitud de onda del fotón y se considera que algunos tipos de fotones son más apropiados que otros para producir corriente eléctrica [7]. También se debe hacer la consideración que existen diferentes tipos de materiales semiconductores usados en la construcción de celdas fotovoltaicas que tienen diferentes valores de eficiencia y generación de corriente eléctrica.

### 2.1.2. Celda solar

El elemento básico de un sistema fotovoltaico es la celda solar que convierte directamente la radiación solar en corriente eléctrica utilizando el efecto fotoeléctrico. Una celda solar típica consiste en la unión de materiales semiconductores tipo P y tipo N, similar a un diodo. El material semiconductor más usado en la construcción de las celdas solares es el silicio debido a su bajo costo en comparación con otros materiales. Dependiendo de los materiales con que se construya una celda solar se tienen diferentes valores de eficiencia y costo [10]. Físicamente la celda solar consiste en un material fotovoltaico, conexiones metálicas, capa anti reflejante y materiales mecánicos de soporte. Con el fin de obtener los voltajes y salidas apropiadas para

diferentes aplicaciones, las celdas solares se conectan en serie para obtener un mayor voltaje o en paralelo para obtener una mayor corriente. A partir de lo anterior se forman módulos fotovoltaicos los cuales al conectarse con otros módulos forman un panel fotovoltaico. Esta matriz de celdas se encapsula generalmente en un marco de aluminio o acero inoxidable y se cubre con vidrio transparente el lado frontal (Figura 2.2).

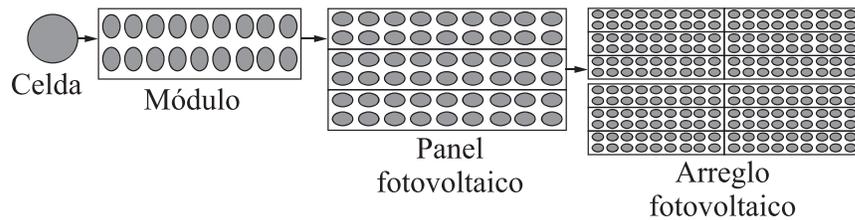


Figura 2.2: Arreglo fotovoltaico (modificada de [8]).

### 2.1.3. Tipos de celdas fotovoltaicas

Existen diferentes tecnologías en la fabricación de celdas fotovoltaicas que se utilizan actualmente, considerando que cada una tiene diferentes características. Los tipos de paneles solares que se pueden encontrar en el mercado son:

#### Celdas monocristalinas

Las celdas monocristalinas se componen de secciones de un único cristal de silicio, basadas en secciones de una barra de silicio perfectamente cristalizado en una sola pieza. En el laboratorio se han alcanzado rendimientos máximos del 25 % para este tipo de paneles, pero en la realidad los paneles comerciales rondan entre un 16 % de eficiencia en la conversión de energía solar a eléctrica [19]. La desventajas de estas celdas es que su proceso de manufactura es complicado y resulta un poco más costoso que las otras tecnologías.

#### Celdas policristalinas

Los materiales son semejantes a las celdas monocristalinas, pero en este caso el proceso de cristalización del silicio es diferente. Los paneles policristalinos se basan

en secciones de una barra de silicio que se ha estructurado desordenadamente en forma de pequeños cristales. Son visualmente muy reconocibles por presentar en su superficie un aspecto granulado. Las celdas policristalinas proporcionan rendimientos de hasta un 19.8% en laboratorio, y de un 14% aproximadamente en módulos comerciales [19]. Las celdas policristalinas son más baratas de producir que las monocristalinas, pero su eficiencia es un poco inferior.

### Celdas amorfas

Por las características físicas del silicio cristalizado, los paneles fabricados siguiendo esta tecnología presentan un grosor considerable. Las celdas amorfas en lugar de tener una estructura cristalina se componen de diferentes capas delgadas homogéneas y son capaces de absorber más eficientemente la luz que las cristalinas, pueden ser rígidas o flexibles. Su mayor desventaja es su eficiencia. Paneles de este tipo son habitualmente empleados para pequeños dispositivos electrónicos (calculadoras, relojes) y pequeños paneles portátiles. La eficiencia de este tipo de celdas es de aproximadamente un 13% en condiciones de laboratorio y para los módulos comerciales es de alrededor del 8% [19].

En complemento a los ejemplos de celdas mencionadas se tienen: las de Teluro de Cadmio, Cobre, Indio, Galio y otros. Otras tendencias en la construcción de celdas solares sugieren la utilización de polímeros, nanotecnología y materiales orgánicos [10].

#### 2.1.4. Parámetros de funcionamiento de las celdas solares

El comportamiento eléctrico de los paneles fotovoltaicos está dado por una serie de curvas de la corriente contra el voltaje (I-V) y el voltaje contra la potencia (V-P) que especifican los diferentes valores de corriente y potencia que genera un panel fotovoltaico en términos del voltaje (véase la Sección 3.3).

#### Corriente de corto circuito

La corriente de cortocircuito,  $I_{SC}$ , es la corriente que se obtiene de la celda fotovoltaica cuando el voltaje en las terminales de salida tiene un valor de cero volts

(corto circuito); se considera que es la máxima corriente que se puede obtener de la celda [9], [10].

### **Voltaje de circuito abierto**

El voltaje de circuito abierto,  $V_{OC}$ . Es el valor del voltaje de salida de la celda fotovoltaica considerando que no está conectada a ninguna carga, razón por la cual se considera que la corriente es cero; constituye el máximo voltaje que se puede extraer de una celda solar [9], [10].

### **Punto Máximo de Potencia**

El PMP representa la máxima cantidad energía que se le puede extraer al PF considerando variaciones en la radiación solar y temperatura, este punto se obtiene mediante el producto de la corriente y el voltaje en el PMP denotados por  $I_{PMP}$  y  $V_{PMP}$  respectivamente. La Figura 2.3 muestra las curvas I-V y P-V de un panel fotovoltaico donde se identifican diferentes parámetros como el voltaje en circuito abierto  $V_{OC}$ , corriente en corto circuito  $I_{SC}$ , punto de máxima potencia, así mismo se identifican los valores del voltaje y corriente en el PMP [9], [10].

### **Irradiancia**

Irradiancia es la cantidad instantánea de radiación solar incidente sobre una superficie, sus unidades más comunes son: watts por metro cuadrado ( $W/m^2$ ) o kilowatt por metro cuadrado ( $kW/m^2$ ) [14]. La densidad de radiación solar que incide en la capa exterior de la atmósfera es aproximadamente  $1.373 kW/m^2$ , pero sólo una parte de esta radiación incide sobre la superficie de la tierra que se estima tiene un valor de un  $1 kW/m^2$  [10].

#### **2.1.5. Componentes del sistema fotovoltaico**

Los sistemas fotovoltaicos en forma general, pueden tener los siguientes componentes (Figura 2.4). La aportación derivada de este trabajo tiene lugar en el elemento del sistema regulador y de control.

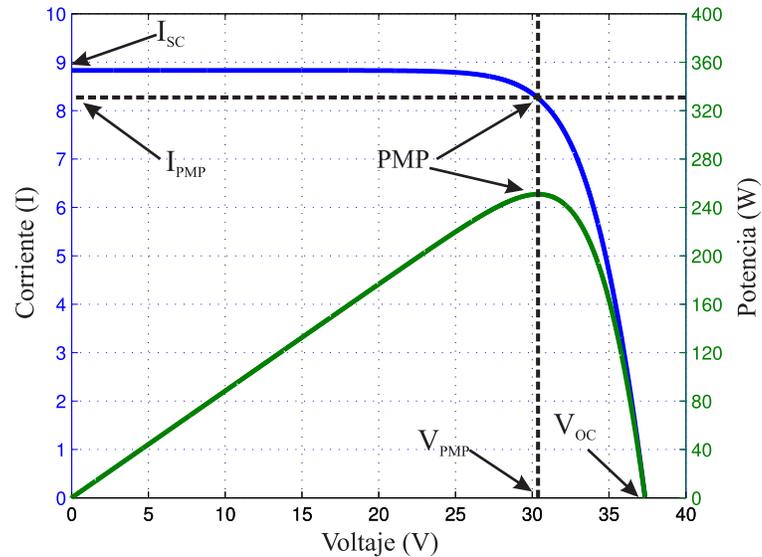


Figura 2.3: Parámetros de operación del panel solar Virtus II (véase la hoja de especificaciones en el Apéndice A).

## Panel solar

Como se mencionó previamente, el panel solar o módulo fotovoltaico es un conjunto de celdas fotovoltaicas conectadas en serie o en paralelo, que tiene como función convertir la radiación solar que incide sobre ellas en electricidad. Las celdas son encapsuladas y montadas sobre una estructura que proporciona una resistencia mecánica y además, facilita la disipación del calor y conexión de las mismas (Figura 2.5) [7].

## Almacenamiento

La unidad de almacenamiento tiene como función acumular la energía eléctrica generada que no está siendo utilizada por las cargas del sistema, ya que la radiación solar es variable y no puede garantizarse el suministro de energía en todo momento, además hay que considerar que esta energía almacenada sirve para alimentar el sistema durante la noche o cuando el sistema fotovoltaico no provee el voltaje necesario para los diferentes dispositivos. El sistema de almacenamiento generalmente está compuesto por baterías conectadas en serie o en paralelo. Existen varios tipos de

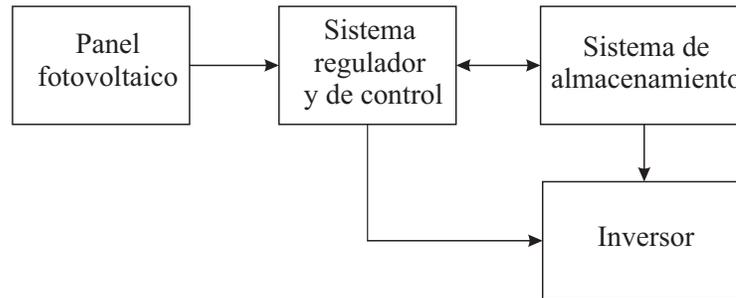


Figura 2.4: Componentes del sistema fotovoltaico (modificada de [8]).

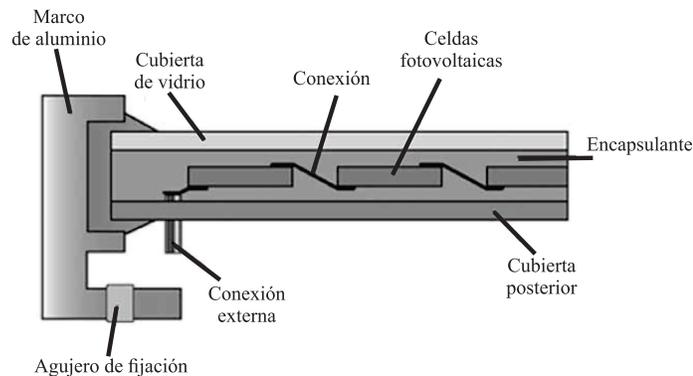


Figura 2.5: Estructura del panel solar (modificada de [7]).

baterías disponibles, tales como: plomo-ácido, níquel-cadmio, litio, bromuro de zinc, cloruro de zinc, azufre de sodio, entre otras. De los distintos tipos de baterías que son empleadas, las de plomo-ácido son las que mejor se adaptan a los sistemas fotovoltaicos, de hecho, más del 90 % de las que se ofrecen comercialmente corresponde a este tipo de baterías [7].

### Sistema regulador y de control

El regulador tiene como función evitar situaciones de sobrecarga de las baterías para prolongar su vida útil, es decir, su misión es garantizar la carga suficiente a las baterías y evitar el exceso de carga. Además cuando la batería está alimentando las cargas del sistema, el regulador sirve para evitar la descarga excesiva de la misma [8]. El control tiene la función de mantener al sistema en el PMP para lo cual genera una señal que mantiene al sistema obteniendo la máxima potencia del panel fotovoltaico a pesar de los cambios en la radiación solar debido a las variaciones climáticas.

## **Inversor**

El inversor tiene la función de cambiar la corriente directa producida por el panel fotovoltaico o las baterías a una corriente alterna que se utiliza en algunas cargas del sistema. Cuando el arreglo fotovoltaico está conectado a la red eléctrica el inversor sirve como interfaz entre los paneles fotovoltaicos y la red [7], [8].

Las partes mencionadas anteriormente son para instalaciones con un carácter general ya que en función de las necesidades del usuario pueden generarse diferentes configuraciones donde no necesariamente todos los elementos mencionados aparezcan. Las configuraciones más comunes son: la independiente, la conectada a la red eléctrica y la híbrida.

### **2.1.6. Tipos de sistemas fotovoltaicos**

Los sistemas fotovoltaicos se clasifican principalmente en tres clases: los sistemas fotovoltaicos conectados a la red, los independientes o autónomos y los híbridos.

#### **Sistemas fotovoltaicos conectados a la red**

Estos sistemas se conectan a la red eléctrica a través de una unidad de acondicionamiento que está diseñada para trabajar con la red en paralelo. La unidad de acondicionamiento puede incluir un sistema para el SPMP, un inversor y una interfaz para hacer la conexión a la red eléctrica. Los que cuentan con ella tienen la ventaja de que en caso de que se genere un exceso de corriente eléctrica pueden entregarla a la red, por otro lado, cuando no es suficiente la energía proporcionada por los paneles fotovoltaicos, la red puede proveerla. Además, los sistemas que cuentan con un sistema de almacenamiento proporcionan electricidad a los circuitos críticos del sistema en caso de una falla en la red eléctrica [8]. En la Figura 2.6 se muestra un ejemplo de estos sistemas.

#### **Sistemas autónomos o independientes**

Estos sistemas son usados habitualmente en áreas donde la red eléctrica no existe o es de difícil acceso. Las instalaciones autónomas generalmente cuentan con un sistema de baterías, un controlador de carga, un sistema para el seguimiento del

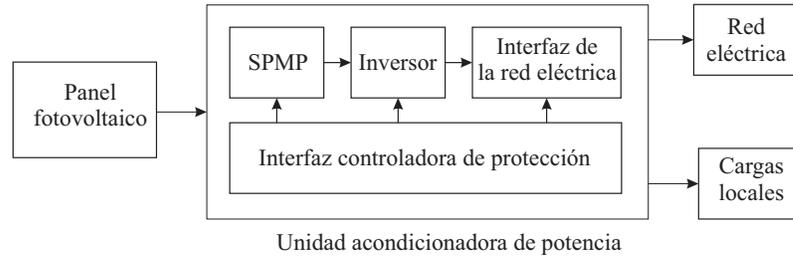


Figura 2.6: Sistema fotovoltaico conectado a la red (modificada de [8]).

PMP y un inversor en caso de contar con cargas que manejen corriente alterna (Figura 2.7) [8]. Este tipo de sistema es el que se considera en este trabajo.

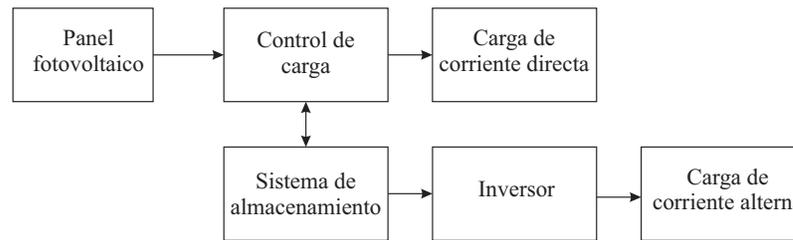


Figura 2.7: Sistema fotovoltaico autónomo (modificada de [8]).

## Sistemas híbridos

Son sistemas donde se combinan los paneles fotovoltaicos con otro tipo de generador de electricidad que puede ser también un sistema que funcione con energía renovable, por ejemplo, turbinas eólicas, o un sistema convencional como los motores de combustión interna [7]. La Figura 2.8 muestra un ejemplo de estos sistemas.

### 2.1.7. Componentes del seguidor del punto máximo de potencia

Generalmente los sistemas fotovoltaicos utilizan tres componentes: un convertidor de CD-CD, un sistema de control y un componente seguidor.

El convertidor de potencia es el núcleo para el suministro de energía y para obtener el PMP proporcionando un voltaje o corriente que corresponda al punto de máxima potencia de acuerdo con las condiciones climáticas. Para obtenerlo es

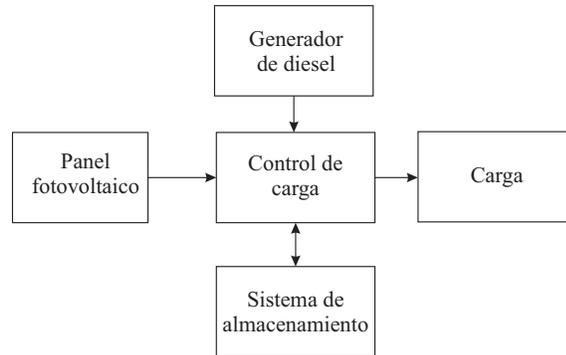


Figura 2.8: Sistema fotovoltaico híbrido (modificado de [8]).

necesario utilizar un controlador que continuamente mida el voltaje o corriente del arreglo fotovoltaico y genere una señal de control que modifique el ciclo de trabajo del convertidor. Para este propósito se han aplicado diferentes técnicas de control que tienen distintos grados de complejidad para su implementación y desarrollo.

## 2.2. Convertidores de potencia

Los convertidores de CD-CD son utilizados en las fuentes de alimentación conmutada, así como en los sistemas fotovoltaicos, control de motores, automóviles eléctricos, entre otros. Debido a que pueden trabajar a altas frecuencias el tamaño de sus componentes: inductores, capacitores y transformadores reducen su dimensión y peso. Las funciones de un convertidor de potencia de CD-CD son [8]:

- Transformar un voltaje de CD a otro de mayor o menor magnitud.
- Regular el voltaje de salida aunque haya variaciones en la resistencia de carga.
- Proveer aislamiento entre la fuente de entrada y en la carga.
- Evitar la interferencia electromagnética hacia las cargas.

Así mismo los convertidores de CD-CD pueden trabajar en modo de conducción de corriente continua o modo de conducción de corriente discontinua. En la práctica los convertidores de potencia pueden trabajar en ambos modos los cuales tienen características diferentes. Por lo cual, en el diseño de un convertidor y su control

debe tomarse esto en consideración [11]. En este trabajo se consideran sistemas fotovoltaicos compuestos por convertidores Boost y Buck debido a que estos son los más comunes en sistemas fotovoltaicos independientes [12].

### 2.2.1. Convertidor de potencia de CD-CD Boost

El convertidor de potencia tipo Boost se considera como elevador de voltaje ya que su salida tiene una amplitud de voltaje mayor que la de entrada, que variará de acuerdo con el ciclo de trabajo del convertidor. El diagrama electrónico del convertidor Boost se muestra en la Figura 2.9, note que consta de un interruptor de dos posiciones  $u = 1$  y  $u = 0$ , una fuente de voltaje ( $E$ ), un capacitor ( $C$ ), un inductor ( $L$ ) y una resistencia de carga ( $R$ ).

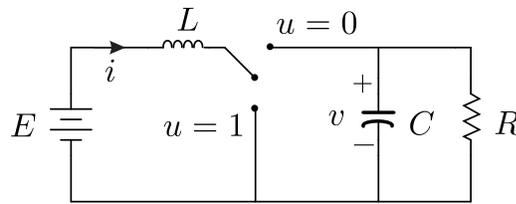


Figura 2.9: Diagrama electrónico del convertidor de potencia Boost [13].

Cuando  $u = 1$ , no existe conexión entre la fuente de voltaje y la carga del sistema. Durante este periodo de tiempo se produce un aumento gradual en la corriente del inductor considerando que la caída de potencial es despreciable debido a la resistencia del inductor y el conmutador. El diagrama electrónico cuando  $u = 1$ , se observa en la Figura 2.10a. Por otro lado, cuando  $u = 0$  se genera el paso de energía entre la fuente de voltaje  $E$  y la carga del sistema. Durante este periodo de tiempo el inductor se opone a un cambio repentino en la corriente produciendo una fuerza electromotriz entre las terminales del mismo y con esto, un aumento en el voltaje de salida del convertidor  $v$ . El diagrama electrónico de funcionamiento del convertidor Boost considerando que  $u = 0$  se ilustra en la Figura 2.10b.

### 2.2.2. Convertidor de potencia de CD-CD Buck

El diagrama electrónico del convertidor Buck o reductor de voltaje se muestra en la Figura 2.11, note que tiene como entrada un voltaje ( $E$ ), un interruptor ideal con

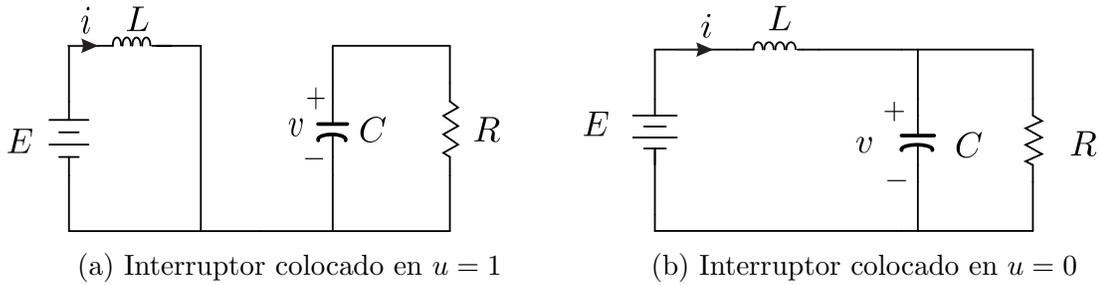


Figura 2.10: Modos de operación del convertidor Boost [13].

dos posiciones  $u = 1$  y  $u = 0$ , un inductor ( $L$ ), un capacitor ( $C$ ) y una resistencia de carga ( $R$ ). Este convertidor de potencia es conocido como Buck o reductor de voltaje debido a que su salida, en estado estacionario presenta una amplitud de voltaje  $v$  menor que el voltaje de entrada  $E$ .

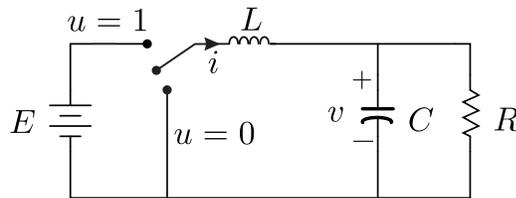


Figura 2.11: Diagrama electrónico del convertidor de potencia Buck [13].

Puesto que el algoritmo que pretende desarrollarse se basa en las propiedades intrínsecas de sistema, es necesario tener una visión clara de los modos de operación de los convertidores. Los modelos matemáticos de los convertidores Boost y Buck que serán presentados en la Sección 3.4 son un aspecto crucial en el diseño de control. A continuación se hace una revisión de los trabajos asociados con el desarrollo de diversas técnicas de control que se han aplicado a los sistemas fotovoltaicos para obtener el PMP.

### 2.3. Estado del arte

Para mejorar la eficiencia de un sistema fotovoltaico es necesario que opere siempre en el PMP a pesar de los cambios en la radiación solar o temperatura. Para lograrlo, es necesario utilizar técnicas para el SPMP que de manera automática mo-

difiquen el voltaje o la corriente en el punto de máxima potencia ( $V_{PMP}$ ,  $I_{PMP}$ ) lo que asegura que se obtenga la máxima potencia del sistema ( $P_{PMP}$ ). Cabe mencionar que bajo condiciones de sombra los paneles fotovoltaicos pueden presentar múltiples puntos máximos locales pero solamente un PMP es designado el punto de máxima potencia global (PMPG) que representa la máxima cantidad de energía que puede suministrar el arreglo fotovoltaico a la carga. A continuación se realiza una descripción de trabajos asociados con diferentes técnicas de control aplicadas a los sistemas fotovoltaicos para seguir el PMP.

### 2.3.1. Perturbación y observación/Hill climbing

Perturbación y observación (P&O, *Perturb and Observe*) se considera un método iterativo para el seguimiento del PMP. Su funcionamiento se basa en medir periódicamente el voltaje y la corriente del sistema fotovoltaico para calcular la potencia que se compara con el valor de la potencia anterior medida y perturbar el voltaje de operación del sistema. Este proceso se repite continuamente hasta alcanzar el PMP, entonces el sistema oscila alrededor de este punto. La longitud de la perturbación puede reducirse pero se tiene la desventaja que el sistema convergerá de manera relativamente lenta al PMP con respecto a otras técnicas. En caso contrario, cuando la perturbación tiene un mayor tamaño, el sistema podría obtener rápidamente el PMP, pero tiene la desventaja de que la oscilación será mayor, produciendo pérdidas al sistema fotovoltaico. Una solución para lo anterior es tener un sistema que pueda disminuir el tamaño de la perturbación una vez que alcance el PMP. Las desventajas del método P&O es que se mantiene oscilando alrededor del PMP y puede fallar si las condiciones meteorológicas tienen cambios abruptos [4]. El diagrama de flujo del método P&O se observa en la Figura 2.12.

Por otra parte, el funcionamiento del método denominado *Hill Climbing* es similar al del método P&O pero en este caso se varía directamente el ciclo de trabajo del convertidor hasta alcanzar el PMP. Para lograrlo se mide la corriente y el voltaje del sistema fotovoltaico y se calcula la potencia, este valor se compara con el valor de la potencia anterior y de acuerdo con esta diferencia se modifica el ciclo de trabajo del convertidor hasta alcanzar el PMP (Figura 2.13). La desventaja de esta técnica es que ante súbitas variaciones de las condiciones meteorológicas el sistema puede

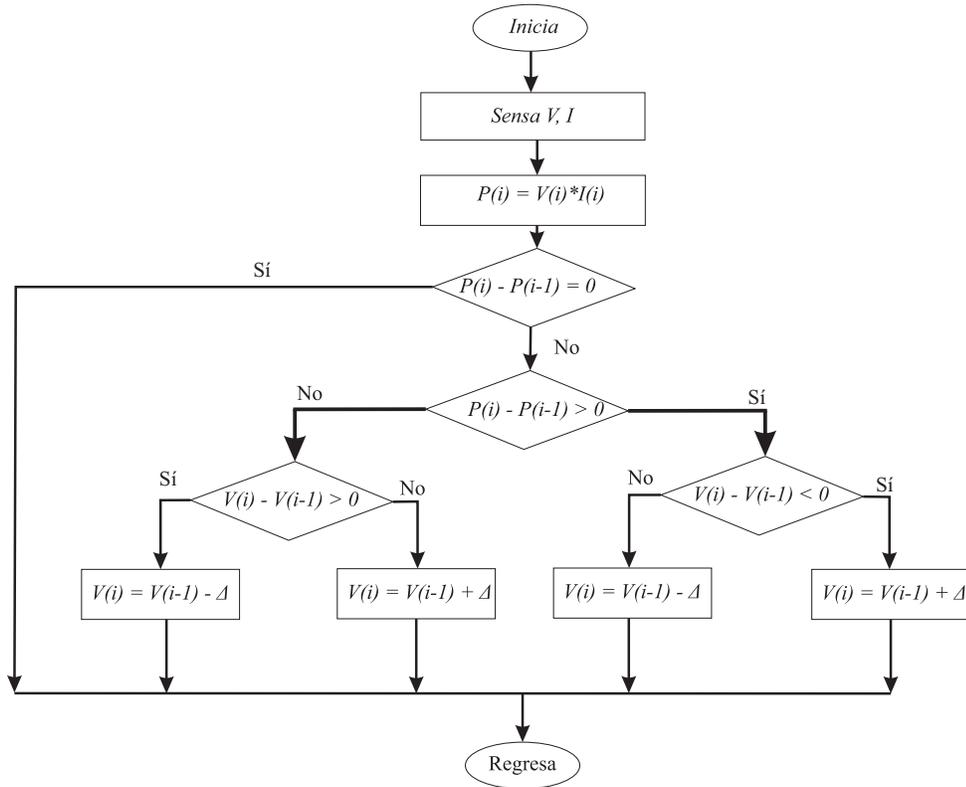


Figura 2.12: Diagrama de flujo del método P&O (modificada de [24]), donde  $i$  representa el estado de tiempo actual e  $i-1$  representa un estado de tiempo previo.

no detectar el PMP. Para el funcionamiento de las técnicas antes mencionadas se utilizan dos sensores, uno para la corriente y otro para el voltaje [4]. A continuación se describen algunos de los trabajos en los que estas técnicas de control se han investigado. En [20] se realiza una comparación de las técnicas de control P&O y Conductancia Incremental (IncCond, *Incremental Conductance* véase Sección 2.3.2) a través de una simulación. Las pruebas se realizaron en un sistema que no está conectado a la red eléctrica y se consideraron cambios en la radiación solar, los resultados obtenidos demuestran un mejor rendimiento del controlador P&O. Para realizar la interfaz entre el panel solar y la carga se utilizó un convertidor de potencia tipo Boost. Por otra parte, [21] realiza la comparación entre los algoritmos P&O, IncCond y voltaje constante (CV, *Constant Voltage*) para alcanzar el PMP, donde se encontró que el método IncCond es más eficiente (99.4 %) en comparación con los otros. También menciona que el algoritmo P&O es competitivo utilizando el hardware

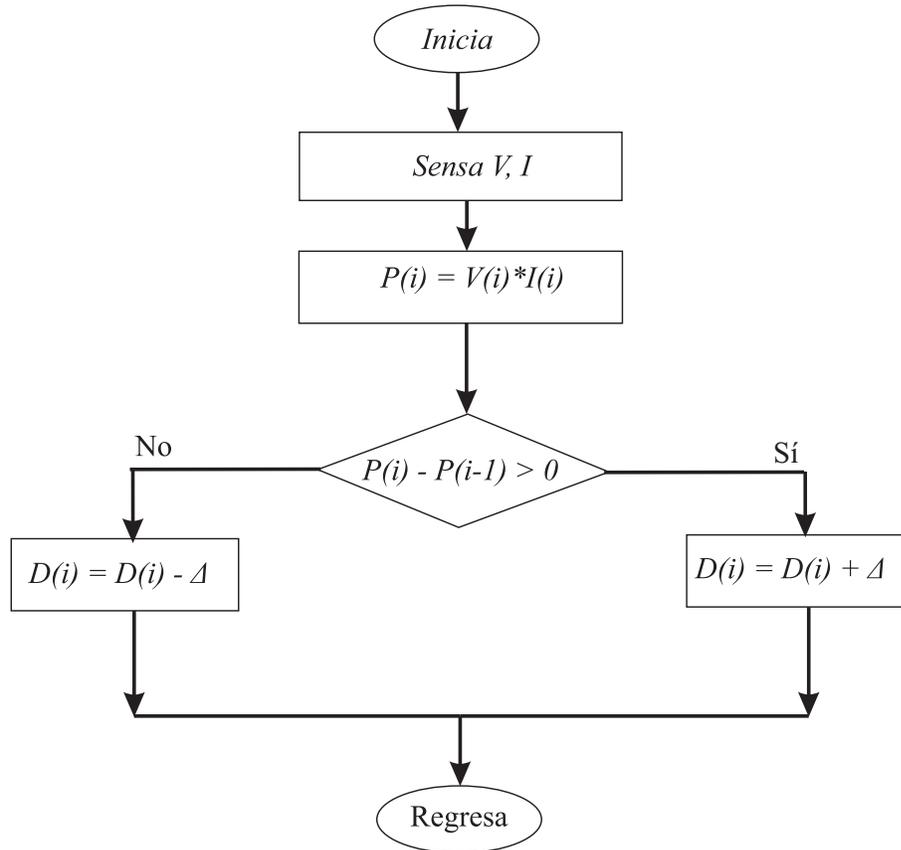


Figura 2.13: Diagrama de flujo del método Hill Climbing para el SPMP. (modificada de [24]).

correcto obteniendo una eficiencia del 99.3%. Por otra parte, [23] realiza la comparación entre los controladores P&O y lógico difuso encontrando que el primero tiene un mejor desempeño al existir cambios en la radiación solar. También se concluye que el método P&O es de fácil implementación y que el funcionamiento del método basado en lógica difusa depende en gran medida de las habilidades del diseñador.

### 2.3.2. Conductancia incremental

El método de conductancia incremental (IncCond, *Incremental Conductance*) se basa en el hecho de que el valor de la pendiente de la curva P-V de un sistema fotovoltaico es cero cuando se alcanza el PMP, positivo cuando se localiza a la izquierda

y negativo si está a la derecha del mismo, como se define en (2.1) (véase [4]).

$$\begin{cases} dP/dV = 0, & \text{en el PMP} \\ dP/dV > 0, & \text{a la izquierda del PMP} \\ dP/dV < 0, & \text{a la derecha del PMP} \end{cases} \quad (2.1)$$

De acuerdo con [4], considerando

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \cong I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (2.2)$$

entonces (2.1) se puede reescribir como:

$$\begin{cases} \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V}, & \text{en el PMP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V}, & \text{a la izquierda del PMP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V}, & \text{a la derecha del PMP} \end{cases} \quad (2.3)$$

A partir de (2.3) se obtiene el PMP realizando una comparación entre la conductancia instantánea ( $I/V$ ) y la conductancia incremental ( $\Delta I/\Delta V$ ) para modificar el voltaje de referencia ( $V_{ref}$ ) que representa el  $V_{PMP}$ . Una vez alcanzando el PMP, el sistema opera en este punto hasta que haya modificaciones en  $\Delta I$  provocadas por el cambio en las condiciones climáticas, entonces nuevamente se modifica el  $V_{ref}$  hasta alcanzar el PMP. La desventaja del método IncCond es que si el tamaño del incremento es pequeño convergerá lentamente al PMP, sin embargo, si se utiliza un incremento variable de  $V_{ref}$  se puede alcanzar rápidamente el PMP [4] (Figura 2.14). Cuando existen cambios abruptos<sup>1</sup> en las condiciones climáticas, con el método IncCond se obtienen resultados satisfactorios considerando la respuesta tanto en el estado transitorio como estable. Un trabajo relacionado con esta técnica se presenta en [24] donde se hace la comparación de cuatro técnicas de control para seguir el punto de máxima potencia aplicadas a los sistemas fotovoltaicos: IncCond, P&O,

<sup>1</sup>Las referencias consultadas no proveen información que permita cuantificar la velocidad de cambio de los parámetros, es decir, no explican de manera cuantitativa a qué se refiere el término “abrupto”. Sin embargo, en las simulaciones desarrolladas, un cambio abrupto generalmente se representa con una función de tipo escalón.

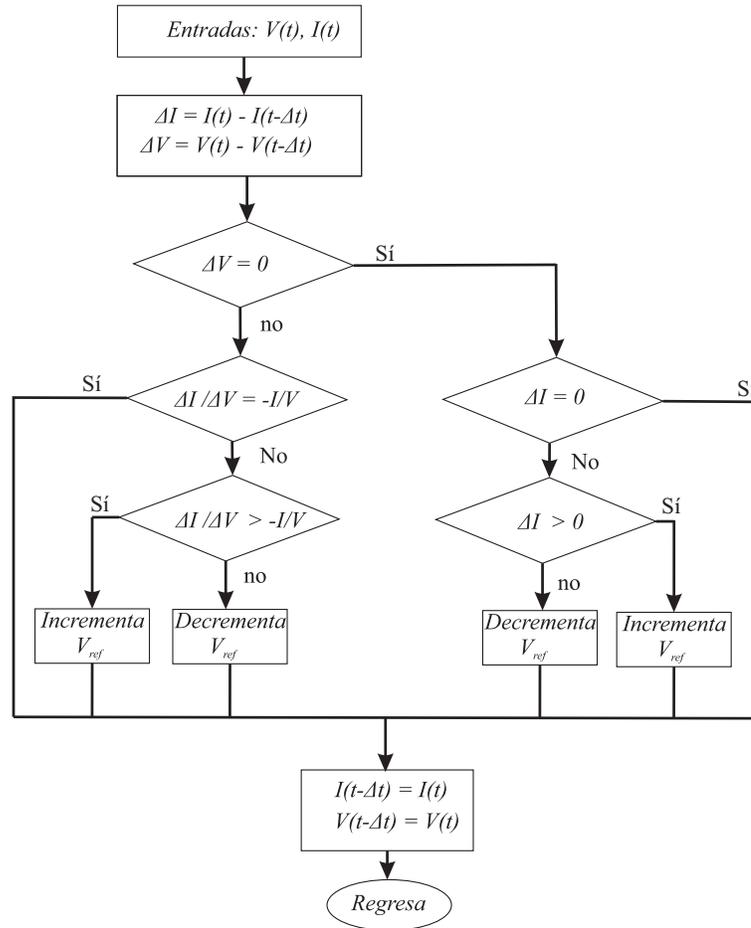


Figura 2.14: Algoritmo del método conductancia incremental (modificado de [4]).

*Hill Climbing* y controlador de lógica difusa utilizando un convertidor Boost y una batería como carga. El análisis comparativo se realiza mediante simulaciones utilizando el software PSIM<sup>®</sup> y Simulink<sup>®</sup>. Para las pruebas experimentales se consideró el tiempo de arranque, la eficiencia y la variación del ciclo de trabajo; se encontró que el control de lógica difusa tiene una mejor eficiencia y un mejor comportamiento en estado estable aunque es más lento para el arranque (0.2 s). De acuerdo con este trabajo, el control *Hill Climbing* presentó resultados más deficientes en las pruebas realizadas. Por otro parte, en [25] se propone un algoritmo de orden fraccional de Conductancia Incremental Variable [26] (VFOINC, *Variable Fractional-Order Incremental Conductance Algorithm*) combinado con un control de paso variable [28]

(EVSS, *Extenics Variable Step Size*) para seguir el máximo punto de potencia. El control desarrollado se compara con el método IncCond encontrándose una mejor respuesta tanto en estado transitorio como estacionario de acuerdo con las simulaciones y los experimentos desarrollados en los que se consideran variaciones en la radiación solar.

### 2.3.3. Control lógico difuso

La aplicación del control de lógica difusa para encontrar el PMP en sistemas fotovoltaicos se ha vuelto más accesible debido a que los microcontroladores han mejorado su desempeño y sus costos han bajado. Los controladores de lógica difusa se componen de tres etapas: fusificación, mecanismos de inferencia difusa (base de reglas difusas) y defusificación [4] (Figura 2.15).



Figura 2.15: Diagrama de flujo del control de lógica difusa (modificado de [27]).

Durante la fuzificación, las variables numéricas de entrada se convierten en variables lingüísticas en base a un número de funciones de pertenencia definidas. Típicamente, cuanto mayor sea el número de funciones de pertenencia utilizadas mayor será la precisión del controlador. Las entradas del controlador por lógica difusa son la señal de error ( $E$ ) y el cambio en la señal de error ( $\Delta E$ ). La defusificación representa la salida del controlador donde se convierten las variables lingüísticas en variables numéricas que proveen una señal analógica para controlar el ciclo de trabajo del convertidor de potencia y de esta manera alcanzar el PMP. Este método tiene como ventajas que no es necesario un modelo matemático preciso del sistema y que es capaz de manejar las no linealidades del sistema. Estos controladores han mostrado un buen desempeño para encontrar el PMP considerando variaciones en las condiciones climáticas. Hay que mencionar que la desventaja de este controlador es que su efectividad depende del conocimiento del usuario en realizar la elección para

cálculo del error y la base de reglas para los mecanismos de inferencia difusa [4], [10]. Un trabajo en el que se estudia este método se presenta en [29] donde se propone un control optimizado para seguir el PMP utilizando un controlador lógico difuso en combinación con un algoritmo genético, que se compara con un control clásico difuso, encontrándose un mejor desempeño de la estrategia propuesta. La validación de los resultados se llevó a cabo a través de pruebas experimentales en las que se consideraron variaciones en la radiación solar y en la temperatura. Así mismo, en [30] se propone un controlador lógico difuso para modificar la técnica de *Hill Climbing* que tiene por objetivo eliminar sus desventajas: lenta convergencia al PMP, la oscilación alrededor del punto de equilibrio y la no convergencia al PMP en presencia de cambios bruscos de la radiación solar. El controlador es validado y comparado con el *Hill Climbing* tradicional encontrándose que el propuesto tiene un mejor desempeño ya que converge más rápidamente al PMP y no tiene oscilaciones cuando alcanza la máxima potencia. Los autores mencionan que la técnica puede utilizarse aún en condiciones de sombra parcial sobre un arreglo fotovoltaico o un panel fotovoltaico. Por otra parte, en [31] se propone una metodología para el diseño de un controlador para seguir el PMP de un sistema fotovoltaico empleando técnicas de lógica difusa en un control Proporcional Integral Derivativo (PID) con la adaptación de factores escalares considerando dos niveles de arquitectura para lograr estabilidad en la etapa transitoria y estable. Para evaluar la eficacia del controlador se desarrollan simulaciones numéricas encontrando que el controlador propuesto presenta una respuesta satisfactoria ante cambios en la radiación solar. En el trabajo de investigación presentado en [32] se propone un controlador lógico difuso modificado con un sistema de escaneo y almacenamiento (*Data Logger*) para encontrar el PMPG de la conexión de diez paneles solares considerando que la radiación solar es diferente para cada uno. Los resultados se validan experimentalmente y mediante simulaciones.

#### 2.3.4. Redes neuronales

Las redes neuronales comúnmente se componen de tres capas: capa de entrada, capa oculta y capa de salida. El número de nodos de cada capa es dependiente del usuario y del sistema. Las variables de entrada pueden ser los parámetros del panel fotovoltaico, como el voltaje en circuito abierto ( $V_{OC}$ ), corriente en corto circuito

( $I_{SC}$ ), datos atmosféricos o una combinación de éstos. Usualmente la salida del sistema corresponde a una o varias señales de referencia tal como aquella que actuará para modificar el ciclo de trabajo del convertidor para alcanzar el PMP. La capa oculta es la encargada de obtener el PMP. Para identificar el PMP del sistema fotovoltaico es necesario que la red neuronal sea entrenada, de esto depende su precisión. Cabe mencionar que la red neuronal debe ser entrenada para cada sistema fotovoltaico ya que pueden tener diferentes especificaciones. Además, hay que considerar que los parámetros del sistema cambian con el tiempo por lo que es necesario entrenar periódicamente la red neuronal para garantizar que se obtenga siempre el PMP [4]. La representación de una red neuronal se observa en la Figura 2.16.

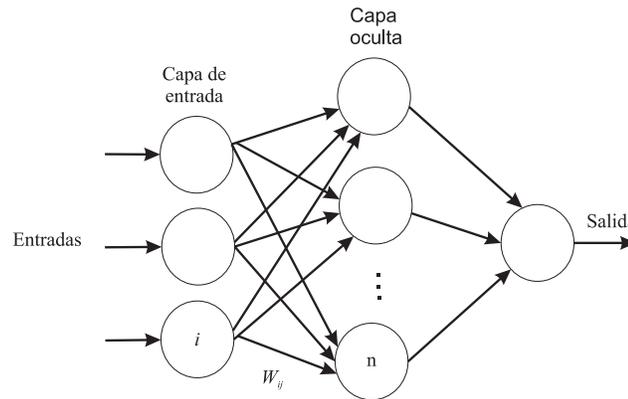


Figura 2.16: Ejemplo de una red neuronal (modificado de [4]).

Un trabajo en el que se aborda este enfoque se presenta en [33] donde se desarrolla un control utilizando una red neuronal entrenada a través de un algoritmo genético asociado con un control Proporcional Integral (PI). Para probar el control se utiliza Matlab<sup>®</sup>-Simulink<sup>®</sup> encontrándose que existe un error entre el valor esperado y la simulación, el cual de acuerdo con los autores se puede reducir incrementando el número de datos para el entrenamiento de la red neuronal y optimizando el control PI. Por otra parte, en [34] se propone un controlador para el SPMP utilizando redes neuronales y se compara con el controlador P&O. Para la implementación del controlador se utiliza un convertidor Boost y una red neuronal a la cual se le entrena considerando una determinada base de datos. El análisis comparativo muestra que el controlador propuesto tiene eficiencia de 95.81 %, mientras P&O tiene una eficiencia de 85.99 % y calcula que el controlador propuesto converge al voltaje del PMP en 4.98

s, mientras P&O alcanza este valor en 9.7 s. De igual forma, [35] plantea el desarrollo de un algoritmo para encontrar el PMPG combinando redes neuronales y un control difuso con información polar. La red neuronal es entrenada bajo diferentes condiciones de sombra parcial sobre los paneles fotovoltaicos, la parte difusa se utiliza para generar la señal que se enviará al convertidor de potencia para encontrar el PMP. El control propuesto se implementa por medio de una tarjeta dSPACE considerando conexiones en paralelo y en serie de los diferentes paneles solares. De acuerdo con [35] el sistema propuesto no necesita de algoritmos y hardware complejos para su implementación. Los resultados muestran que la red neuronal es suficientemente precisa para el mapeo entre las condiciones de sombra parcial, voltaje y potencia del sistema fotovoltaico.

### 2.3.5. Control por relación de rizado

El control por relación de rizado (RCC, *Ripple Correlation Control*), encuentra el PMP haciendo uso del rizado que exhibe la corriente o voltaje de salida del convertidor de potencia conectado al arreglo fotovoltaico debido a la acción de conmutación utilizada en los convertidores. El método RCC correlaciona la derivada temporal de la potencia ( $\dot{P}$ ) del arreglo fotovoltaico con la derivada temporal de la corriente ( $\dot{I}$ ) o voltaje ( $\dot{V}$ ) para hacer que el gradiente de potencia sea cero, alcanzando así el PMP. A partir de lo anterior, si el voltaje o la corriente se incrementan ( $\dot{V} > 0$  o  $\dot{I} > 0$ ) y la potencia aumenta ( $\dot{P} > 0$ ), entonces el sistema está operando por debajo del PMP ( $V < V_{PMP}$  o  $I < I_{PMP}$ ). Por otro lado, si el voltaje o la corriente se incrementan y la potencia disminuye, el sistema opera por encima del PMP ( $V > V_{PMP}$  o  $I > I_{PMP}$ ). Se observa que los productos de las derivadas  $\dot{P}\dot{I}$  o  $\dot{P}\dot{V}$  son positivos en la izquierda, negativos en la derecha y cero en el PMP. Las ventajas de esta técnica de control son: una rápida convergencia al PMP bajo cambios abruptos en las condiciones climatológicas, implementación con circuitería analógica y no requiere del conocimiento de las características del PF ya que se puede adaptar a cualquier sistema [4]. Usando esta técnica, en [36] se propone un control adaptable de dos niveles, en el primer nivel se trabaja con un control de correlación de rizado y en el segundo nivel un control de referencia adaptable (MRCA, *Model Reference Adaptive Control*). Este control además de obtener el PMP también se utiliza para

reducir las oscilaciones en el voltaje de salida bajo cambios bruscos en las condiciones meteorológicas. El control RCC es el encargado de la dinámica lenta, mientras el MRCA se utiliza para la dinámica rápida. La propuesta de control se valida a través de simulaciones numéricas.

### 2.3.6. Modos deslizantes

De acuerdo con [37] y [38] el control por modos deslizantes es una técnica de control discontinua que de forma natural se adapta para la regulación de los sistemas de estructura variable<sup>2</sup>, tales como los dispositivos de electrónica de potencia. El funcionamiento del sistema se basa en generar una señal de control *on-off* para el convertidor de potencia y de esta manera seguir el PMP. La elección de la función de conmutación  $u$ , que corresponde a la entrada de control se fundamenta en el hecho que  $dP/dV > 0$  en el lado izquierdo del PMP y que  $dP/dV < 0$  en el lado derecho, lo cual se expresa de la siguiente manera [39]:

$$\begin{cases} u = 0, & S \geq 0 \\ u = 1, & S < 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

donde  $S$  es la superficie de deslizamiento dada por [4]:

$$S = \frac{dP}{dV} = I + V \frac{dI}{dV}. \quad (2.5)$$

cuando  $u = 0$  el switch del convertidor está abierto, por otro lado cuando  $u = 1$  el switch está cerrado. Las desventajas de modos deslizantes es la presencia de un error en estado estacionario y que la frecuencia de funcionamiento es variable [40].

En [41] se implementa un control para encontrar el PMP a través de modos deslizantes, se utilizó un convertidor de potencia tipo Boost. Las pruebas realizadas se hacen a través de Matlab<sup>®</sup>-Simulink<sup>®</sup> variando la radiación solar, la resistencia de carga y la temperatura de operación del panel solar. Además se realizan pruebas experimentales que muestran la efectividad de la técnica de control propuesta. Similarmente, [42] presenta un control por modos deslizantes para encontrar el PMP que

---

<sup>2</sup>Un sistema de estructura variable es aquel que admite descripciones matemáticas diferentes durante períodos de operación diferentes [68].

se compara con el controlador P&O. La robustez del control se evalúa al considerar variaciones en la temperatura y en la radiación solar. Los resultados obtenidos tanto experimentalmente como en simulación se consideran satisfactorios. Por otro lado, [18] realiza una comparación entre los algoritmos P&O e IncCond con un algoritmo basado en modos deslizantes combinado con un modulador por ancho de pulso (PWM, *Pulse Width Modulation*). Encontrándose que con el algoritmo propuesto se tienen mejores resultados ya que se genera mayor potencia de salida del arreglo fotovoltaico considerando los mismos parámetros de prueba. En las simulaciones realizadas con Matlab<sup>®</sup>-Simulink<sup>®</sup> se considera un sistema con tres paneles fotovoltaicos en el que se determina el PMPG; para la pruebas se consideraron variaciones en la temperatura, en la radiación solar y en la resistencia de carga.

### 2.3.7. Otros trabajos

En [4], [5], [43] y [44] se realizan análisis de diferentes técnicas que se han desarrollado para seguir el PMP. En [4] se hace una descripción y se desarrolla un análisis comparativo de diferentes técnicas de control para el SPMP de un arreglo fotovoltaico, considerando los factores de complejidad, sensores requeridos, velocidad de convergencia al PMP, costo y dispositivos utilizados. Las técnicas de control analizadas son: *Hill Climbing*, P&O, IncCond, corriente fraccional de corto circuito, voltaje fraccional de circuito abierto, lógica difusa, redes neuronales, control de correlación de rizo, corriente de barrido, entre otras. Como resultado del trabajo se muestran los pros y contras de las diferentes técnicas de control analizadas, también se menciona que el trabajo puede ser una guía para la elección del método adecuado para el SPMP de un sistema fotovoltaico. Así mismo, en [5] se realiza una clasificación de las diferentes técnicas que se utilizan para seguir el PMP, calificándolas como: offline, online e híbridas. Las offline dependen de los parámetros de la celda solar, mientras que las online no necesariamente y las híbridas son una combinación de ambas técnicas. Dentro de las técnicas offline se tienen: voltaje en circuito abierto, corriente en corto circuito, redes neuronales y lógica difusa. Las técnicas online que el trabajo considera son: P&O, IncCond y control para buscar los extremos. En el trabajo también se realizan simulaciones utilizando el software Matlab<sup>®</sup>-Simulink<sup>®</sup> para comprobar el rendimiento de las diferentes técnicas de control considerando

cambios en la radiación solar y en la temperatura. De acuerdo con las pruebas se considera que la técnica más eficiente es la híbrida y las más deficientes son corriente en corto circuito y voltaje en circuito abierto. Respecto a la respuesta dinámica, se considera que la mejor es la obtenida con redes neuronales y la más deficiente es la P&O. En relación con la implementación se tomaron en cuenta los aspectos de hardware y costos, de acuerdo con [5] la técnica de voltaje de circuito abierto es la mejor y lógica difusa es la peor. Similarmente, en [43] se describen treinta técnicas de control diferentes que se aplican a los sistemas fotovoltaicos, entre las técnicas analizadas se tienen: método para el SPMP de inductancia variable, técnicas basadas en la temperatura, método de coordenadas lineales reorientadas, entre otras. En cada método analizado se realiza una descripción del funcionamiento, los parámetros requeridos para su operación y en algunos se mencionan las ventajas y desventajas de su implementación. El resultado del trabajo es un análisis comparativo de aspectos como: velocidad de convergencia, complejidad de implementación, sensores usados, entre otros.

Entre tanto, [44] hace una comparación de ocho técnicas de control para seguir el PMP entre las que se encuentran: oscilación del sistema y correlación de rizado, método de voltaje constante, ciclo de trabajo fijo, método Beta, método de la temperatura, entre otras. Para el análisis de los métodos estudiados se considera la potencia extraída, el factor de seguimiento al PMP, la respuesta dinámica, el porcentaje de rizo en el voltaje de salida y los sensores usados. Las diferentes técnicas se simulan utilizando Matlab<sup>®</sup>-Simulink<sup>®</sup> y se implementan a través de una plataforma dSPACE ACE1104 que emula un núcleo DSP TMS320F240 con un simulador de arreglos fotovoltaicos. Además, se realiza un análisis de los requerimientos de hardware para su implementación, cabe mencionar que es necesario considerar las características del sistema fotovoltaico donde éstas se aplicarán. Para el factor del seguimiento del PMP se encontró el de conductancia incremental tiene un porcentaje del 98%. Con respecto al porcentaje de rizo se observa que el método Beta es el que presenta menos rizo al realizar un cambio en la radiación solar. Así mismo, el método conductancia incremental modificado tiene la mejor respuesta dinámica al alcanzar el PMP en 2.2 segundos.

Trabajos relacionados con el SPMP distribuido se presentan en [45] y [46]. En

[45] se propone una técnica para el seguimiento del PMP distribuido para tener una mayor eficiencia de un arreglo de paneles fotovoltaicos ya sean conectados en serie o en paralelo y se realiza un análisis de estabilidad. Se considera que la implementación de la técnica propuesta en [45] es más compleja que las técnicas tradicionales para el seguimiento del PMP. Los resultados se muestran a través de una simulación donde se observa una mayor eficiencia. Así mismo, [46] compara diferentes arquitecturas para encontrar el máximo punto de potencia distribuido considerando su rendimiento en términos de eficiencia de control y estabilidad teniendo en cuenta que los paneles solares del arreglo no están recibiendo la misma radiación solar. También se realiza la discusión de las ventajas y desventajas que tienen las diferentes configuraciones distribuidas. Para llegar a este análisis se realizaron simulaciones numéricas.

Otras técnicas de control para el SPMP en los sistemas fotovoltaicos se analizan en [47], [48] y [49]. En [47] se propone una técnica de control que es aplicada a un arreglo fotovoltaico para encontrar el punto máximo de potencia global. La técnica tiene la ventaja de que no es necesario conocer los parámetros eléctricos de los paneles fotovoltaicos. Las pruebas realizadas indican que la técnica funciona en arreglos fotovoltaicos así como en sistemas independientes (*Standalone*). Entre tanto, [48] realiza un análisis de un panel fotovoltaico flexible para el cual se realiza un análisis de los parámetros geométricos que intervienen, además se propone una ley de control de orden reducido para encontrar el punto de máxima potencia global en paneles fotovoltaicos flexibles. Con el análisis realizado se concluyó que el punto máximo de potencia global en un panel flexible depende de la radiación solar, temperatura así como de la instalación geométrica del panel. Entre tanto, [49] propone un algoritmo que es implementado en un microcontrolador para seguir el PMP de un panel fotovoltaico que se empleará para la carga de una batería, la ventaja de este sistema es su bajo costo, la alta eficiencia y la facilidad para encontrar el PMP. El algoritmo desarrollado puede implementarse en otros sistemas de energía renovable.

Por otra parte, [50] presenta el modelo simplificado de flujo de energía de tres sistemas de potencia que utilizan paneles fotovoltaicos. Los sistemas considerados son: sistema independiente, panel fotovoltaico/generador eólico y el sistema híbrido panel fotovoltaico/generador por combustible, los cuales son probados utilizando Matlab<sup>®</sup>-Simulink<sup>®</sup>. Los resultados muestran que los modelos propuestos funcionan

en condiciones normales de radiación solar, pero no son funcionales bajo condiciones de sombra o suciedad en los paneles.

Por otra parte, en [52] se examina la conexión en serie de varios paneles solares con la característica que cada panel tiene su convertidor de DC-DC independiente, los cuales se conectan a un solo convertidor de DC-AC. Cuatro topologías de convertidores son analizadas: Buck, Boost, Buck-Boost y Cuk. Encontrándose que la topología Buck tiene una mayor eficiencia, pero se necesitan una mayor cantidad de paneles fotovoltaicos para su operación. Por otro lado, la topología Boost es mejor cuando se utiliza una menor cantidad de paneles fotovoltaicos, pero bajo condiciones de sombra no desarrollan su máxima potencia. Los convertidores Buck-Boost y Cúk son una alternativa en cuanto a eficiencia pero su costo es una desventaja. En la Tabla 2.1 se describen las características de operación para diferentes técnicas de control aplicadas para el SPMP [53].

Tabla 2.1: Características de las técnicas de SPMP

Técnica SPMP	Dependiente del arreglo PF	Análogo o Digital	Periodo de sintonización	Velocidad de convergencia	Complejidad en la implementación	Sensores
P&O	No	Ambos	No	*DPC	Baja	Voltaje, corriente
Hill Climbing	No	Ambos	No	*DPC	Baja	Voltaje, corriente
Conductancia Incremental	No	Digital	No	*DPC	Mediana	Voltaje, corriente
Control lógico difuso	Sí	Digital	Sí	Rápido	Alta	Voltaje, corriente y otros**
Redes neuronales	Sí	Digital	Sí	Rápido	Alta	Voltaje, corriente y otros**
Control por relación de rizado	No	Analógico	No	Rápido	Baja	Voltaje, corriente
Modos delizantes	No	Digital	No	Rápido	Mediana	Voltaje, corriente

\*DPC - La velocidad de convergencia depende de los parámetros de control.

\*\* Puede requerir sensores adicionales tales como sensores de temperatura, de radiación, entre otros dependiendo de la configuración del método.

### 2.3.8. Discusión

En este capítulo se describieron aspectos generales relacionados con los sistemas de generación de energía eléctrica a través del uso de módulos fotovoltaicos. Así mismo, se revisaron las técnicas de control más utilizadas para realizar la tarea del seguimiento del PMP y algunos trabajos asociados con estas técnicas. Se describió también la forma de operar de los algoritmos analizados para obtener el PMP y algunas de sus ventajas y desventajas. De acuerdo con las referencias consultadas, algunos métodos pueden ponerse en funcionamiento fácilmente, entre ellos se encuentran el

P&O y *Hill Climbing*. Por otra parte, otros métodos como InCond, redes neuronales, lógica difusa y modos deslizantes involucran una implementación más compleja. La efectividad de los métodos para el SPMP está determinada por muchos factores tales como las habilidades de los diseñadores (control lógica difuso y redes neuronales) y la capacidad de operar ante variaciones en la radiación solar y en la temperatura, así como bajo condiciones de sombra. Es importante tener en cuenta que algunos métodos requieren de los parámetros de operación del sistema fotovoltaico para su implementación (control de lógica difusa y redes neuronales) y algunos otros son independientes. La implementación y diseño adecuado de las técnicas control para el SPMP mejoran en gran medida la eficiencia de conversión de energía y previenen la pérdida de energía debido a las variaciones en las condiciones meteorológicas. Es necesario mencionar que ninguno de los métodos analizados explota las propiedades estructurales de los convertidores de potencia. Es importante resaltar que en este trabajo se desarrolla un controlador para el SPMP basado en una de las propiedades estructurales de los convertidores considerados: la planitud diferencial. Con el fin de evaluar su desempeño, se desarrolla una comparación del método propuesto contra los algoritmos P&O y Conductancia Incremental, que son los enfoques más utilizados en la aplicación analizada [10], [54], [55] y [56].

---

## Capítulo 3

# Modelado matemático del sistema fotovoltaico

En este capítulo se presenta el modelo más común que se describe en el estado de arte de una celda fotovoltaica considerando una fuente de corriente en paralelo con un diodo y cargas resistivas, así mismo, se presentan los modelos matemáticos de los convertidores de potencia Boost y Buck. Los modelos presentados fueron tomados de la literatura clásica de sistemas electrónicos [13], [70] y pueden derivarse mediante las *Leyes de voltaje y corriente de Kirchhoff*. En este capítulo también se presentan las simulaciones del panel fotovoltaico que permiten analizar sus características eléctricas a través de Matlab<sup>®</sup>-Simulink<sup>®</sup> para observar éstas en función de los parámetros de radiación solar y temperatura.

### 3.1. Modelo matemático de una celda solar

Para obtener el modelo de la celda solar se considera: una fuente de corriente que representa la energía generada por la incidencia de la radiación solar ( $G$ ), también llamada corriente fotogenerada ( $I_{ph}$ ) conectada en paralelo con un diodo, una resistencia en serie ( $R_s$ ) que representa la resistencia interna al flujo de corriente de la celda y una resistencia en paralelo ( $R_{sh}$ ) que representa la corriente de fuga, como se observa en la Figura 3.1 donde se presenta el diagrama eléctrico de una celda fotovoltaica. A partir de la Figura 3.1 y aplicando la ley de corrientes de Kirchhoff

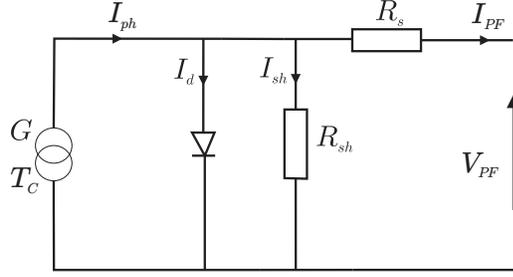


Figura 3.1: Representación eléctrica de una celda solar [10].

se establece la ecuación (3.1), en donde  $I_d$  representa la corriente en el diodo,  $I_{Rsh}$  es la corriente en la resistencia en paralelo e  $I_{PF}$  es la corriente del panel fotovoltaico,

$$I_{ph} - I_{PF} - I_d - I_{Rsh} = 0 \quad (3.1)$$

donde  $I_d$  es representada por (3.2) y  $I_{Rsh}$  por (3.3) de acuerdo con [9]:

$$I_d = I_o \left[ \exp \left( \frac{q (V_{PF} + R_s I_{PF})}{K T_c A} \right) - 1 \right] \quad (3.2)$$

$$I_{Rsh} = \frac{V_{PF} + I_{PF} R_s}{R_{sh}} \quad (3.3)$$

Como en [61], se sustituye (3.2) y (3.3) en (3.1) para obtener el modelo matemático que describe una celda fotovoltaica (3.4), donde  $I_o$  es la corriente de saturación inversa del diodo,  $V_{PF}$  el voltaje de salida de la celda,  $q$  es la carga de un electrón ( $1.602 \times 10^{-19} \text{ J/V}$ ),  $K$  la constante de Boltzmann ( $1.381 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ ),  $T_c$  es la temperatura de la celda en K y  $A$  el factor de idealidad<sup>1</sup>. A partir (3.4) se obtienen las diferentes curvas que relacionan el voltaje-corriente y voltaje-potencia considerando variaciones en la radiación solar y en la temperatura, donde la corriente fotogenerada por la celda solar  $I_{ph}$  se considera igual a la corriente en corto circuito ( $I_{SC}$ ).

$$I_{PF} \approx I_{ph} - I_o \left[ \exp \left( \frac{q (V_{PF} + R_s I_{PF})}{K T_c A} \right) - 1 \right] - \frac{V_{PF} + I_{PF} R_s}{R_{sh}} \quad (3.4)$$

<sup>1</sup>El factor de idealidad permite distinguir el comportamiento entre una celda de silicio y una de germanio, dependiendo de la tecnología de fabricación de la celda solar [61].

Considerando que  $R_{sh} \gg R_s$ , lo cual es cierto para un PF común, la ecuación (3.4) se reduce a (3.5), lo que reduce la complejidad de simulación de la celda fotovoltaica. De acuerdo con [61],

$$I_{PF} \approx I_{ph} - I_o \left[ \exp \left( \frac{q(V_{PF} + R_s I_{PF})}{KT_c A} \right) - 1 \right] \quad (3.5)$$

Para obtener el valor de  $I_{ph}$  se utiliza la ecuación (3.6) [62],

$$I_{ph} = \frac{S}{S_{ref}} [I_{SC} + \mu_{SC} (T_c - T_{ref})] \quad (3.6)$$

donde  $S$  es el valor de la radiación solar en  $\text{W/m}^2$ ,  $S_{ref}$  es la radiación solar en condiciones de referencia ( $1000 \text{ W/m}^2$ ),  $\mu_{sc}$  es el coeficiente de corriente en cortocircuito proporcionado por el fabricante (cuyas unidades son  $\%/^{\circ}\text{C}$ ) y  $T_{ref}$  es la temperatura de referencia del panel fotovoltaico (K). Así mismo, la corriente de saturación inversa está dada por (3.7) [62],

$$I_o = I_{o,ref} \left( \frac{T_c}{T_{ref}} \right)^3 \exp \left[ \frac{qE_G \left( \frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T_c} \right)}{AK} \right] \quad (3.7)$$

donde  $I_{o,ref}$  representa la corriente de saturación inversa de referencia y  $E_G$  la banda de energía del semiconductor utilizado en la celda solar. Por otro lado, la corriente de saturación inversa de referencia está dada por la ecuación (3.8) según [62]:

$$I_{o,ref} = \frac{I_{SC}}{\left[ \exp \left( \frac{V_{OC}}{N_s K T_c A} \right) - 1 \right]} \quad (3.8)$$

donde  $N_s$  representa el número de celdas conectadas en serie,  $I_{SC}$  es la corriente en corto circuito y  $V_{OC}$  es el voltaje de la celda en circuito abierto.

## 3.2. Modelo matemático de un panel fotovoltaico

Como se mencionó previamente, para obtener un mayor voltaje o corriente, las celdas fotovoltaicas se conectan en serie o en paralelo. Para incrementar el voltaje

de salida del arreglo fotovoltaico y mantener fijo el valor de la corriente, las celdas se conectan en serie. Por otro lado, la conexión de las celdas en paralelo proporciona un incremento en la corriente de salida del arreglo fotovoltaico. Tomando como referencia (3.5), se obtiene el modelo matemático presentado en [61] que describe el comportamiento de un panel fotovoltaico. Este modelo está definido en (3.9).

$$I_{PF} = N_p I_{ph} - N_p I_o \left[ \exp \left( \frac{q \left( \frac{V_{PF}}{N_s} + \frac{R_s I_{PF}}{N_p} \right)}{K T_c A} - 1 \right) \right] \quad (3.9)$$

donde  $N_s$  y  $N_p$  representan respectivamente el número de celdas en serie o paralelo. Cabe mencionar que (3.9) también puede representar el modelo de una sola celda considerando que el valor de  $N_s$  y  $N_p$  es igual a uno.

### 3.3. Simulación del panel fotovoltaico

El modelo matemático expresado en (3.9) es simulado a través de Matlab<sup>®</sup>-Simulink<sup>®</sup>. Las Figuras 3.2, 3.3 y 3.4 muestran el comportamiento de la corriente y la potencia con respecto al voltaje. En las simulaciones se consideraron variaciones en la radiación solar, en la temperatura y en el valor de la resistencia en serie. Los parámetros requeridos para la simulación se toman del panel solar Virtus II marca Renesola indicados en las hojas de especificaciones proporcionadas por el fabricante del panel (véase Apéndice A).

En la Figura 3.2a se muestran los diferentes curvas que describen las relaciones de corriente y voltaje del panel solar, considerando diferentes intensidades en la radiación solar. Se observa que al modificarse los valores en la radiación solar existen cambios en los valores del voltaje, aunque las variaciones más notables son en la corriente de salida del panel fotovoltaico. Por otro lado, en la Figura 3.2b se presentan las diferentes curvas considerando los valores de potencia y voltaje para diferentes intensidades de radiación solar. Las Figuras 3.2a y 3.2b muestran que la potencia y la corriente tienen una gran dependencia de la cantidad de radiación solar que incide sobre el panel fotovoltaico, observándose que entre mayor sea la radiación solar incidente mayor es la potencia y la corriente de salida del panel [9].

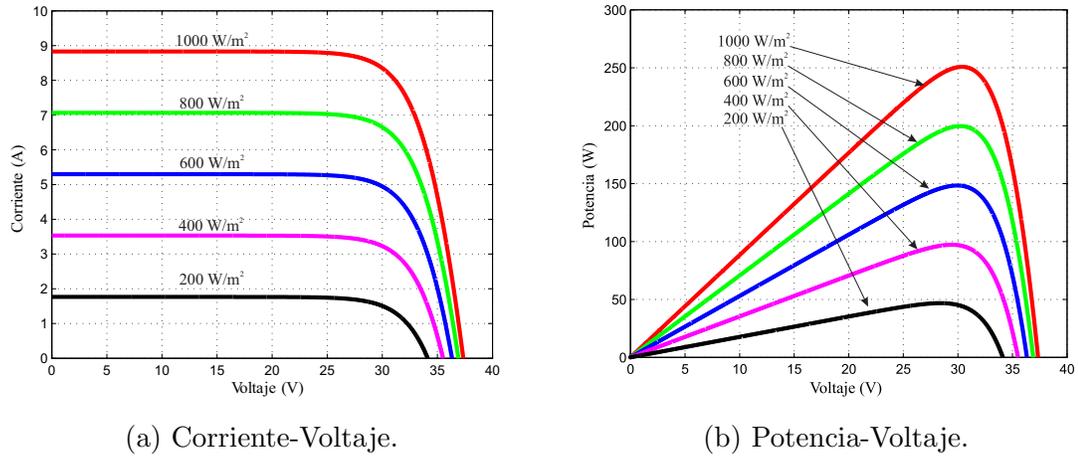


Figura 3.2: Efectos de la radiación solar en las características eléctricas del panel fotovoltaico Virtus II.

Para observar el efecto de las variaciones en la temperatura, se realizaron simulaciones considerando que existen cambios en la temperatura del panel solar (véanse las Figuras 3.3a y 3.3b).

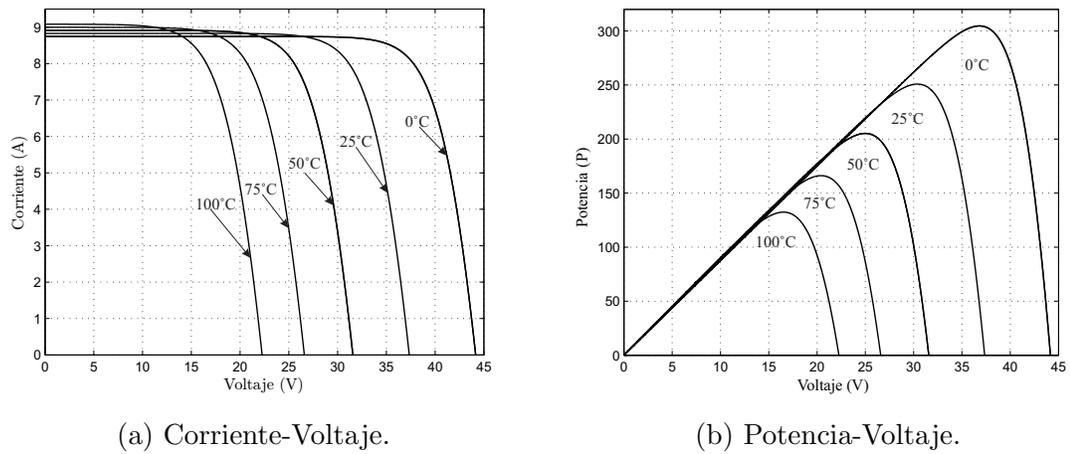


Figura 3.3: Efectos de la temperatura en las características eléctricas del panel fotovoltaico Virtus II.

Observe que entre mayor sea la temperatura hay una disminución en el voltaje de salida del panel fotovoltaico y debido a esto existe una menor potencia de salida del panel [9]. Cabe mencionar que el aumento de la temperatura conlleva un incre-

mento en la corriente. En las Figuras 3.3a y 3.3b se presentan las variaciones en la corriente, voltaje y potencia del panel fotovoltaico considerando diferentes valores en la temperatura y con una radiación solar constante de  $1000 \text{ W/m}^2$ .

Otro factor que afecta las características de respuesta del panel fotovoltaico es el valor de la resistencia en serie  $R_s$  [9]. En las Figuras 3.4a y 3.4b se presentan los resultados de las simulaciones que se obtienen al considerar diferentes valores de  $R_s$ . Note que incrementando  $R_s$  se producen disminuciones en la corriente y en la potencia.

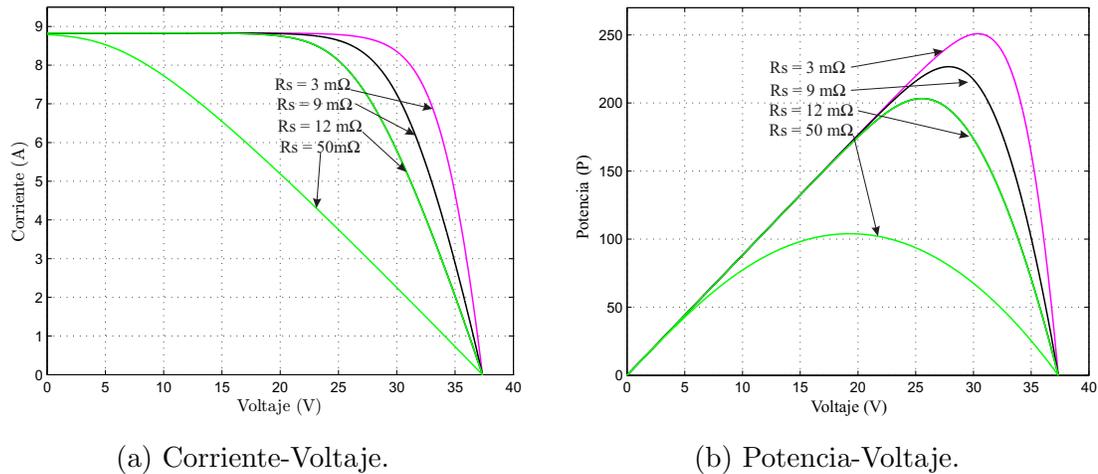


Figura 3.4: Efectos de la variación de  $R_s$  en las características eléctricas del panel fotovoltaico Virtus II.

Con los resultados obtenidos a través de las simulaciones, se observa que existen pérdidas de potencia debido a varios factores como: cambios en la temperatura, cambios en la radiación solar o en la resistencia interna del panel [9]. Al existir variaciones en la temperatura se observa que los cambios más drásticos son en el voltaje, mientras que con diferentes intensidades de radiación solar, la corriente es la que se ve más afectada. Es importante mencionar que el modelo desarrollado en Simulink<sup>®</sup> sirvió como base para la simulación de los algoritmos desarrollados en este trabajo de tesis para seguir el punto máximo de potencia.

## 3.4. Modelos de convertidores de potencia CD-CD Buck y Boost

Los convertidores de CD-CD se consideran circuitos electrónicos de potencia que se usan para convertir un voltaje de corriente directa no regulado en un voltaje de salida con un valor deseado, para lo cual se utilizan uno o más interruptores. Para obtener los diferentes niveles de voltaje en la salida de los convertidores de potencia se controla el encendido y apagado de los interruptores, para lo cual se utiliza generalmente un modulador por ancho de pulso [11]. Los convertidores de potencia de CD pueden utilizarse para el control de motores, sistemas de conversión de energía renovable, vehículos eléctricos, entre otros [63]. A continuación se realiza una descripción general de los convertidores de potencia Buck y Boost, además se presentan los modelos matemáticos de los convertidores considerando que el voltaje de alimentación corresponde a la energía entregada por un arreglo fotovoltaico.

### 3.4.1. Modelo del convertidor Buck

El circuito electrónico del convertidor Buck se muestra en la Figura 3.5. Este tiene como fuente de alimentación la salida de un arreglo fotovoltaico ( $V_{PF}$ ) y la corriente en el inductor está representada por  $i$ . Además se compone de un interruptor  $u$ , un filtro inductor  $L$ , un filtro capacitor  $C$  y una resistencia de carga  $R$ . Este tipo de configuración se considera reductora debido a que la magnitud de su voltaje de salida  $v$  es menor o igual que el voltaje de entrada  $V_{PF}$ . La magnitud del voltaje de salida del convertidor  $v$ , es controlada a través del encendido y apagado del interruptor  $u$ , lo cual generalmente se realiza a través de un modulador de ancho de pulso. Así mismo, se considera que la corriente del inductor  $i$  es igual a la corriente proporcionada por el panel fotovoltaico ( $I_{PF}$ ).

De acuerdo con [63], el convertidor Buck tiene una eficiencia de más del 90%, su corriente de entrada es discontinua, el voltaje de salida es unipolar y tiene una corriente de salida unidireccional. Como se propone [13], para obtener el modelo matemático que representa la dinámica del convertidor Buck se aplican las leyes de voltaje y corriente de Kirchhoff (LVK y LCK) considerando cada uno de los circuitos equivalentes que se forman al cambiar la posición del interruptor  $u$ . El

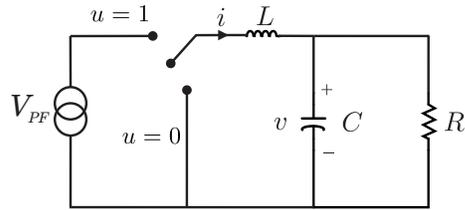


Figura 3.5: Convertidor Buck con interruptor ideal (modificado de [13]).

primer circuito equivalente se produce cuando el interruptor se localiza en  $u = 1$ , y el segundo circuito equivalente surge cuando el interruptor se coloca en  $u = 0$ . Estos circuitos equivalentes se muestran en la Figura 3.6.

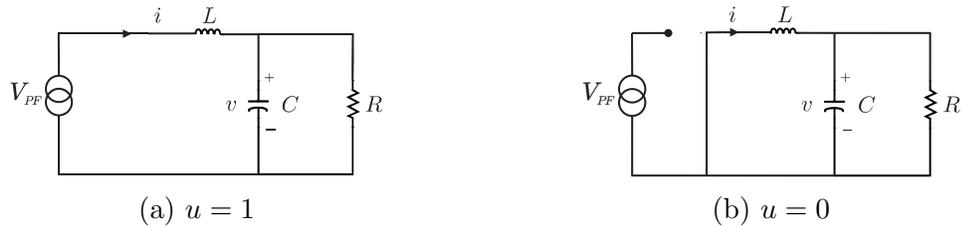


Figura 3.6: Modos de operación del convertidor Buck.

Cuando la posición del interruptor es igual a  $u = 1$  (Figura 3.6a), de acuerdo con las leyes de voltaje y corriente de Kirchhoff, la dinámica está determinada por las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} \frac{dv}{dt} &= \frac{i}{C} - \frac{v}{RC} \\ \frac{di}{dt} &= \frac{V_{PF}}{L} - \frac{v}{L} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Por otro lado, cuando el interruptor se coloca en  $u = 0$  (Figura 3.6b), se obtienen las siguientes ecuaciones diferenciales:

$$\begin{aligned} \frac{dv}{dt} &= \frac{i}{C} - \frac{v}{RC} \\ \frac{di}{dt} &= -\frac{v}{L} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Entonces, de acuerdo con [13], la dinámica del convertidor Buck se puede unificar en

el sistema de ecuaciones (3.12),

$$\begin{aligned} \frac{dv}{dt} &= \frac{i}{C} - \frac{v}{RC} \\ \frac{di}{dt} &= u \frac{V_{PF}}{L} - \frac{v}{L} \end{aligned} \quad (3.12)$$

La dinámica obtenida en (3.12) representa el modelo del convertidor Buck considerando que su alimentación es el voltaje entregado por un panel fotovoltaico.

### 3.4.2. Modelo del convertidor Boost

La Figura 3.7 muestra el diagrama electrónico de un convertidor de potencia tipo Boost. El voltaje de entrada del convertidor corresponde al voltaje proporcionado por un panel fotovoltaico ( $V_{PF}$ ), la corriente en el inductor se denota con  $i$ . Este convertidor se compone de los siguientes elementos: un inductor  $L$ , un filtro capacitor  $C$ , un interruptor  $u$  y una resistencia de carga  $R$ . Así mismo, se considera que la corriente a través del inductor  $i$  es igual a la corriente proporcionada por el panel fotovoltaico ( $I_{PF}$ ). La principal característica de un convertidor Boost es que el voltaje de salida siempre es igual o mayor que el voltaje de entrada, el cual es controlado a través del cambio de posición del interruptor  $u$ , generalmente esta acción se lleva a cabo mediante un modulador de ancho de pulso. El convertidor de potencia Boost tiene una alta eficiencia debido a su único transistor, su corriente de entrada es continua, el voltaje de salida es sensible a los cambios del ciclo de trabajo y la corriente de salida es menor que la corriente de entrada [63].

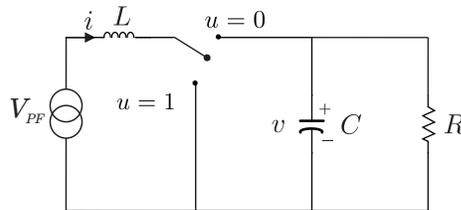


Figura 3.7: Convertidor Boost con interruptor ideal (modificado de [13]).

Como lo plantea [13], para obtener el modelo matemático del convertidor Boost se consideran las posiciones del interruptor  $u$ . Cuando  $u = 1$  no existe conexión entre la fuente de voltaje ( $V_{PF}$ ) y la carga del sistema ( $R$ ). Por otro lado, cuando  $u = 0$  hay

paso de energía entre la fuente de alimentación y la carga. Los circuitos equivalentes del convertidor Boost considerando las diferentes posiciones del interruptor  $u$  se observan en las Figuras 3.8a y 3.8b. Considerando que  $u = 1$ , se obtiene el circuito equivalente que se muestra en la Figura 3.8a, donde aplicando las leyes de Kirchoff

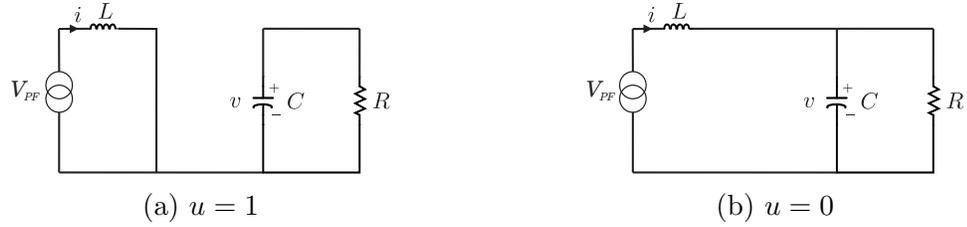


Figura 3.8: Modos de operación del convertidor Boost.

se obtiene el sistema de ecuaciones que se presenta en (3.13).

$$\begin{aligned}\frac{dv}{dt} &= -\frac{v}{RC} \\ \frac{di}{dt} &= \frac{V_{PF}}{L}\end{aligned}\quad (3.13)$$

Por otro lado, cuando  $u = 0$  se tiene el circuito que se observa en la Figura 3.8b, donde aplicando las leyes de Kirchoff el sistema de ecuaciones está dado por:

$$\begin{aligned}\frac{dv}{dt} &= \frac{i}{C} - \frac{v}{RC} \\ \frac{di}{dt} &= -\frac{v}{L} + \frac{V_{PF}}{L}\end{aligned}\quad (3.14)$$

Las dinámicas obtenidas en (3.13) y (3.14) se pueden unificar en el sistema bilineal (3.15). De acuerdo con [13],

$$\begin{aligned}\frac{dv}{dt} &= \frac{i}{C}(1-u) - \frac{v}{RC} \\ \frac{di}{dt} &= -\frac{v}{L}(1-u) + \frac{V_{PF}}{L}\end{aligned}\quad (3.15)$$

Para diseñar una ley de control para los convertidores Buck y Boost, se debe definir un modelo promedio que está representado por las mismas ecuaciones descritas en (3.12) y (3.15) con la diferencia que la variable de control  $u$  se redefine como una

función  $u_{av}$  que toma valores en el intervalo  $[0,1]$  [13]. En (3.16) se muestra el modelo promedio del convertidor Boost:

$$\begin{aligned}\frac{dv}{dt} &= \frac{1}{C}(1 - u_{av})i - \frac{v}{RC} \\ \frac{di}{dt} &= -\frac{v}{L}(1 - u_{av}) + \frac{V_{PF}}{L}\end{aligned}\quad (3.16)$$

### Punto de equilibrio

Para controlar el convertidor de potencia Boost, generalmente es necesario tener una entrada de control promedio  $u_{av}$ , de forma que el voltaje de salida del convertidor  $v$ , siga una señal de referencia deseada  $v_{ref}$  o se estabilice en un valor constante  $\bar{v}$ . Por esta razón, es necesario conocer el comportamiento del convertidor en *estado permanente o estacionario* [13]. De acuerdo con lo descrito en [13] y [67], el estado estacionario de  $\bar{v}$  e  $\bar{i}$ , para una entrada de control  $u = U$ , está dada por:

$$\bar{v} = \frac{V_{PF}}{(1 - U)}, \quad \bar{i} = \frac{V_{PF}}{R(1 - U)^2}\quad (3.17)$$

Así mismo, el punto de equilibrio del sistema en términos del voltaje de salida deseado  $V_d$  es igual a:

$$U = \frac{V_d - V_{PF}}{V_d}, \quad \bar{v} = V_d, \quad \bar{i} = \frac{V_d^2}{RV_{PF}}\quad (3.18)$$

Por otro lado, a partir de (3.17), la relación entrada-salida promedio del convertidor Boost está dada por la ecuación (3.19) [63]:

$$\bar{v} = \frac{V_{PF}}{(1 - U)}\quad (3.19)$$

Los modelos matemáticos de los convertidores de potencia Buck y Boost presentados en esta sección servirán para desarrollar un controlador para el seguimiento del punto máximo de potencia del panel fotovoltaico considerando variaciones en la radiación solar y en la temperatura.

---

## Capítulo 4

# Control basado en la técnica de planitud diferencial para el seguimiento de trayectorias

Como etapa previa al desarrollo de un controlador para el SPMP en el sistema fotovoltaico, debe desarrollarse un controlador eficaz capaz de realizar tareas de seguimiento de trayectorias predefinidas. En este capítulo se presenta el diseño de un controlador para el seguimiento de trayectorias basado en la propiedad de planitud diferencial de los convertidores. El control basado en planitud diferencial se aplica en áreas como la robótica, sistemas aeroespaciales, sistemas de optimización y planeación de trayectorias [64].

### 4.1. Planitud diferencial

En la teoría de sistemas no lineales, la propiedad de planitud diferencial (o simplemente planitud) se refiere a la capacidad de los sistemas dinámicos de admitir una linealización exacta a través de una retroalimentación endógena [64]. Un sistema que satisface la propiedad de planitud se nombra un sistema diferencialmente plano. El principal atributo de los sistemas planos es que las variables de estado y de entrada se pueden expresar directamente sin la integración de una ecuación diferencial, en términos de un conjunto particular de variables llamadas salidas planas (o salida

linealizante) y un número finito de sus derivadas [64]. La propiedad de planitud de un sistema dinámico no lineal es útil para abordar los problemas de seguimiento de trayectoria y estabilización. El concepto de planitud se introdujo por primera vez por Fliess et. al. [64]. En términos generales, un sistema es plano si hay un conjunto de salidas de tal manera que todos los estados y entradas pueden ser determinados a partir de las salidas planas sin realizar las integraciones.

Originalmente, la noción de planitud se definió para los modelos de dimensión finita; sin embargo, su idea básica se puede generalizar al caso de dimensión infinita. La extensión del concepto de planitud para el caso lineal de dimensión infinita se introdujo en [65]. La principal diferencia entre la noción de planitud para sistemas de dimensión finita e infinita reside en el carácter de la relación entre la salida plana y las variables del sistema: en el primer caso, esta relación implica derivadas de la salida plana de orden finito solamente, mientras que en el segundo caso, se incluyen derivadas de orden arbitrario así como retardos y predicciones de la salida plana, dependiendo de la ecuación diferencial parcial subyacente.

En [38] se menciona que, en términos generales, planitud es una propiedad estructural del sistema que permite establecer todas las características principales que se necesitan para el diseño de un controlador que utilice retroalimentación (como *back-stepping*, pasividad, modos deslizantes y linealización por retroalimentación). Por lo tanto, planitud es una herramienta de análisis que de forma natural se relaciona con los puntos de equilibrio, restricciones de control, estado y la evasión de singularidades. Planitud, en su concepción más popular, es una propiedad que realmente facilita el problema de linealización exacta de un sistema no lineal, si se considera que el sistema es monovariable. Por otra parte, la propiedad de planitud diferencial puede estar presente en cualquier tipo de sistema de control no lineal, independientemente de la naturaleza no lineal de las entradas de control en el sistema de ecuaciones.

## 4.2. Control en lazo abierto para el convertidor Boost

El objetivo de control planteado consiste en llevar la corriente y el voltaje del convertidor Boost a ciertos valores de referencia dados utilizando la técnica de pla-

nitudo diferencial. Con este fin, es necesario determinar la propiedad de planitud del sistema, es decir, probar que la entrada de control puede caracterizarse directamente a través del estado del sistema y un número finito de sus derivadas.

En la Sección 3.4 se presenta el modelo matemático del convertidor Boost definido por el sistema de ecuaciones (3.15). Considerando que  $\mathbf{u} = (1 - u)$ , el sistema de ecuaciones (3.15) queda representado de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}\frac{di}{dt} &= -\frac{v}{L}\mathbf{u} + \frac{V_{PF}}{L} \\ \frac{dv}{dt} &= \frac{i}{C}\mathbf{u} - \frac{v}{RC}\end{aligned}\quad (4.1)$$

Una salida plana para el convertidor Boost puede ser determinada por la energía total almacenada en el sistema (véase por ejemplo [13], [67]):

$$F = \frac{1}{2}(Li^2 + Cv^2) \quad (4.2)$$

A continuación se realiza la parametrización de las variables de estado y de entrada del convertidor de potencia tipo Boost comenzando por obtener la primera y la segunda derivada con respecto al tiempo de la salida plana (4.2):

$$\begin{aligned}\dot{F} &= Li\frac{di}{dt} + Cv\frac{dv}{dt} \\ \ddot{F} &= L\left[\left(\frac{di}{dt}\right)^2 + i\frac{d^2i}{dt^2}\right] + C\left[\left(\frac{dv}{dt}\right)^2 + v\frac{d^2v}{dt^2}\right]\end{aligned}\quad (4.3)$$

sustituyendo (4.1) en  $\dot{F}$ , se obtiene,

$$\dot{F} = iV_{PF} - \frac{v^2}{R} \quad (4.4)$$

posteriormente se realiza el despeje de  $v^2$  de (4.4), obteniéndose:

$$v^2 = RV_{PF}i - R\dot{F} \quad (4.5)$$

sustituyendo (4.5) en la salida plana definida en (4.2) se obtiene,

$$F = \frac{1}{2}(Li^2 + CRV_{PF}i - CR\dot{F}) \quad (4.6)$$

despejando a  $i^2$  de (4.6) y resolviéndola se obtiene,

$$i(t) = -\frac{RCV_{PF}}{2L} + \beta(t) \quad (4.7)$$

que representa la parametrización de la corriente del convertidor Boost. El valor de  $\beta(t)$  esta dado por (4.8).

$$\beta(t) = \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{RCV_{PF}}{L}\right)^2 + \frac{4}{L} (RC\dot{F}(t) + 2F(t))} \quad (4.8)$$

Para obtener la parametrización del voltaje se despeja a  $v$  de (4.2),

$$v = \sqrt{\frac{2F - Li^2}{C}} \quad (4.9)$$

posteriormente se sustituye (4.7) en (4.9) obteniéndose:

$$v(t) = \sqrt{\frac{2}{C}F(t) - \frac{L}{C} \left(-\frac{RCV_{PF}}{2L} + \beta(t)\right)^2} \quad (4.10)$$

Para obtener la parametrización de la señal de control se deriva la ecuación (4.4),

$$\ddot{F} = i\dot{V}_{PF} + V_{PF}\frac{di}{dt} - \frac{2v}{R}\frac{dv}{dt} \quad (4.11)$$

y se sustituye  $\frac{di}{dt}$  y  $\frac{dv}{dt}$  de (4.1) en (4.11) obteniéndose,

$$\ddot{F} = \left(-\frac{v}{L}V_{PF} - \frac{2v}{RC}i\right)\mathbf{u} + i\dot{V}_{PF} + \frac{1}{L}V_{PF}^2 + \frac{2}{R^2C}v^2 \quad (4.12)$$

despejando a  $\mathbf{u}$  de (4.12) y considerando que  $\mathbf{u} = 1 - u$  se obtiene,

$$u(t) = 1 - \frac{i\dot{V}_{PF} + \frac{1}{L}V_{PF}^2 + \frac{2}{R^2C}v^2 - \ddot{F}}{\left(\frac{1}{L}V_{PF} + \frac{2}{RC}i\right)v} \quad (4.13)$$

Debido a las características de funcionamiento del convertidor Boost, el control (4.13) no se puede implementar directamente, por lo cual, es necesario redefinir el control como  $u_{av}$  que toma valores en el intervalo  $[0,1]$  que se interpreta como una

relación del ciclo del trabajo en convertidores controlados por PWM [13].

$$u_{av}(t) = 1 - \frac{i\dot{V}_{PF} + \frac{1}{L}V_{PF}^2 + \frac{2}{R^2C}v^2 - \ddot{F}}{\left(\frac{1}{L}V_{PF} + \frac{2}{RC}i\right)v} \quad (4.14)$$

Las ecuaciones (4.7), (4.10) y (4.14) representan la parametrización de las variables de estado y la entrada en términos de la salida plana (4.2) y sus derivadas. De acuerdo con [13], el estado estacionario de  $i$  y  $v$ , asociado al modelo (3.15), para una entrada de control constante  $u = U$  está determinada por:

$$\bar{i} = \frac{\bar{v}^2}{RV_{PF}}, \quad \bar{v} = \frac{V_{PF}}{1-U} \quad (4.15)$$

donde  $\bar{v}$  y  $\bar{i}$  corresponden a los valores de equilibrio del voltaje de salida del convertidor ( $v$ ) y la corriente en el inductor ( $i$ ) respectivamente.

El objetivo del control es dirigir el voltaje de salida del convertidor  $v$  a una referencia  $v^*$  predefinida (constante o variable). Para cumplir este objetivo, el control debe forzar la salida plana  $F$  para seguir la referencia predefinida  $F^*$  que se calcula como:

$$F^* = \frac{1}{2} \left( \frac{L\bar{v}^4}{R^2V_{PF}^2} + C\bar{v}^2 \right) \quad (4.16)$$

Entonces el control deberá forzar la respuesta dinámica del sistema  $F$  para seguir una trayectoria de referencia  $F^*$  dada en términos de las variables de estado estable (4.15).

**Proposición 4.2.1.** *La tarea de regulación del convertidor Boost se logra a través del control basado en planitud diferencial definido por:*

$$u_{av}(t) = 1 - \frac{i\dot{V}_{PF} + \frac{1}{L}V_{PF}^2 + \frac{2}{R^2C}v^2 - \ddot{F}^*}{\left(\frac{1}{L}V_{PF} + \frac{2}{RC}i\right)v} \quad (4.17)$$

donde  $\ddot{F}^*$  es la doble derivada de  $F^*$  definida en (4.16).

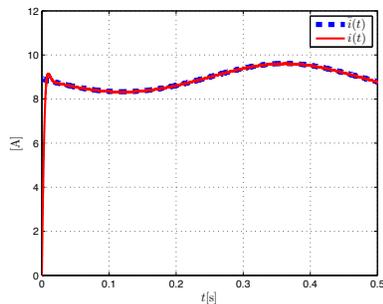
## Simulaciones

En esta sección es evaluado el desempeño del controlador propuesto en (4.17) para el convertidor Boost en lazo abierto a través de simulaciones numéricas utilizando el software Matlab<sup>®</sup>-Simulink<sup>®</sup>. Para la prueba del controlador en lazo abierto se consideró que el voltaje de salida del convertidor Boost  $v$  alcanzara un valor constante de 50 V y que la potencia máxima de salida del convertidor tuviera un valor de 250 W, lo que conlleva a tener una resistencia de carga de 10  $\Omega$ . El tiempo de simulación considerado para esta prueba fue 0.5 s.

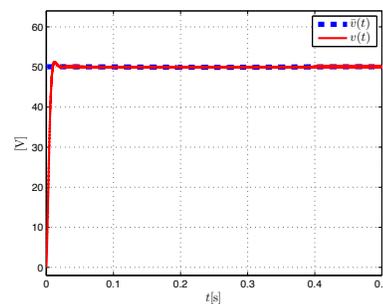
Para el cálculo de los valores mínimos de  $L$  y  $C$  se usó el procedimiento descrito en [70]. Para esto se consideró que la corriente en el inductor opera en modo continuo, que el voltaje de salida del convertidor tiene un rizo menor al 1 %, que la fuente de alimentación del convertidor varía de acuerdo con  $V_{PF} = 28 + 3\sin(t)$  V (voltaje similar al proporcionado por el panel fotovoltaico Virtus II) y que el PWM opera a una frecuencia de 45 kHz, encontrándose que  $L_{min} = 13 \mu\text{H}$  y  $C_{min} = 222 \mu\text{F}$ . A partir de lo anterior, se propone que para las simulaciones del control basado en planitud diferencial en lazo abierto se tenga un rizo en la corriente de la bobina ( $L$ ) de 10 mA para lo cuál se consideraron los siguientes valores:

$$L = 24.3 \text{ mH}, C = 330 \mu\text{F}, R = 10 \Omega$$

Las Figuras 4.1a y 4.1b muestran los resultados obtenidos con el controlador por planitud diferencial en lazo abierto definido en (4.17) para el convertidor Boost, teniéndose un voltaje de referencia de  $v^* = 50$  V.



(a) Corriente.



(b) Voltaje.

Figura 4.1: Respuesta del sistema al control en lazo abierto basado en planitud definido en la Proposición 4.2.1 dado por (4.17).

Note que  $V_{PF}$  representa el voltaje de alimentación que provee la fuente mientras que  $v^*$  es la señal de referencia que el voltaje de salida de convertidor Boost debe seguir. Los resultados de las simulaciones muestran que con el control propuesto se logra la tarea de seguimiento de trayectorias.

### 4.3. Control en lazo cerrado para el convertidor Boost

Con el objeto de asegurar que el error en estado estacionario sea cero ante la presencia de cualquier perturbación externa, se diseña un controlador en lazo cerrado como se describe a continuación. Siguiendo el procedimiento descrito en [13], en la ecuación (4.17) se sustituye la derivada de más alto orden por una entrada auxiliar ( $\mu_{aux}$ ), definiéndose ahora el control  $u_{av}$  de la siguiente manera,

$$u_{av}(t) = 1 - \frac{i\dot{V}_{PF} + \frac{1}{L}V_{PF}^2 + \frac{2}{R^2C}v^2 - \mu_{aux}}{\left(\frac{1}{L}V_{PF} + \frac{2}{RC}i\right)v} \quad (4.18)$$

donde la entrada auxiliar es igual a:

$$\mu_{aux} = \ddot{F} \quad (4.19)$$

Definiendo el error como:  $e = F - F^*$ , donde  $F^*$  representa la salida plana de referencia que deberá seguir la salida plana  $F$ . Mediante una selección apropiada de la entrada auxiliar se puede definir una dinámica estable de error para garantizar que  $F \rightarrow F^*$ . Siguiendo las ideas presentadas en [13], se propone la siguiente entrada auxiliar:

$$\mu_{aux} = \ddot{F}^* - \beta_2(\dot{F} - \dot{F}^*) - \beta_1(F - F^*) - \beta_0 \int_0^t (F - F^*)d\tau \quad (4.20)$$

Sustituyendo (4.20) en (4.19) y posteriormente derivando la ecuación resultante se obtiene la dinámica del error del seguimiento de trayectoria en lazo cerrado, que está determinada por:

$$\ddot{e} + \beta_2\dot{e} + \beta_1e + \beta_0e = 0 \quad (4.21)$$

que se asocia con el siguiente polinomio característico,

$$P(s) = s^3 + \beta_2 s^2 + \beta_1 s + \beta_0 \quad (4.22)$$

los valores de las ganancias de los controladores  $\beta_2$ ,  $\beta_1$  y  $\beta_0$  se escogen de manera que las raíces del polinomio característico en lazo cerrado (4.22) queden del lado izquierdo del plano complejo. El polinomio característico puede escribirse en términos del factor de amortiguamiento  $\zeta$  y la frecuencia natural  $\omega_n$  como sigue:

$$P(s) = (s + a)(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2) \quad (4.23)$$

donde  $a > 0$ ,  $\omega_n > 0$  y  $\zeta > 0$ . Por lo tanto, las ganancias para el controlador basado en planitud están dadas por:

$$\beta_2 = 2\zeta\omega_n + a, \quad \beta_1 = 2a\zeta\omega_n + \omega_n^2, \quad \beta_0 = a\omega_n^2 \quad (4.24)$$

**Proposición 4.3.1.** *La tarea de regulación del convertidor Boost en lazo cerrado se logra a través del control basado en planitud diferencial definido por:*

$$u_{av}(t) = 1 - \frac{i\dot{V}_{PF} + \frac{1}{L}V_{PF}^2 + \frac{2}{R^2C}v^2 - \mu_{aux}}{\left(\frac{1}{L}V_{PF} + \frac{2}{RC}i\right)v} \quad (4.25)$$

donde  $\mu_{aux}$  está definida en (4.20).

## Simulaciones

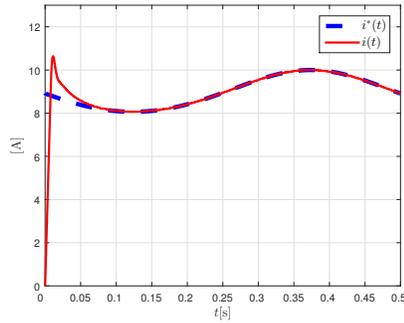
Para las simulaciones del control en lazo cerrado basado en planitud diferencial para el convertidor Boost, se consideraron los valores de los parámetros presentados en la sección anterior. Estos corresponden a:

$$L = 24.3 \text{ mH}, \quad C = 330 \text{ } \mu\text{F}, \quad R = 10 \text{ } \Omega, \quad V_{PF} = 28 + 3\sin(t) \text{ V}$$

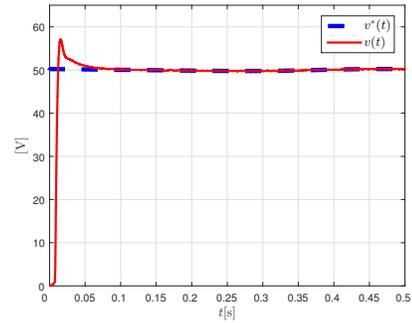
y como en [71], se proponen las ganancias  $\beta_2$ ,  $\beta_1$  y  $\beta_0$  definidas en (4.24) se proponen los siguientes valores :

$$a = 50, \quad \zeta = 0.6, \quad \omega_n = 500 \quad (4.26)$$

Las Figuras 4.2a y 4.2b muestran los resultados obtenidos para el controlador basado en planitud diferencial en lazo cerrado que se definió en (4.25) para el convertidor Boost, teniéndose como referencia un voltaje de 50 V.



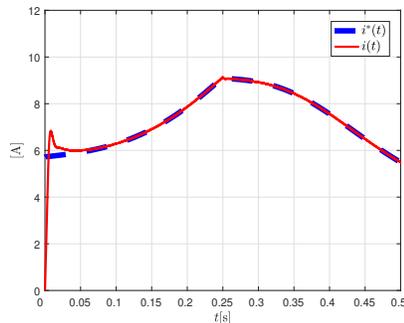
(a) Corriente.



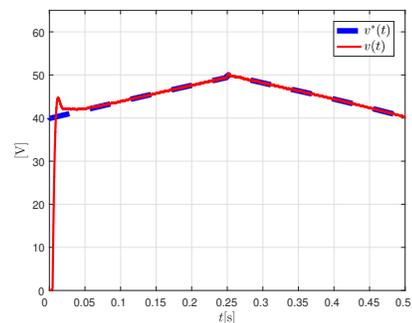
(b) Voltaje.

Figura 4.2: Respuesta del sistema al control basado en planitud diferencial en lazo cerrado definido por la Proposición 4.3.1 considerando un voltaje de referencia de 50 V.

En las Figuras 4.3a y 4.3b, se observan los resultados de las simulaciones considerando que inicialmente se tenía un voltaje de referencia de 40 V, posteriormente se incrementa el voltaje de forma gradual hasta alcanzar un valor de 50 V, después de esto el voltaje disminuye en forma gradual hasta alcanzar un valor de 40 V.



(a) Corriente.



(b) Voltaje.

Figura 4.3: Respuesta del sistema al control en lazo cerrado definido por la Proposición 4.3.1 considerando un voltaje de referencia variante.

Los resultados obtenidos en las simulaciones muestran que las trayectorias de referencia del voltaje y la corriente son similares a los obtenidos en el convertidor Boost considerándose una fuente de alimentación variable.

## 4.4. Control en lazo abierto para el convertidor Buck

En esta sección se presenta el enfoque de control basado en planitud diferencial aplicado a un convertidor de potencia Buck para las tareas de regulación y seguimiento de trayectorias, siguiendo el procedimiento descrito en [13], [67]. En la Sección 3.4 se presenta el modelo del convertidor Buck definido por las ecuaciones (3.12). Una salida plana para este modelo puede elegirse como el voltaje de salida del convertidor (véase por ejemplo [67], [72]):

$$F = v \quad (4.27)$$

Entonces, las variables de estado del sistema  $i$ ,  $v$  y la entrada  $u$ , se puede escribir en términos de la salida plana y sus derivadas, esto es,

$$i = C\dot{F} + \frac{1}{R}F \quad (4.28)$$

$$v = F \quad (4.29)$$

$$u_{av} = \frac{LC}{V_{PF}}\ddot{F} + \frac{L}{RV_{PF}}\dot{F} + \frac{1}{V_{PF}}F \quad (4.30)$$

**Proposición 4.4.1.** *La tarea de regulación del convertidor Buck en lazo abierto se logra a través del control basado en planitud diferencial definido por:*

$$u_{av} = \frac{LC}{V_{PF}}\ddot{F} + \frac{L}{RV_{PF}}\dot{F} + \frac{1}{V_{PF}}F \quad (4.31)$$

donde  $F$  está definida en (4.29).

### Simulaciones

Para observar el desempeño del controlador en lazo abierto (4.31) se realizan simulaciones numéricas para el convertidor Buck utilizando el software Matlab<sup>®</sup>-Simulink<sup>®</sup>. Para validar el desempeño en lazo abierto se consideró que el voltaje de salida del convertidor  $v$  tuviera un valor de 24 V. Para el cálculo de los valores

mínimos de  $L$  y  $C$  se usó el procedimiento descrito en [70]. Para esto se consideró que la corriente en el inductor opera en modo continuo, que el voltaje de salida del convertidor tuviera un rizo menor al 5%, la fuente de alimentación del convertidor tuviera un valor de  $V_{PF} = 28 + 3\sin(t)$  V, que el PWM opera a una frecuencia de 45 kHz y una resistencia de carga de  $10 \Omega$ , encontrándose que  $L_{min} = 11 \mu\text{H}$  y  $C = 25 \mu\text{F}$ . A partir de lo anterior y tomando como referencias [72], [73], se propone que los valores de los dispositivos que forman el convertidor sean los siguientes:

$$L = 60 \text{ mH}, C = 330 \mu\text{F}, R = 10 \Omega$$

Las Figuras 4.4a y 4.4b muestran los resultados obtenidos con el controlador por planitud diferencial en lazo abierto definido en (4.31) para el convertidor Buck, teniéndose como referencia un voltaje de 24 V.

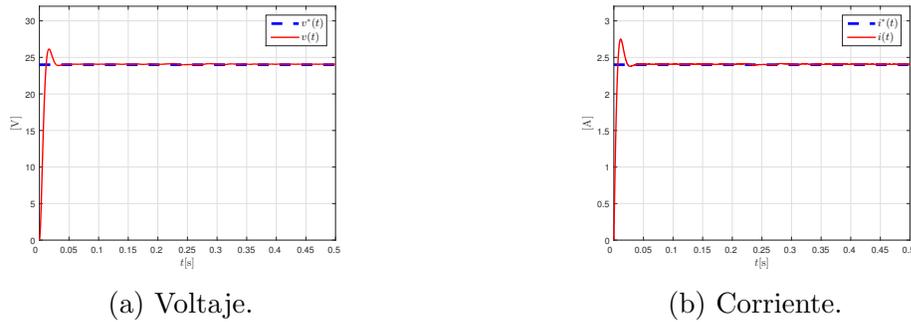


Figura 4.4: Respuesta del sistema al control en lazo abierto basado en planitud definido en la Proposición 4.4.1 por (4.31).

## 4.5. Control en lazo cerrado para el convertidor Buck

En esta sección se desarrolla un control en lazo cerrado para el convertidor Buck que asegure que el error en estado estacionario sea cero, siguiendo las ideas presentadas en [13], [67]. Siguiendo el procedimiento desarrollado en la Sección 4.3, y con base en la parametrización de la entrada definida en la ecuación (4.31), el control

para el seguimiento de trayectorias se define como:

$$u_{av} = \frac{LC}{V_{PF}}\mu_c + \frac{L}{RV_{PF}}\dot{v} + \frac{1}{V_{PF}}v \quad (4.32)$$

donde  $\mu_c$  es definida como:

$$\mu_c = \ddot{v}^* - \beta_2(\dot{v} - \dot{v}^*) - \beta_1(v - v^*) - \beta_0 \int_0^t (v - v^*)d\tau \quad (4.33)$$

**Proposición 4.5.1.** *La tarea de regulación del convertidor Buck en lazo cerrado se logra a través del control basado en planitud diferencial definido por:*

$$u_{av} = \frac{LC}{V_{PF}}\mu_c + \frac{L}{RV_{PF}}\dot{v} + \frac{1}{V_{PF}}v \quad (4.34)$$

donde  $\mu_c$  está definida en (4.33).

## Simulaciones

Para las simulaciones del control en lazo cerrado basado en planitud diferencial para el convertidor Buck, se utilizan los mismos parámetros que se utilizaron en la simulación del control en lazo abierto,

$$L = 60 \text{ mH}, C = 330 \text{ } \mu\text{F}, R = 10 \text{ } \Omega, V_{PF} = 28 + 3\sin(t) \text{ V}$$

Para las ganancias  $\beta_2$ ,  $\beta_1$  y  $\beta_0$  se proponen los siguientes valores [72]:

$$a = 50, \quad \zeta = 0.6, \quad \omega_n = 500 \quad (4.35)$$

Las Figuras 4.5a y 4.5b muestran los resultados obtenidos para el controlador por planitud diferencial en lazo cerrado definido en la Proposición 4.5.1 para el convertidor Buck, teniéndose como referencia  $v^* = 24 \text{ V}$ . Por otra parte, las Figuras 4.6a y 4.6b, se observa el comportamiento del sistema ante una señal de referencia definida por una señal senoidal. En los resultados obtenidos se observa que las trayectorias de salida del convertidor Buck siguen las señales de referencia considerándose una fuente de alimentación variable.

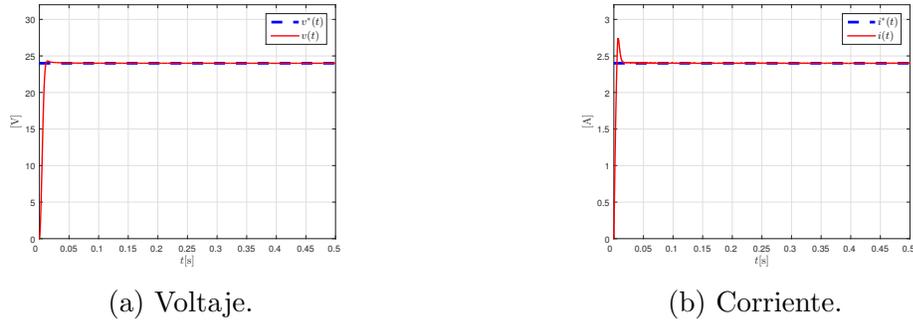


Figura 4.5: Respuesta del sistema al control en lazo cerrado basado en planitud definido en la Proposición 4.5.1 para un voltaje de referencia de 24 V.

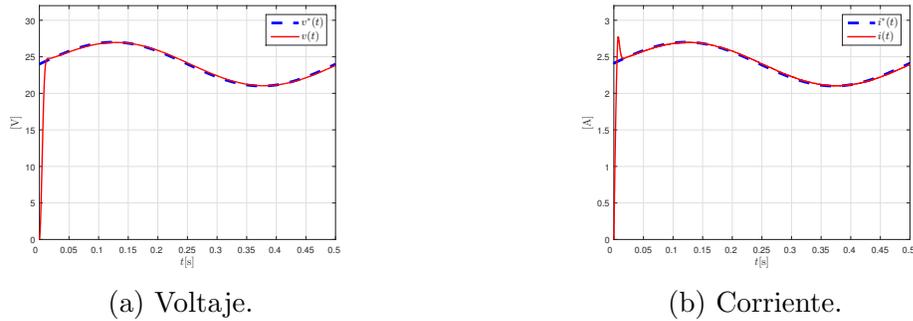


Figura 4.6: Respuesta del sistema al control en lazo cerrado basado en planitud definido en la Proposición 4.5.1 considerando como referencia una señal sinodal.

## 4.6. Análisis de resultados

Las simulaciones desarrolladas validan la eficacia de los enfoques de control presentados en este capítulo; los controladores propuestos permiten resolver la tarea de regulación o seguimiento de trayectoria del voltaje de salida del convertidor Boost o Buck teniéndose una fuente de alimentación variable. Así mismo, observando las Figuras 4.1-4.6 se muestra que los sistemas alcanzan el estado estable en un periodo corto de tiempo, que es independiente de la variación del voltaje de alimentación de los convertidores. Note que los resultados obtenidos con el controlador en lazo abierto, a diferencia de los obtenidos con el control en lazo cerrado tienen un tiempo de asentamiento mayor para el convertidor Buck. Así mismo, la respuesta del sistema coincide con las trayectorias de referencia a partir de los 0.05 s aproximadamente.

---

## Capítulo 5

# Control para el seguimiento del punto de máxima potencia

Los algoritmos para el SPMP están diseñados para que el sistema fotovoltaico se adapte a los cambios ambientales y proporcione su máxima potencia a pesar de los cambios en las condiciones climáticas. Por lo general, los algoritmos para el SPMP están integrados dentro de los convertidores de potencia, donde el ciclo de trabajo es controlado para transferir la máxima potencia hacia la carga del sistema [69]. En este capítulo se desarrolla una estrategia de control para el SPMP basada en la propiedad de planitud diferencial del convertidor Boost cuya función es entregar un voltaje de salida mayor o igual al de alimentación. Posteriormente, se desarrolla un controlador basado en el mismo enfoque para el convertidor Buck cuyo principal atributo es entregar un voltaje de salida igual o menor que el de entrada. Ambas leyes de control se simulan utilizando el software Matlab<sup>®</sup>-Simulink<sup>®</sup>. Posteriormente, se presenta implementación del control en tiempo real para el convertidor Boost realizada utilizando la tarjeta Humusoft<sup>®</sup> MF 624 y el software Matlab<sup>®</sup>-Simulink<sup>®</sup>.

## 5.1. Diseño de un controlador para el SPMP basado en la propiedad de planitud diferencial del convertidor Boost

En esta sección se presenta el desarrollo de un controlador basado en la propiedad de la planitud diferencial para el seguimiento del punto de máxima de potencia de un sistema fotovoltaico utilizando un convertidor de potencia Boost. Como se mencionó en la Sección 4.2, una salida plana para el convertidor Boost definida en la ecuación (4.2).

$$F = \frac{1}{2} (Li^2 + Cv^2) \quad (5.1)$$

La parametrización diferencial de los estados y la entrada del convertidor Boost se definen en las ecuaciones (4.7), (4.10), (4.13) y (4.8). Una vez teniendo la parametrización de las variables de estado y salida del sistema en términos de la salida plana y sus derivadas, se propone la igualdad (5.2) que servirá como fundamento para establecer una ley de control para el seguimiento del punto máximo de potencia de un panel fotovoltaico. De acuerdo con [70], cuando el ciclo de trabajo tiene un valor menor a 0.55, la eficiencia del convertidor Boost es mayor al 90 %, por lo que considerando que la eficiencia es muy cercana al 100 %, se puede asumir la igualdad de la ecuación (5.2),

$$P_{PF} = P_C \quad (5.2)$$

donde  $P_{PF}$  representa la potencia entregada por el panel fotovoltaico y  $P_C$  la potencia de salida del convertidor Boost. La potencia del panel fotovoltaico puede escribirse en términos de su voltaje y corriente como sigue:

$$V_{PF}I_{PF} = P_C \quad (5.3)$$

Así mismo, se expresa la potencia del convertidor en términos de su resistencia de carga  $R$  y el voltaje de salida del convertidor  $v$ , considerando una carga puramente

resistiva,

$$P_C = \frac{v^2}{R} \quad (5.4)$$

Sustituyendo (5.4) en (5.3) y resolviendo para el voltaje de salida del convertidor  $v$  se obtiene:

$$v = \sqrt{V_{PF} I_{PF} R} \quad (5.5)$$

A partir de (5.5) se establece que  $v = v_{ref}$ , donde  $v_{ref}$  es el voltaje de referencia que se deberá tener en la salida del convertidor Boost para obtener la máxima potencia del sistema fotovoltaico a pesar de los cambios en las condiciones climáticas. La Figura 5.1 es el diagrama a bloques del sistema fotovoltaico incluyendo el control para el SPMP.

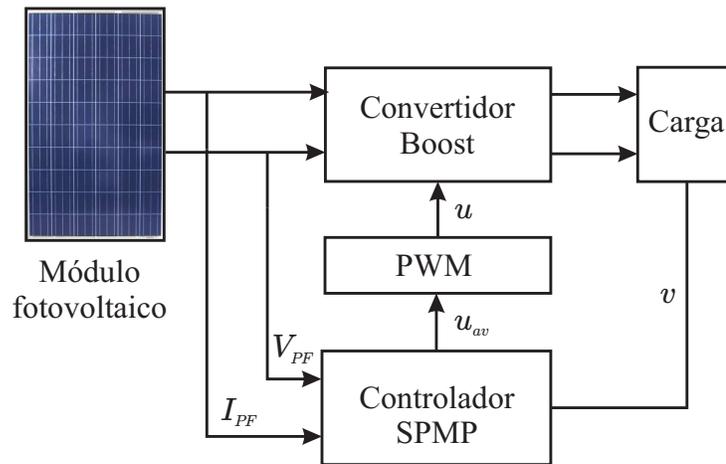


Figura 5.1: Diagrama a bloques del sistema fotovoltaico.

El sistema consta de un panel fotovoltaico cuya función es proveer energía al sistema a partir de transformar la radiación solar en energía eléctrica (efecto fotovoltaico), por otro lado, el convertidor Boost sirve como una interfaz entre el panel fotovoltaico y la carga del sistema. Así mismo, se tiene el bloque controlador para el SPMP que tiene la función de proveer una señal de control ( $u_{av}$ ) que sirve para modificar el ciclo de trabajo del PWM y de esta manera seguir el PMP. La Figura 5.2 muestra el diagrama a bloques del controlador propuesto para el controlador en lazo

abierto para el SPMP. El diagrama a bloques del sistema de control consta de cinco bloques: salida plana, corriente de referencia, voltaje de referencia, control promedio y un PWM.

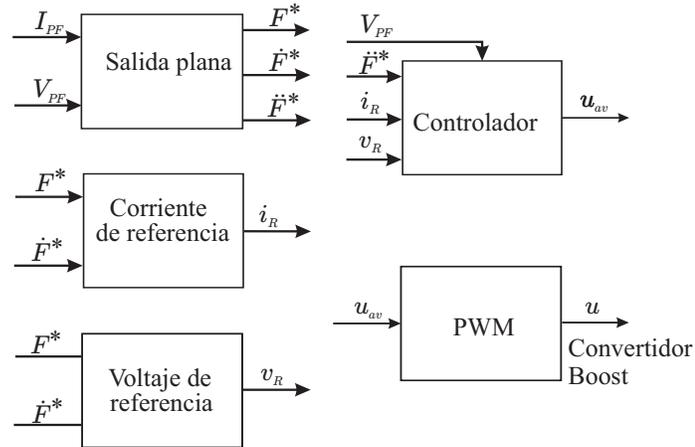


Figura 5.2: Diagrama a bloques del control propuesto.

El bloque salida plana sirve para generar la salida plana y sus derivadas que se utilizan como entradas en los bloques de corriente de referencia  $i_R$  y voltaje de referencia  $v_R$ , así como en el bloque controlador, cabe mencionar que el bloque salida plana también sirve para generar  $F^*$ ,  $\dot{F}^*$  y  $\ddot{F}^*$ . Las entradas del bloque salida plana son el voltaje y la corriente del panel fotovoltaico que se emplean para generar el voltaje de referencia  $v_{ref}$  que sirve para obtener el PMP y determinar los valores de  $i$  y  $v$  de la ecuación (5.1). De igual forma, se tienen los bloques de voltaje y corriente de referencia que sirven para generar los valores de  $v_R$  e  $i_R$ . El bloque controlador genera la señal  $u_{av}$  que sirve para seguir el PMP del sistema fotovoltaico. La señal de  $u_{av}$  es la encargada de modificar el ciclo de trabajo del PWM que tiene la función de enviar la señal de encendido y apagado hacia el convertidor de potencia Boost y de esta manera obtener el PMP.

### 5.1.1. Control en lazo abierto para el SPMP usando un convertidor Boost

Para realizar las simulaciones en lazo abierto del control basado en planitud diferencial definido en (4.13) para el seguimiento de PMP se utilizó el software Matlab<sup>®</sup>-

Simulink®. Así mismo, para simular el panel fotovoltaico Virtus II se utilizó un bloque que viene dentro de Matlab®-Simulink®. El controlador en lazo abierto basado en planitud fue evaluado desde dos aspectos: cambios en la radiación solar y variaciones en la temperatura. Para esto se considerando tres casos,

**Caso 1** Variación de la temperatura de 25 a 40 °C con una radiación solar constante de 800 W/m<sup>2</sup>.

**Caso 2** Cambio de la radiación solar de 500 a 1000 W/m<sup>2</sup>, con una temperatura de 25°C.

**Caso 3** Variación en la radiación solar de 1000 a 500 W/m<sup>2</sup> a los 0.6 segundos. Después de 1.2 segundos se considera un cambio en la radiación solar de 500 a 1000 W/m<sup>2</sup>. Finalmente a los 2 segundos existe un cambio la temperatura de 25 a 40 °C.

Para el cálculo de los valores de  $L$  y  $C$  se usó el procedimiento descrito en [70]. Para lo cual se determinó que la corriente en el inductor sea continua, que el voltaje de salida del convertidor tuviera un rizo menor al 5%, considerando que panel fotovoltaico entrega un voltaje de 30 V operando en el PMP, que el PWM trabaja con una frecuencia de 45 kHz y una resistencia de carga de 12  $\Omega$ , encontrándose que  $L_{min} = 16 \mu\text{H}$  y  $C_{min} = 92 \mu\text{F}$ . A partir de lo anterior, considerando que el rizo en la corriente tenga un valor aproximado de 33 mA y tomando como referencia [44], [74], se propone que para las simulaciones del control en lazo abierto basado en planitud diferencial se utilicen los valores descritos en la Tabla 5.1.

Tabla 5.1: Parámetros del convertidor de potencia Boost.

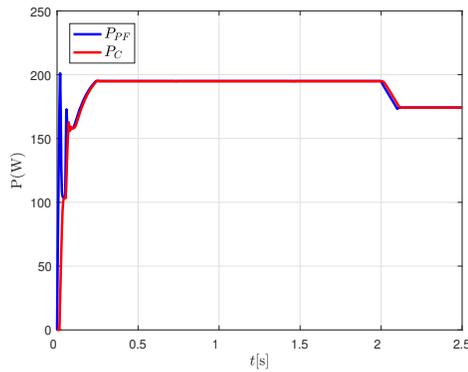
Parámetros	Valores
$L$	10 mH
$R$	12 $\Omega$
$C$	470 $\mu\text{F}$
$P_{PWM}$	45 kHz

Por otra parte, en la Tabla 5.2 se muestran los diferentes valores teóricos de potencia entregada por el panel fotovoltaico Virtus II, considerando diferentes valores de temperatura y radiación solar los cuales se obtienen a través simulaciones del panel fotovoltaico utilizando el software el Matlab®-Simulink®.

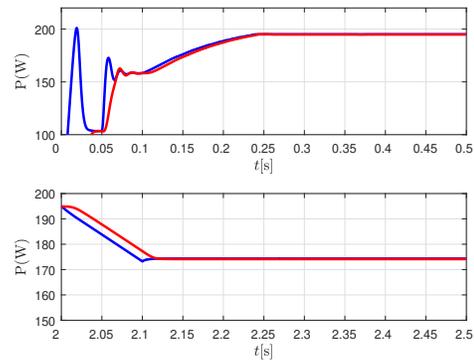
Tabla 5.2: Máxima potencia teórica del panel fotovoltaico Virtus II.

Radiación solar (W/m <sup>2</sup> )	Temperatura (°C)	P <sub>MAX</sub> (W)
1000	25	250
1000	40	232
800	25	200
800	40	186
500	25	125

Las Figuras 5.3a y 5.3b muestran los resultados de la simulación del **Caso 1**, donde se observa que el tiempo que tarda en alcanzar el PMP es de aproximadamente 0.25 s. Además se observa existe una diferencia entre la potencia teórica y la potencia que se obtuvo al realizar la simulación.



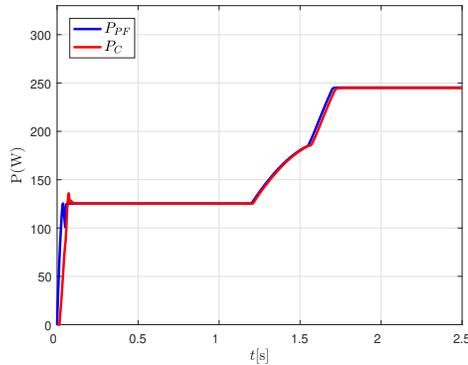
(a) Potencia del panel fotovoltaico y el convertidor.



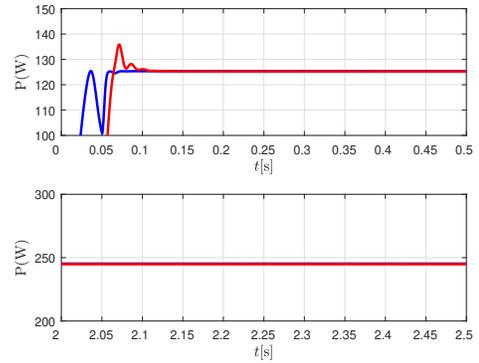
(b) Potencia del panel fotovoltaico y el convertidor en el intervalo de tiempo de 0 a 0.5 s y de 2 s a 2.5 s.

Figura 5.3: Resultados de la simulación considerando una radiación solar constante 800 W/m<sup>2</sup> y una variación en la temperatura (**Caso 1**).

Por otro lado, las Figuras 5.4a y 5.4b presentan los resultados del **Caso 2**, donde se propone un cambio en la radiación de 500 a 1000 W/m<sup>2</sup> con una temperatura constante de 25 °C. Se observa que cuando se tiene una radiación solar de 500 W/m<sup>2</sup>, el tiempo que tarda en alcanzar el PMP es de aproximadamente 0.1 s. Así mismo, se observa que cuando se tiene un radiación solar de 1000 W/m<sup>2</sup> no se alcanza la potencia teórica de 250 W.



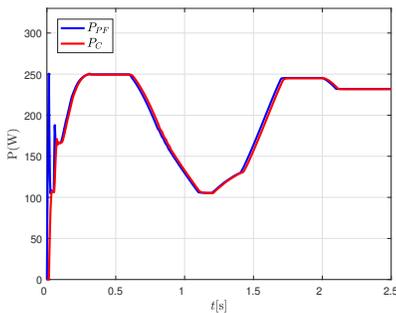
(a) Potencia del panel fotovoltaico y del convertidor de potencia.



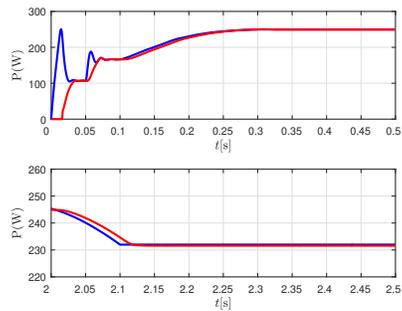
(b) Potencia del panel fotovoltaico y el convertidor en el intervalo de tiempo de 0 a 0.5 s y de 2 s a 2.5 s.

Figura 5.4: Resultados de la simulación considerando una temperatura constante de 25 °C y un aumento de la radiación solar de 500 a 1000 W/m<sup>2</sup> (**Caso 2**).

En la prueba del **Caso 3** se observa que no se obtiene la potencia teórica cuando se cambia la radiación solar de 1000 a 500 W/m<sup>2</sup> que es de 125 W. Por otro lado, cuando cambia nuevamente la radiación solar de 500 a 1000 W/m<sup>2</sup> no se alcanza la potencia teórica de 250 W. Así mismo, se observa que el tiempo para alcanzar el PMP es de aproximadamente 0.3 s. Las Figura 5.5a y 5.5b muestra los resultados de la simulación.



(a) Potencia del panel fotovoltaico y el convertidor.



(b) Potencia del panel fotovoltaico y el convertidor en el intervalo de tiempo de 0 a 0.5 s y de 2 s a 2.5 s.

Figura 5.5: Resultados de la simulación considerando una radiación solar variable y un cambio en la temperatura (**Caso 3**).

### 5.1.2. Control en lazo cerrado para el SPMP usando un convertidor Boost

Siguiendo el procedimiento descrito en [13], el desarrollo del control en lazo cerrado para el seguimiento del punto máxima potencia de un sistema fotovoltaico se parte de la ecuación (4.13), donde la derivada de más alto orden es sustituida por una entrada auxiliar  $\mu_{aux}$ :

$$\mu_{aux} = \ddot{F} \quad (5.6)$$

entonces el control  $u_{av}$  es determinado por:

$$u_{av}(t) = 1 - \frac{i_R \dot{V}_{PF} + \frac{1}{L} V_{PF}^2 + \frac{2}{R^2 C} v_R^2 - \mu_{aux}}{\left(\frac{1}{L} V_{PF} + \frac{2}{RC} i_R\right) v_R} \quad (5.7)$$

Con respecto al problema de seguimiento del PMP, el error se define como:  $e = F - F^*$  y mediante la selección apropiada de la entrada auxiliar se define una dinámica estable para el error para garantizar que  $F \rightarrow F^*$ . Se propone la siguiente entrada auxiliar:

$$\mu_{aux} = \ddot{F}^* - \beta_1(\dot{F} - \dot{F}^*) - \beta_0(F - F^*) \quad (5.8)$$

Sustituyendo (5.8) en (5.6) se obtiene la dinámica del error en lazo cerrado que está representada por:

$$\ddot{e} + \beta_1 \dot{e} + \beta_0 e = 0 \quad (5.9)$$

que se asocia con el polinomio característico:

$$P(s) = s^2 + \beta_1 s + \beta_0 \quad (5.10)$$

Los valores de  $\beta_1$  and  $\beta_0$  deberán seleccionarse de manera que las raíces del polinomio característico (5.10) queden del lado izquierdo del plano complejo. Por conveniencia, el polinomio característico se puede escribir en términos del factor de amortiguación

$\zeta$  y la frecuencia natural  $\omega_n$  como sigue:

$$P(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (5.11)$$

donde  $\omega_n > 0$  y  $\zeta > 0$ . Por lo tanto,  $\beta_1$  y  $\beta_0$  son determinadas por:

$$\beta_1 = 2\zeta\omega_n, \quad \beta_0 = \omega_n^2 \quad (5.12)$$

En la Figura 5.6 se muestran los diferentes bloques que componen el control en lazo cerrado.

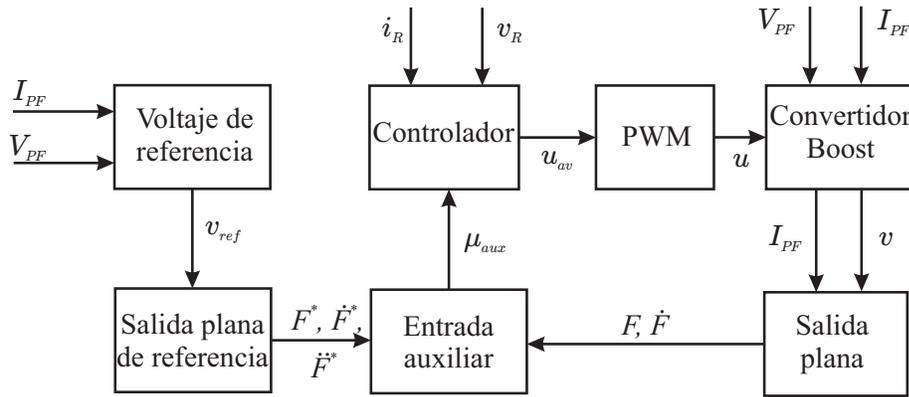


Figura 5.6: Diagrama a bloques del control en lazo cerrado.

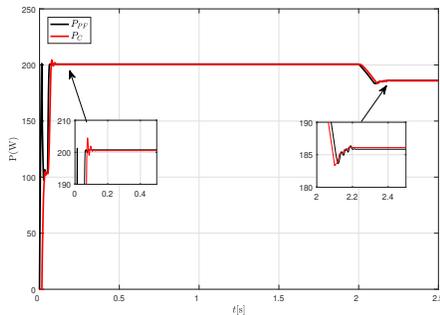
El bloque *voltaje de referencia* es el encargado de obtener el voltaje  $v_{ref}$  que sirve como referencia para obtener el PMP, así mismo, esta señal es la entrada del bloque *salida plana de referencia* que proporciona la salida plana de referencia y sus derivadas  $F^*$ ,  $\dot{F}^*$  y  $\ddot{F}^*$  que sirven como entradas para el bloque *entrada auxiliar*. En bloque *voltaje de referencia* también se obtienen los valores de corriente de referencia  $i_R$  y voltaje de referencia  $v_R$ . Por otro lado, el bloque *entrada auxiliar* proporciona la dinámica estable del error en lazo cerrado. Este bloque tiene como entradas  $F$  y  $\dot{F}$  que se obtienen de los parámetros del convertidor Boost, voltaje salida  $v$  y corriente del inductor  $I_{PF}$ . La salida de este bloque es  $\mu_{aux}$  que es una entrada del bloque *controlador* que tiene la función proveer una señal de control ( $u_{av}$ ) que sirve para obtener el PMP. La salida de este bloque no puede gobernar directamente el interruptor del convertidor Boost, por esta razón, el controlador se implementa a

través de un PWM que controla el funcionamiento del convertidor Boost que trabaja como una interfaz entre panel fotovoltaico y la carga del sistema.

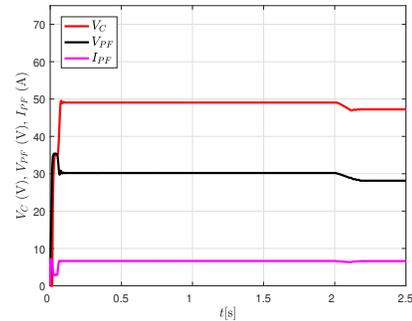
Para evaluar el controlador en lazo cerrado se toman como referencia los valores de la radiación solar y la temperatura utilizados en la simulación del control en lazo abierto (**Caso 1**, **Caso 2**, **Caso 3**). Así mismo, se utilizan los parámetros mostrados en la Tabla 5.1 y para las ganancias  $\beta_1$  y  $\beta_0$  definidas en (5.12) se propusieron los siguientes valores los cuales se obtienen de forma experimental, verificando que generan un comportamiento satisfactorio en las características de respuesta del sistema:

$$\zeta = 0.1, \quad \omega_n = 300 \quad (5.13)$$

La Figura 5.7 muestra los resultados de la primera prueba (**Caso 1**) donde se tenía una radiación constante de  $800 \text{ W/m}^2$  y a los dos segundos se realiza un cambio en la temperatura de  $25$  a  $40 \text{ }^\circ\text{C}$ .



(a) Potencia del panel fotovoltaico y el convertidor.



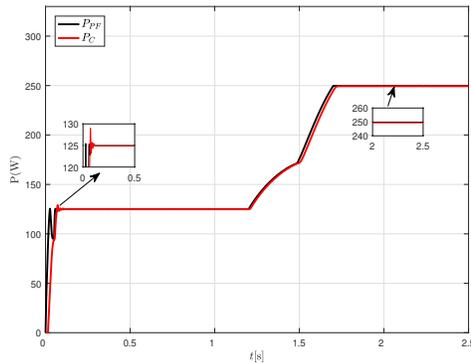
(b) Voltaje del convertidor ( $V_C$ ), voltaje y corriente del panel fotovoltaico ( $V_{PF}$  e  $I_{PF}$ ).

Figura 5.7: Resultados de la simulación considerando una radiación solar constante  $800 \text{ W/m}^2$  y una variación en la temperatura (**Caso 1**).

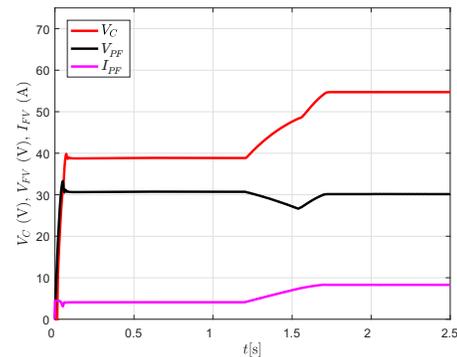
La Figura 5.7a muestra la potencia de salida del convertidor así como la del panel fotovoltaico. Por otra parte, la Figura 5.7b muestra el voltaje de salida del convertidor así como el voltaje y corriente del panel fotovoltaico. La potencia tiene un valor inicial de  $200 \text{ W}$  y posteriormente cuando la temperatura se incrementa

la potencia es de 186 W, lo que concuerda con los valores teóricos mostrados en la Tabla 5.2. El tiempo de convergencia al PMP es menor a 0.2 segundos. Así mismo, el voltaje del panel fotovoltaico disminuye y la corriente permanece constante cuando hay un cambio en la temperatura de 25 a 40 °C.

En la Figura 5.8 se presentan los resultados de la segunda prueba donde se propone un cambio en la radiación solar de 500 a 1000 W/m<sup>2</sup> con una temperatura constante de 25 °C (**Caso 2**). La Figura 5.8a muestra las potencias de salida del panel fotovoltaico y del convertidor. Inicialmente la potencia tiene un valor de 125 W que corresponde a la potencia considerando una radiación solar de 500 W/m<sup>2</sup>. Posteriormente, cuando la radiación solar se incrementa a 1000 W/m<sup>2</sup>, se obtiene una potencia de 250 W. Así mismo, en la Figura 5.8b se muestran los resultados con respecto voltaje y corriente entregada por el panel fotovoltaico donde se observa que al incrementarse la radiación solar hay un incremento el voltaje de salida del convertidor, mientras el voltaje del panel tiene una caída pero posteriormente se estabiliza. Por otro lado, la corriente de panel se incrementa cuando la radiación solar se eleva de 500 a 1000 W/m<sup>2</sup>, lo que concuerda con la forma de operación del panel fotovoltaico. El tiempo de convergencia al PMP es menor a 0.5 segundos



(a) Potencia del panel fotovoltaico y el convertidor.



(b) Voltaje del convertidor ( $V_C$ ), voltaje y corriente del panel fotovoltaico ( $V_{PF}$  e  $I_{PF}$ ).

Figura 5.8: Resultados de la simulación considerando un cambio en la radiación solar de 500 a 1000 W/m<sup>2</sup> con una temperatura constante (**Caso 2**).

En la tercera prueba (**Caso 3**) también se tomaron los valores que se utilizaron

en la prueba de control en lazo abierto. Inicialmente se tiene una radiación solar constante de  $1000 \text{ W/m}^2$ , posteriormente a los 0.6 segundos decrece la radiación solar de  $1000$  a  $500 \text{ W/m}^2$ , a los 1.2 segundos se vuelve incrementar la radiación solar de  $500$  a  $1000 \text{ W/m}^2$  y a los 2 segundos la temperatura tiene una variación de  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  a  $40 \text{ }^\circ\text{C}$ . En esta última prueba el controlador propuesto se compara con los controladores P&O y Conductancia Incremental con regulador integral los cuales también se simulan en Matlab<sup>®</sup>-Simulink<sup>®</sup> considerando los mismos elementos que en el controlador basado en planitud. Los resultados de la prueba se muestran en las Figuras 5.9 y 5.10. La Figura 5.9 muestra las diferentes potencias donde  $P_{P\&O}$  es la potencia obtenida con la técnica de control Perturbación & Observación,  $P_{PD}$  corresponde a la respuesta del controlador basado en planitud diferencial y  $P_{CI+RI}$  a la correspondiente a la técnica de conductancia incremental combinada con regulación integral (**Caso 3**).

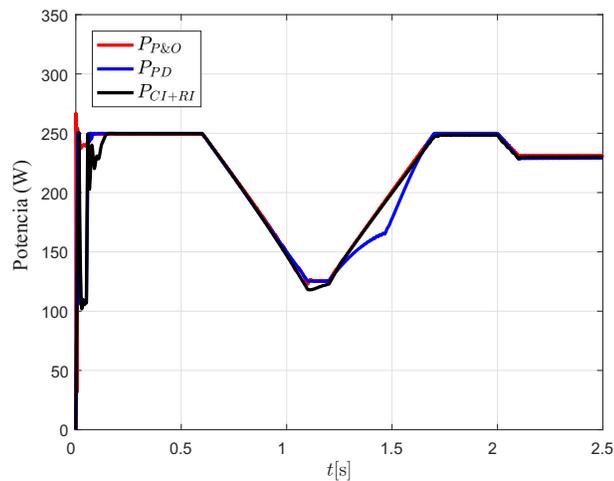
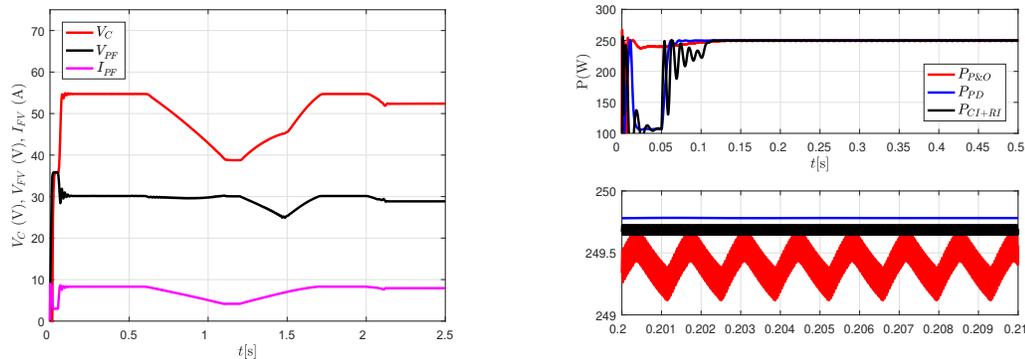


Figura 5.9: Comparación de técnicas de control para el SPMP.

En la Figura 5.9 se observa que el controlador basado en planitud tiene un comportamiento similar al producido con la implementación de los controladores P&O y Conductancia Incremental ante los cambios de radiación solar y temperatura. Cabe mencionar que cuando se incrementa la radiación solar de  $500$  a  $1000 \text{ W/m}^2$  existe una diferencia entre las potencias de P&O y Conductancia Incremental con el control basado en planitud. Por otro lado, en la Figura 5.10b se observa que el tiempo en que se alcanza el PMP es similar para los tres controladores (aproximadamente 0.1

segundos). Así mismo, se observa que el controlador basado en planitud diferencial no tiene oscilaciones como las que se producen con los métodos P&O y Conductancia Incremental. En la Figura 5.10a se muestra el comportamiento del voltaje de salida del convertidor, así como el voltaje y corriente del panel fotovoltaico. Se observa que el voltaje de salida del convertidor varía de acuerdo con la radiación solar. Por otro lado, la corriente del panel presenta variaciones de acuerdo con el valor de la radiación solar, entre mayor sea radiación solar mayor es la corriente. También se muestra el comportamiento del voltaje de salida del panel el cual tiene una variación cuando la radiación solar se incrementa para posteriormente estabilizarse. Además, puede observarse un decremento en el voltaje cuando hay un incremento en la temperatura.



(a) Voltaje del convertidor ( $V_C$ ), voltaje y corriente del panel fotovoltaico ( $V_{PF}$  e  $I_{PF}$ )

(b) Potencia del panel fotovoltaico con intervalos de tiempo de 0 a .5 s y 0.2 a 0.25 s.

Figura 5.10: Comparación de algoritmos para el SPMP considerando cambios en la radiación solar (**Caso 3**).

De acuerdo con las pruebas realizadas para el controlador basado en planitud diferencial, éste puede ser aplicado para seguir el PMP considerando que existen cambios en la radiación solar y en la temperatura, ya que los resultados de las simulaciones muestran que se obtienen los valores teóricos de potencia máxima del panel fotovoltaico. Por otra parte, al comparar el desempeño del control en lazo cerrado con el control en lazo abierto se observa un mejor funcionamiento del primero considerando las tres pruebas realizadas ya que se obtiene la máxima potencia teórica. Así mismo se alcanza más rápidamente el PMP (aproximadamente 0.1 segundos).

En la comparación con los controladores P&O y Conductancia Incremental se observa que los resultados son similares aunque debe mencionarse que la exactitud de los métodos analizados dependen del tamaño de la perturbación que se utilice en su aplicación. La eficiencia del método P&O depende del tamaño de la perturbación ya que si ésta es pequeña, el PMP no se alcanza de manera inmediata, sin embargo, si se elige una perturbación grande, la potencia máxima se alcanza en un periodo corto de tiempo pero aumenta la oscilación alrededor del PMP [4].

## 5.2. Implementación en tiempo real del controlador para el SPMP usando un convertidor Boost

En la sección anterior se llevó a cabo la simulación del control basado en planitud diferencial para el seguimiento del punto de máxima potencia utilizando el convertidor Boost. Una vez que se ha comprobado que el control funciona en simulación, el siguiente paso es instrumentarlo en tiempo real, para lo cual, se realizaron pruebas con el simulador Agilent E4351B, considerando los parámetros del panel NICOR NS-H115M54-01 y el módulo fotovoltaico Virtus II JC250M-24/Bb.

### 5.2.1. Implementación del controlador basado en planitud diferencial en un simulador de paneles fotovoltaicos

Para implementar el controlador para el seguimiento del punto de máxima potencia en tiempo real se utilizó un convertidor de potencia tipo Boost que fue diseñado para operar en modo continuo a una frecuencia de conmutación de 45 kHz. Además, se utilizaron cuatro sensores para medir las siguientes variables: la corriente a través del inductor  $I_{PF}$ , el voltaje en la salida del convertidor  $V_C$ , el voltaje de entrada  $V_{PF}$  y la corriente en la resistencia de carga  $I_R$  (ver Figura 5.11). Para implementar el controlador basado en planitud diferencial para el SPMP, se empleó la tarjeta Humusoft<sup>®</sup> MF624 instalada en una computadora con un procesador Intel<sup>®</sup> Core<sup>TM</sup> i7 con una memoria de 8GB RAM y el software Matlab<sup>®</sup>-Simulink<sup>®</sup>. Para desarrollar las diferentes pruebas, el sistema se configuró para operar a una frecuencia

de muestreo de 10 kHz y se utilizaron cuatro entradas analógicas para los sensores y un generador PWM de la tarjeta Humusoft® MF624. Las señales de entrada del controlador son provistas por los sensores de corriente S22P015S05 (Tamura Corporation) y los sensores de voltaje AMC1100 de Texas Instruments Inc. Así mismo, el controlador provee una señal de control promedio ( $u_{av}$ ) que se aplica para ajustar el ciclo de trabajo del generador de PWM que opera a una frecuencia de 45 kHz y que activa apropiadamente el MOSFET 19NF20 de STMicroelectronics a través del circuito optoacoplador IX3180 de IXYS para seguir el punto de máxima potencia.

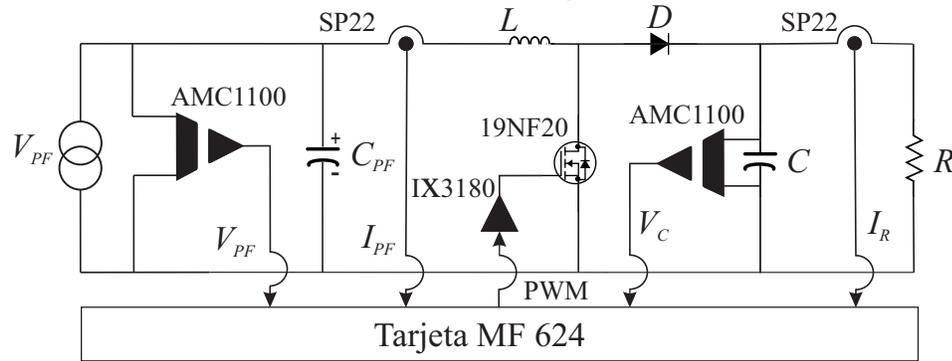


Figura 5.11: Esquema general de la configuración experimental del sistema fotovoltaico.

La Fig. 5.11 muestra el diagrama de los componentes del convertidor Boost así como los números de parte de los diferentes dispositivos utilizados para la implementación del controlador. Así mismo, la Figura 5.12 muestra los elementos que conforman el prototipo experimental.

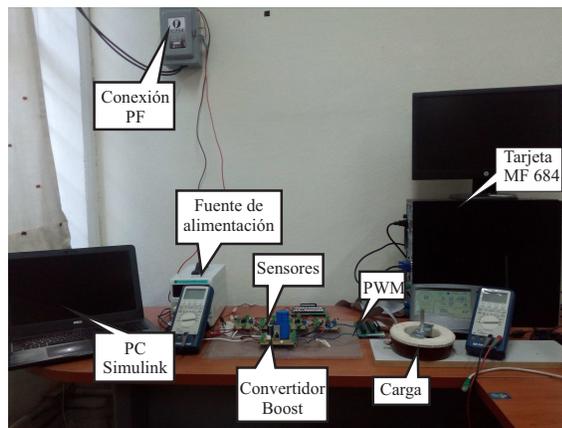


Figura 5.12: Implementación experimental del sistema fotovoltaico.

Como se mencionó anteriormente, para las pruebas en tiempo real del control basado en planitud diferencial se utilizó el simulador de paneles solares Agilent E4351B (véase Apéndice D). Debido a las características del simulador de paneles fotovoltaicos Agilent se utilizaron los parámetros del panel solar NICOR NS-H115M54-01 que tiene especificaciones dentro de los rangos de operación del simulador Agilent E4351B. La Tabla 5.3 muestra las especificaciones del panel NICOR utilizado en estas pruebas.

Tabla 5.3: Parámetros del panel solar NICOR NS-H115M54-01.

Parámetros	Valores
Potencia máxima	115 W
$V_{PMP}$	25.9 V
$I_{PMP}$	4.44 A
$I_{SC}$	5.09 A
$V_{OC}$	30.2 V
$\mu_{SC}$	0.053 %/°C

En la Figura 5.13 se muestran las relaciones V-I y V-P considerando diferentes valores de potencia, voltaje y corriente para diferentes intensidades de radiación solar (800, 700, 600, 500 y 400 W/m<sup>2</sup>) a una temperatura constante de 25 °C. En la Tabla 5.4 se muestran las diferentes potencias máximas teóricas que entrega el panel fotovoltaico considerando diferentes valores de radiación solar.

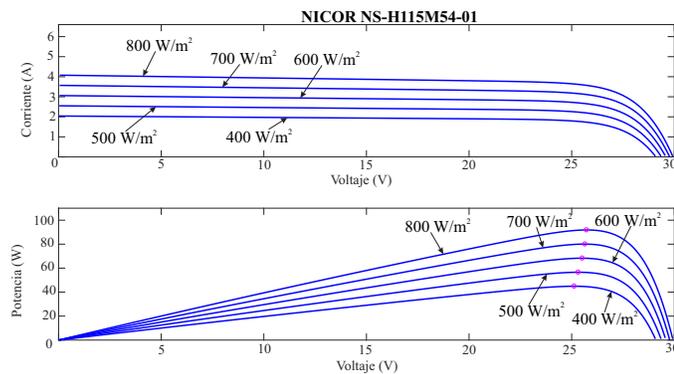
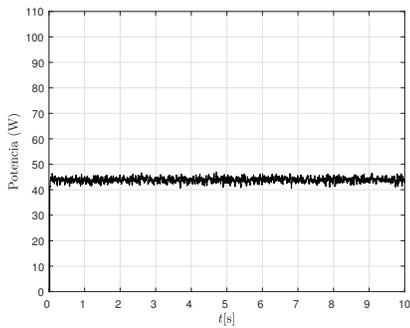


Figura 5.13: Relaciones I-V y P-V del panel solar NICOR.

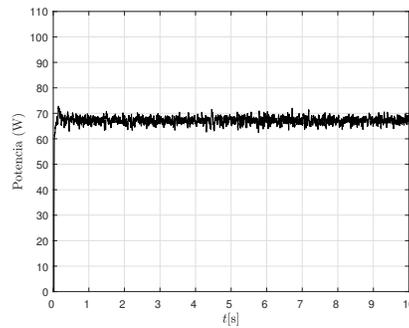
Tabla 5.4: Potencia del panel solar NICOR NS-H115M54-01 considerando diferentes valores de radiación solar a una temperatura de 25 °C.

Radiación solar (W/m <sup>2</sup> )	Potencia máxima (W)
800	91.84
700	80.05
600	68.29
500	56.57
400	44.90

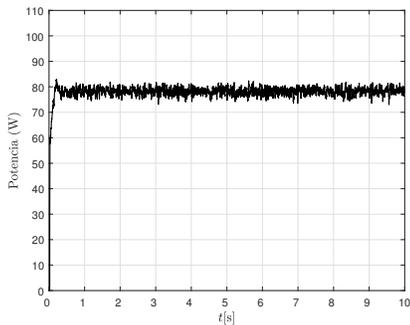
Inicialmente se realizaron pruebas considerando valores constantes para la radiación solar (800, 700, 600 y 400 W/m<sup>2</sup>) a una temperatura constante de 25 °C. La Figura 5.14 muestra los resultados de las diferentes pruebas realizadas.



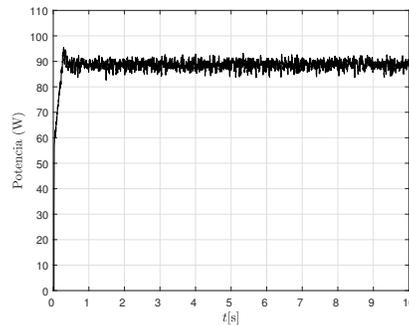
(a) Potencia obtenida considerando una radiación solar de 400 W/m<sup>2</sup>.



(b) Potencia obtenida considerando una radiación solar de 600 W/m<sup>2</sup>.



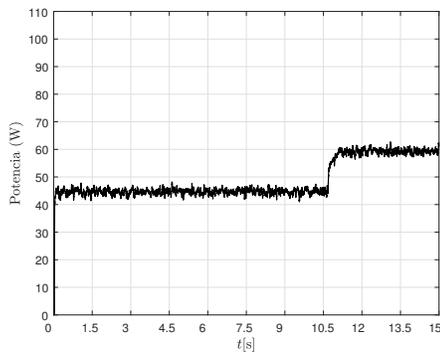
(c) Potencia obtenida consideraran una radiación solar de 700 W/m<sup>2</sup>.



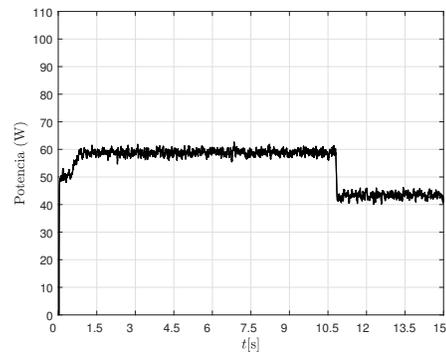
(d) Potencia obtenida consideraran una radiación solar de 800 W/m<sup>2</sup>.

Figura 5.14: Resultados obtenidos con el simulador de paneles fotovoltaicos.

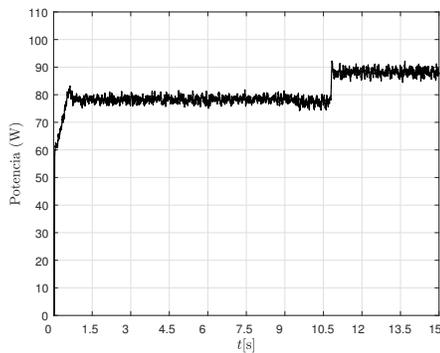
Con las pruebas realizadas del controlador basado en planitud para el seguimiento del PMP se observa que se alcanzan la potencia máxima teórica de acuerdo con los datos proporcionados en la Tabla 5.3. Así mismo, se observa que el PMP se alcanza en menos de un segundo. Por otro lado, en la segunda prueba se consideraron cambios en la radiación solar con incrementos o decrementos de  $100 \text{ W/m}^2$  a una temperatura de  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ . En las pruebas realizadas se consideraron cambios en la radiación solar de  $400$  a  $500 \text{ W/m}^2$ , de  $500$  a  $400 \text{ W/m}^2$ , de  $700$  a  $800 \text{ W/m}^2$  y de  $800$  a  $700 \text{ W/m}^2$ . La Figura 5.15 muestra los resultados de las diferentes pruebas realizadas.



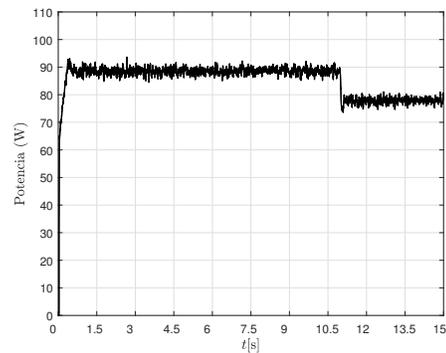
(a) Potencia obtenida considerando una variación en la radiación solar de  $400$  a  $500 \text{ W/m}^2$  que ocurre a los  $10.5 \text{ s}$ .



(b) Potencia obtenida considerando una variación en la radiación solar de  $500$  a  $400 \text{ W/m}^2$  que ocurre a los  $10.5 \text{ s}$ .



(c) Potencia obtenida considerando una variación en la radiación solar de  $700$  a  $800 \text{ W/m}^2$  que ocurre a los  $10.5 \text{ s}$ .



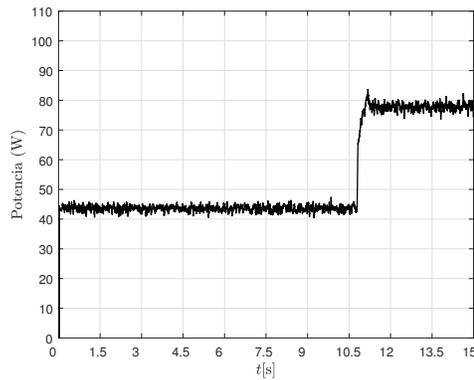
(d) Potencia obtenida considerando una variación en la radiación solar de  $800$  a  $700 \text{ W/m}^2$  que ocurre a los  $10.5 \text{ s}$ .

Figura 5.15: Resultados en tiempo real considerando variaciones en la radiación solar.

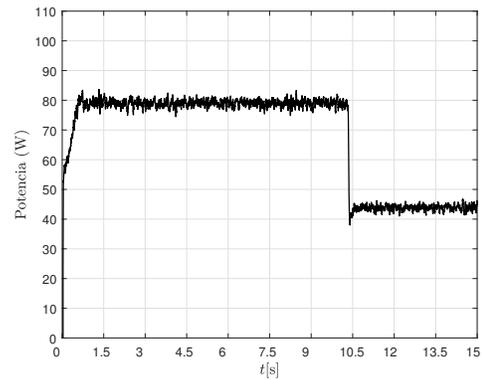
El resultado de las pruebas muestra que el controlador basado en planitud diferencial para el seguimiento del PMP tiene un desempeño satisfactorio ya que se

alcanza la potencia teórica para el PMP de panel solar simulado aún considerando cambios en la radiación solar de  $100 \text{ W/m}^2$ . Además se observa que cuando la radiación solar cambia, el PMP se alcanza en tiempo menor a un segundo.

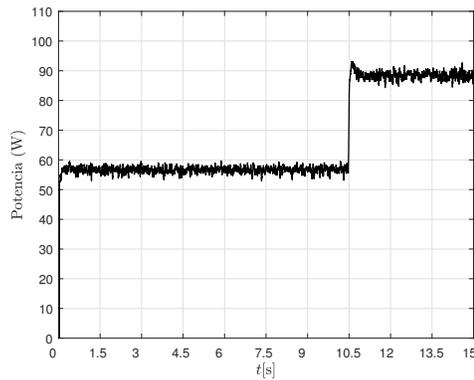
En la tercera prueba se consideran cambios en la radiación solar con incrementos y decrementos de  $300 \text{ W/m}^2$ . En la Figura 5.16 se presentan los resultados de las pruebas realizadas con las condiciones antes mencionadas.



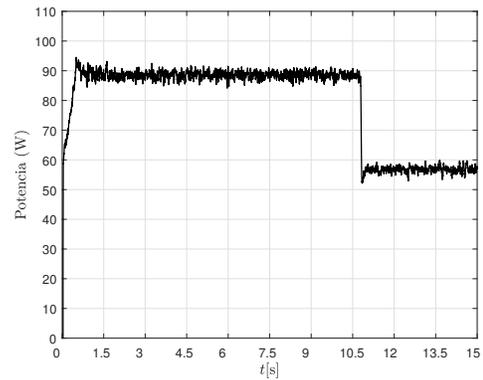
(a) Potencia obtenida considerando una variación en la radiación solar de  $400$  a  $700 \text{ W/m}^2$  que ocurre a los  $10.5 \text{ s}$ .



(b) Potencia obtenida considerando una variación en la radiación solar de  $700$  a  $400 \text{ W/m}^2$  que ocurre a los  $10.5 \text{ s}$ .



(c) Potencia obtenida considerando una variación en la radiación solar de  $500$  a  $800 \text{ W/m}^2$  que ocurre a los  $10.5 \text{ s}$ .



(d) Potencia obtenida considerando una variación en la radiación solar de  $800$  a  $500 \text{ W/m}^2$  que ocurre a los  $10.5 \text{ s}$ .

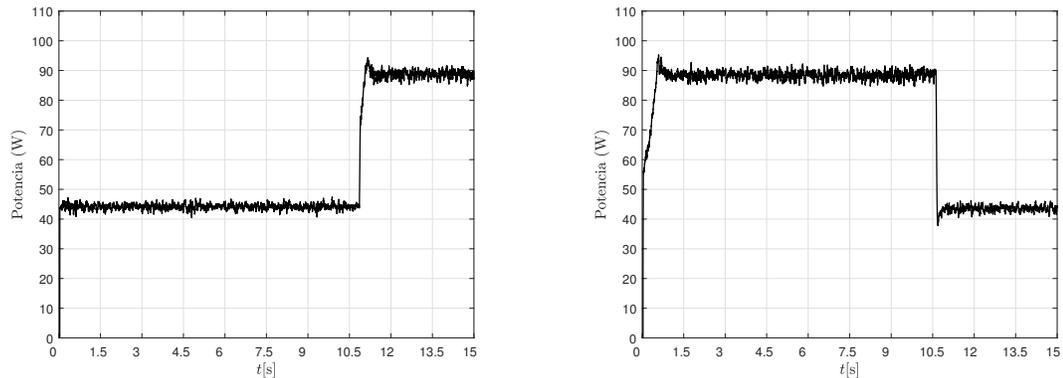
Figura 5.16: Resultados en tiempo real considerando variaciones en la radiación solar.

Durante esta prueba se consideró inicialmente una radiación de  $400 \text{ W/m}^2$  y se incrementó a  $700 \text{ W/m}^2$ . Por otra parte, se consideró también un decremento en

la radiación de  $700 \text{ W/m}^2$  a  $400 \text{ W/m}^2$ . Variaciones de  $500$  a  $800 \text{ W/m}^2$  y de  $800$  a  $500 \text{ W/m}^2$  también fueron consideradas. Durante estas pruebas se consideró una temperatura constante de  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ .

El resultado de las pruebas muestra que el controlador basado en planitud diferencial para el seguimiento del PMP opera eficazmente aún cuando la radiación solar tenga cambios abruptos, ya que se alcanzan los valores teóricos de potencia mostrados en la Tabla 5.3. Nuevamente puede observarse que el tiempo en el que se alcanza el PMP es menor a un segundo.

En una cuarta prueba utilizando el simulador de paneles se consideran cambios en la radiación con incrementos y decrementos de  $400 \text{ W/m}^2$ . Durante esta prueba se consideró inicialmente una radiación de  $400$  y se incrementó a  $800 \text{ W/m}^2$ . Por otra parte, se consideró también un decremento de  $800$  a  $400 \text{ W/m}^2$ , durante estas pruebas se consideró una temperatura constante de  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ . Los resultados de estas pruebas se muestran en la Figura 5.17.



(a) Potencia obtenida considerando una variación en la radiación solar de  $400$  a  $800 \text{ W/m}^2$  que ocurre a los  $10.5 \text{ s}$ .

(b) Potencia obtenida considerando una variación en la radiación solar de  $800$  a  $400 \text{ W/m}^2$  que ocurre a los  $10.5 \text{ s}$ .

Figura 5.17: Resultados en tiempo real considerando variaciones en la radiación solar

Con respecto a estas pruebas puede notarse que el controlador basado en planitud diferencial para el seguimiento del punto de máxima potencia opera adecuadamente, ya que se obtuvieron los valores teóricos de potencia máxima de acuerdo con las especificaciones del panel solar NICOR. En cuanto al tiempo que se tarda en alcanzar el PMP se observa que es de menos de un segundo. Cabe mencionar que los datos de potencia obtenidos con las diferentes pruebas corresponden a la potencia del panel

entregada en este caso por el simulador de paneles fotovoltaicos.

### 5.2.2. Implementación del controlador basado en planitud diferencial en el panel solar Virtus II

Para verificar el desempeño del controlador basado en planitud diferencial para el seguimiento del punto de máxima potencia también se realizaron pruebas con el panel Virtus II JC250M-24/Bb (véase Apéndice A). Para medir la radiación solar se utilizó la estación meteorológica Vantage Pro2<sup>TM</sup> que se conecta de forma remota con su consola indicadora. La estación meteorológica se instaló junto al panel fotovoltaico el cuál fue ubicado en la azotea donde se encuentra el laboratorio de sistemas dinámicos de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma del Estado de México en Toluca. La temperatura se midió con un termómetro Infrarrojo Dual Sonolife<sup>®</sup>; estas mediciones fueron verificadas a través de su comparación con los resultados obtenidos con un multímetro TEST BENCH<sup>®</sup> modelo 390A. En la Figura 5.18 se muestra la instalación del panel fotovoltaico Virtus II con la estación meteorológica Vantage Pro2<sup>TM</sup>.



Figura 5.18: Panel solar Virtus II.

Durante la primera prueba se midió una radiación solar de  $510 \text{ W/m}^2$  y una temperatura aproximada de  $30 \text{ }^\circ\text{C}$ . La Figura 5.19 muestra los resultados de la prueba. En la Figura 5.20 se presentan los resultados de la simulación considerando los valores de radiación y temperatura de la prueba realizada con el módulo fotovoltaico.

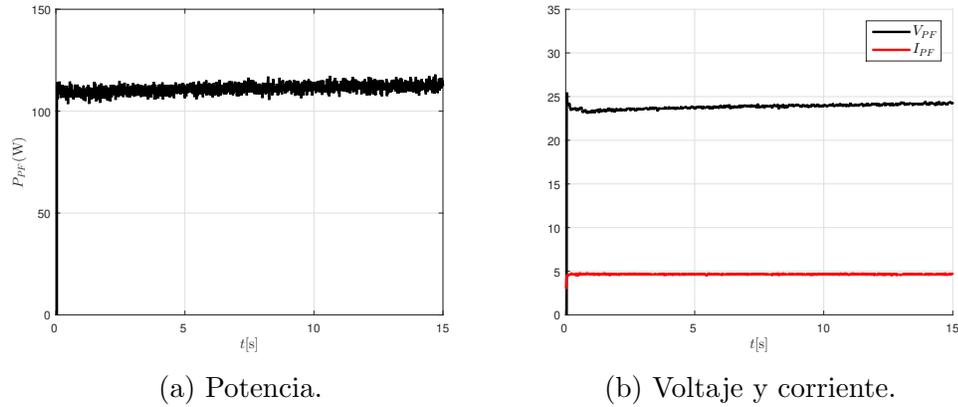


Figura 5.19: Resultados obtenidos con el panel fotovoltaico Virtus II ante condiciones de radiación y temperatura de  $510 \text{ W/m}^2$  y  $30 \text{ }^\circ\text{C}$ , respectivamente.

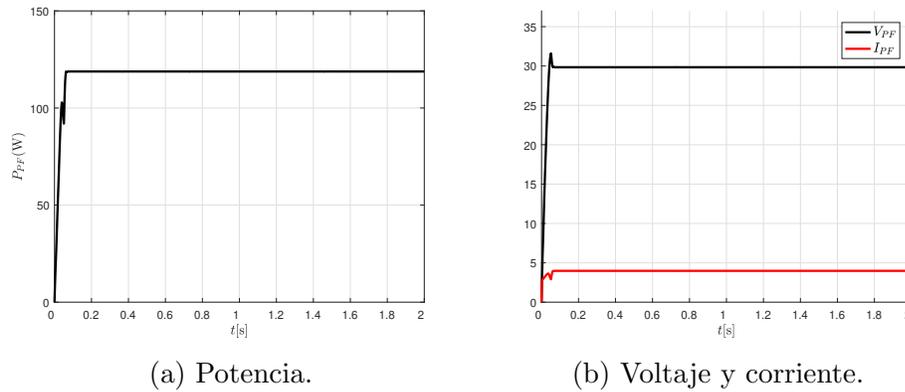


Figura 5.20: Resultados de la simulación con una radiación solar de  $510 \text{ W/m}^2$

En otra prueba con el módulo fotovoltaico se midió una radiación solar de  $900 \text{ W/m}^2$  y una temperatura de  $45 \text{ }^\circ\text{C}$ , la Figura 5.21 muestra los resultados de la prueba. Así mismo, en la Figura 5.22 se observan los resultados obtenidos en simulación considerando las condiciones de la prueba con el módulo fotovoltaico.

Vale la pena recordar que con el simulador los resultados de las pruebas en tiempo real usando el simulador de paneles solares Agilent E4351B se observa que los valores de potencia se alcanzan y concuerdan con los valores teóricos de potencia máxima para el panel fotovoltaico de referencia. Así mismo, se observa que el PMP se alcanza en un tiempo menor a un segundo.

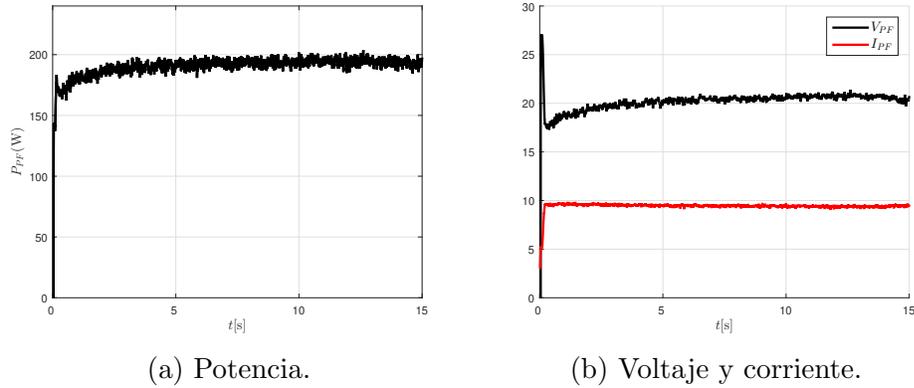


Figura 5.21: Resultados de la prueba con el panel solar Virtus II considerando una radiación solar de  $900 \text{ W/m}^2$

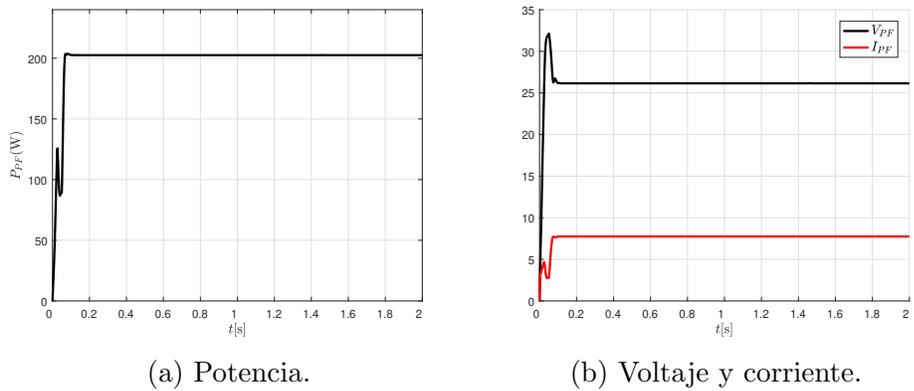


Figura 5.22: Resultados de la simulación con una radiación solar de  $900 \text{ W/m}^2$

Por otro lado, con respecto a las pruebas con el panel fotovoltaico Virtus II se observa una diferencia entre la potencia obtenida en las pruebas en tiempo real con el panel y la simulación. En los valores teóricos máximos de potencia se encontró que para una radiación solar de  $510 \text{ W/m}^2$  a una temperatura de  $35 \text{ }^\circ\text{C}$  se tiene una potencia de  $118 \text{ W}$ . Así mismo, considerando una radiación solar de  $900 \text{ W/m}^2$  a una temperatura de  $45 \text{ }^\circ\text{C}$  se tiene una potencia  $203 \text{ W}$ . En las pruebas realizadas se encontró que para la primera se obtuvo una potencia aproximada de  $110 \text{ W}$  y para el segundo caso se tuvo una potencia aproximada de  $190 \text{ W}$ . Estas diferencias entre las potencias teóricas y experimentales podrían deberse a que se necesita una frecuencia

más alta de muestreo [41] y además en [75] menciona que experimentalmente es complejo alcanzar exactamente el PMP, puesto que generalmente, la radiación solar y la temperatura no son uniformes en la superficie del panel. Además estos parámetros afectan la potencia de salida del panel fotovoltaico.

### 5.3. Diseño de un controlador basado en planitud diferencial para el SPMP usando el convertidor Buck

En esta sección se presenta el desarrollo de un controlador para el seguimiento del PMP basado en planitud diferencial para el convertidor Buck. Para desarrollar el control se parte de la salida plana que se propuso para el convertidor Buck en la Sección 4.4. La salida plana  $F$  para el modelo del convertidor Buck corresponde al voltaje de salida del convertidor, esto es:

$$F = v \quad (5.14)$$

Entonces el voltaje de salida del convertidor  $v$ , la corriente en el inductor  $i$  y la entrada de control  $u_{av}$ , se pueden escribir en términos de la salida plana y sus derivadas. Véanse las ecuaciones (4.28), (4.29) y (4.30). Una vez obtenida la parametrización de las variables de estado y salida del sistema del convertidor Buck en términos de la salida plana y sus derivadas, se propone la igualdad (5.15) que sirve como base para establecer una ley de control para el seguimiento del PMP de un panel fotovoltaico considerando una eficiencia del 100%,

$$P_{PF} = P_C \quad (5.15)$$

donde  $P_{PF}$  representa la potencia entregada por el panel fotovoltaico y  $P_C$  la potencia de salida del convertidor Buck. Posteriormente se escribe la potencia del módulo fotovoltaico en términos de  $V_{PF}$  e  $I_{PF}$  y la potencia de salida del convertidor Buck se expresa en términos de su resistencia de la carga  $R$  y el voltaje de salida del

convertidor  $v$ :

$$P_{PF} = V_{PF}I_{PF}, \quad P_C = \frac{v^2}{R} \quad (5.16)$$

Posteriormente, sustituyendo (5.16) en (5.15) se obtiene:

$$V_{PF}I_{PF} = \frac{v^2}{R} \quad (5.17)$$

entonces despejando al voltaje de salida del convertidor  $v$  de (5.17) se obtiene.

$$v = \sqrt{V_{PF}I_{PF}R} \quad (5.18)$$

A partir de la ecuación (5.18) se establece que  $v = v^*$ , entonces,

$$v^* = \sqrt{V_{PF}I_{PF}R} \quad (5.19)$$

donde  $v^*$  es el voltaje de referencia que se deberá tener en la salida del convertidor Buck para obtener la máxima potencia del sistema fotovoltaico. Para obtener el control en lazo cerrado para el seguimiento del PMP se parte de la ecuación (4.30), considerando que  $v = F$ , entonces:

$$u_{av} = \frac{LC}{V_{PF}}\mu_c + \frac{L}{RV_{PF}}\dot{v} + \frac{1}{V_{PF}}v \quad (5.20)$$

donde la derivada de más alto orden se sustituye por una entrada auxiliar  $\mu_c$ ,

$$\ddot{v} = \mu_c \quad (5.21)$$

el objetivo de la entrada auxiliar es lograr que la salida de voltaje  $v$  siga una señal de referencia  $v^*$ , i.e.,  $v \rightarrow v^*$ . Se propone la entrada auxiliar definida como:

$$\mu_c = \ddot{v}^* - \beta_1(\dot{v} - \dot{v}^*) - \beta_0(v - v^*) \quad (5.22)$$

donde  $v^*$  representa el voltaje de referencia y  $v$  el voltaje de salida del convertidor. Sustituyendo (5.22) en (5.21) y definiendo el error como  $e = v - v^*$  se obtiene la

dinámica del error en lazo cerrado que esta dada por:

$$\ddot{e} + \beta_1 \dot{e} + \beta_0 e = 0 \quad (5.23)$$

que se asocia con el polinomio característico:

$$P(s) = s^2 + \beta_1 s + \beta_0 \quad (5.24)$$

Entonces (5.24) se escribe en términos del factor amortiguamiento  $\zeta$  y la frecuencia natural  $\omega_n$  como:

$$P(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (5.25)$$

donde,

$$\beta_1 = 2\zeta\omega_n, \quad \beta_0 = \omega_n^2 \quad (5.26)$$

En la Figura 5.23 se muestra el diagrama a bloques del sistema propuesto para seguir el punto de máxima potencia utilizando un convertidor Buck.

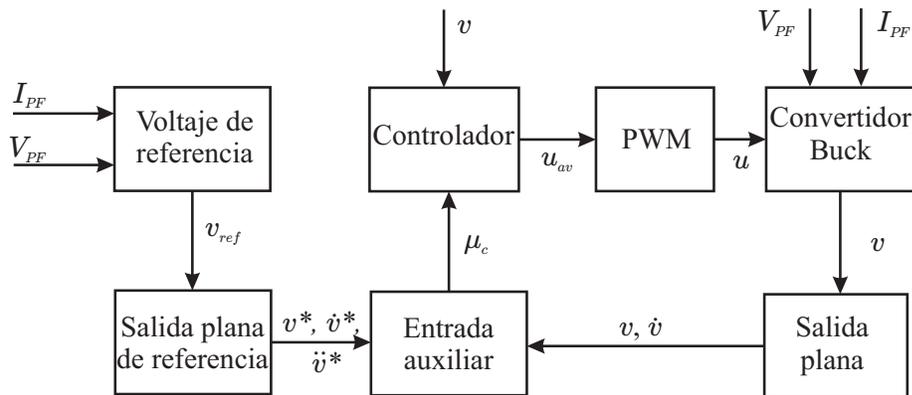


Figura 5.23: Diagrama a bloques del control para el SPMP utilizando el convertidor Buck.

Éste se compone de un bloque *voltaje de referencia* que es el voltaje que se debe tener a la salida de convertidor Buck para obtener el PMP y es la entrada para el bloque *salida plana* que genera los valores de  $v^*$ ,  $\dot{v}^*$  y  $\ddot{v}^*$ . Se tiene también el bloque

entrada auxiliar que genera  $\mu_c$  que es una entrada del bloque *controlador* que genera una señal  $u_{av}$  para el PWM que es el encargado de modificar el ciclo de trabajo del convertidor Buck que tiene por entradas el  $V_{PF}$  e  $I_{PF}$  y como salida el voltaje en la carga del convertidor Buck ( $v$ ) que sirve para generar  $v$  y  $\dot{v}$ .

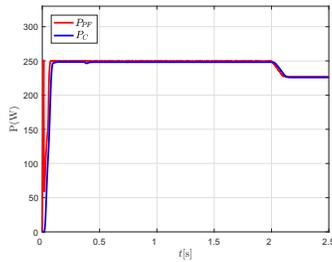
### 5.3.1. Simulaciones del control en lazo cerrado

Para realizar las simulaciones del controlador propuesto basado en planitud diferencial (5.20) se utilizó el software Matlab<sup>®</sup>-Simulink<sup>®</sup>. Para el desarrollo de las simulaciones se consideraron los parámetros de operación dados por el fabricante del modulo fotovoltaico Virtus II (JC250M 24/Bb) que se utilizó como fuente de alimentación. Las especificaciones del panel fotovoltaico Virtus II son mostradas en el Apéndice A. La Tabla 5.5 presenta los parámetros del convertidor Buck considerados para las simulaciones. Para el cálculo de los valores de  $L$  y  $C$  se usó el procedimiento descrito en [70]. Para esto se consideró que la corriente en el inductor opera en modo continuo, que el voltaje de salida del convertidor tuviera un rizo menor al 5% y que el PWM opera a una frecuencia de 45 kHz y se tiene una resistencia de carga de  $1 \Omega$ , encontrándose que  $L_{min} = 2.3 \mu\text{H}$  y  $C = 36 \mu\text{F}$ . A partir de lo anterior y tomando como referencia [72], [73], las simulaciones numéricas se desarrollan considerando los valores de los parámetros del convertidor mostrados en la Tabla 5.5.

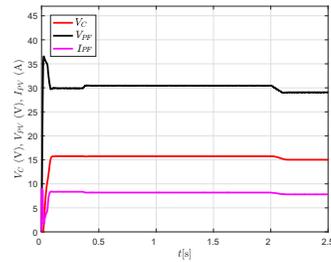
Tabla 5.5: Parámetros del convertidor de potencia Buck.

Parámetros	Valores
$L$	22 mH
$R$	$1 \Omega$
$C$	$50 \mu\text{F}$
$P_{PWM}$	45 kHz
$\varsigma$	1
$\omega_n$	500

Para realizar la evaluación del controlador propuesto se consideran dos aspectos: cambios en la radiación solar y variaciones en la temperatura. Para la primer prueba se consideró una radiación solar constante de  $1000 \text{ W/m}^2$  a  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  y posteriormente a los dos segundos se aumentó la temperatura a  $40 \text{ }^\circ\text{C}$ . La Figura 5.24 muestra los resultados de la simulación.



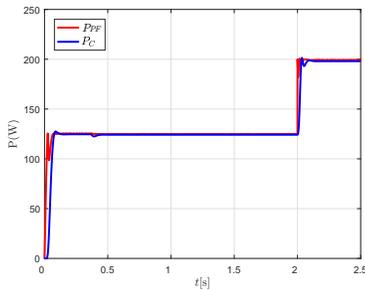
(a) Potencia del panel fotovoltaico y el convertidor Buck.



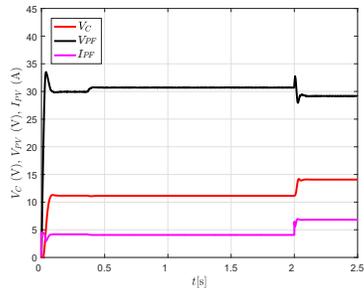
(b) Voltaje del convertidor ( $V_C$ ), voltaje y corriente del panel fotovoltaico ( $V_{PF}$  e  $I_{PF}$ ).

Figura 5.24: Resultados de la simulación considerando una radiación solar constante de  $800 \text{ W/m}^2$  y una variación en la temperatura.

Por otra parte, la Figura 5.25 presenta los resultados del segundo caso de estudio donde se propuso una radiación solar de  $500 \text{ W/m}^2$  y después de 2 s aumenta la radiación solar a  $800 \text{ W/m}^2$ , para la prueba realizada la temperatura tuvo un valor constante de  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ .



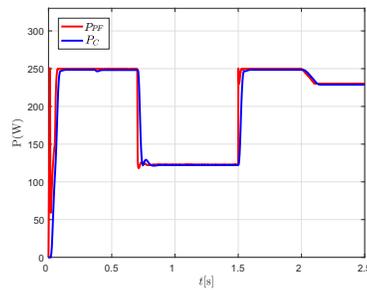
(a) Potencia del panel fotovoltaico y del convertidor de potencia.



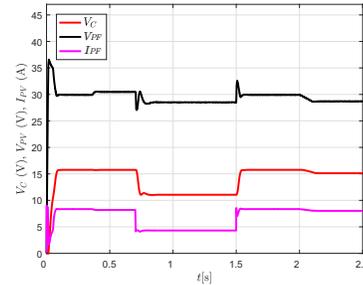
(b) Voltaje del convertidor ( $V_C$ ), voltaje y corriente del panel fotovoltaico ( $V_{PF}$  e  $I_{PF}$ ).

Figura 5.25: Resultados de la simulación considerando un aumento en la radiación solar de  $500$  a  $800 \text{ W/m}^2$  con una temperatura constante.

En el tercer caso de estudio inicialmente se consideró una radiación solar de  $1000 \text{ W/m}^2$ , a los 0.6 s la radiación solar desciende de  $1000$  a  $500 \text{ W/m}^2$  manteniéndose en  $500 \text{ W/m}^2$  durante 0.1 s, a los 1.2 s se incrementa la radiación solar a  $1000 \text{ W/m}^2$  y a los 2 s cambia la temperatura de  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  a  $40 \text{ }^\circ\text{C}$ . Las Figuras 5.26a y 5.26b muestran los resultados de la simulación correspondiente al tercer caso de estudio.



(a) Potencia del panel fotovoltaico y el convertidor.



(b) Voltaje del convertidor ( $V_C$ ), voltaje y corriente del panel fotovoltaico ( $V_{PF}$  e  $I_{PF}$ ).

Figura 5.26: Resultados de la simulación considerando una radiación solar variable.

De acuerdo con las simulaciones, los resultados se consideran satisfactorios para las diferentes pruebas realizadas ya que se obtienen los valores teóricos de potencia que corresponden al valor de la radiación solar.

Vale la pena mencionar que de acuerdo con [12] la topología Boost es la más apropiada para las aplicaciones fotovoltaicas debido a que esta configuración tiene una mejor respuesta dinámica y su implementación es más económica. Así mismo, de acuerdo con las simulaciones del control basado en planitud diferencial con los convertidores de potencia Buck y Boost se observó que el control aplicado en ambos convertidores es capaz de seguir el punto de máxima potencia considerando cambios en la radiación solar y en la temperatura.

## 5.4. Análisis de resultados

En los resultados tanto en simulación como en tiempo real se observa cómo la implementación del controlador basado en planitud diferencial para la tarea del seguimiento del punto de máxima potencia opera a pesar de considerar variaciones en la radiación solar y en la temperatura. De acuerdo con las pruebas realizadas con el simulador de paneles fotovoltaicos Agilent E4351B, se observa que el desempeño del controlador propuesto es satisfactorio ya que se obtiene la potencia teórica máxima de acuerdo con las especificaciones que se tienen para el panel fotovoltaico NICOR NSH115M54-01 que se tomó como referencia. Dentro las pruebas realizadas se con-

sideraron valores fijos de radiación solar a una temperatura constante, así mismo se realizaron pruebas donde se consideraron cambios abruptos en la radiación solar con variaciones de 100, 200 y 400 W/m<sup>2</sup>.

Por otra parte, en las pruebas realizadas con el panel fotovoltaico se observa una diferencia entre la potencia máxima obtenida y la potencia máxima correspondiente a los datos proporcionados por el fabricante del módulo. Esto podría deberse a que es difícil obtener los valores instantáneos de radiación solar y temperatura de las celdas que constituyen el panel fotovoltaico, por lo cual, es complicado determinar exactamente el PMP en función de las condiciones ambientales que prevalecen durante las pruebas. Además, hay que considerar que existen pérdidas de potencia en el convertidor y en el cable de conexión entre el modulo fotovoltaico y el convertidor. A pesar de que no se alcanza la potencia máxima teórica, es importante mencionar que el controlador es capaz de responder ante una frecuencia baja de muestreo (10 kHz) de la tarjeta MF624 y ante el ruido que se observa en las señales de los sensores utilizados.

Con respecto a la comparación del controlador basado en planitud diferencial con los algoritmos de P&O y Conductancia Incremental para el seguimiento del punto de máxima potencia se observa que el desempeño del controlador propuesto es similar considerando diferentes valores de radiación solar y temperatura. El tiempo de convergencia al PMP es de aproximadamente 0.1 segundos. Por otro lado, se observa que cuando la radiación solar se incrementa de 500 a 1000 W/m<sup>2</sup> existe una diferencia de potencias controlador basado en planitud y los controladores P&O y Conductancia Incremental. Por otro lado la Figura 5.10b muestra que la respuesta del controlador basado en planitud diferencial no presenta oscilaciones.

En cuanto a las simulaciones con el convertidor Buck se observaron resultados satisfactorios ya que se alcanzaron los valores de potencia teóricos considerando los valores de radiación y temperatura del panel fotovoltaico, pero debido a las características de configuración y modo de operación no se recomienda el convertidor de potencia Buck para aplicaciones fotovoltaicas [12].

---

## Capítulo 6

### Conclusiones

El objetivo general de este trabajo fue el diseño e implementación de controladores para el seguimiento del punto del punto de máxima potencia de sistemas fotovoltaicos capaces de operar ante variaciones en la radiación solar y en la temperatura.

El objetivo se cumplió utilizando una estrategia de control basada en la técnica planitud diferencial para sistemas fotovoltaicos constituidos por los convertidores de potencia Boost y Buck sujetos a cargas resistivas.

Para evaluar el desempeño de la ley de control propuesta y determinar su factibilidad de implementación se utilizó el software Matlab<sup>®</sup>-Simulink<sup>®</sup>. Por otra parte, para la validación experimental de los resultados en tiempo real se utilizó la tarjeta Humusoft<sup>®</sup> MF624 y el software Matlab<sup>®</sup>-Simulink<sup>®</sup>, el módulo fotovoltaico Virtus II modelo JC250M-24/Bb y el simulador de paneles fotovoltaicos Agilent E4351B.

De acuerdo con las pruebas realizadas en simulación, la implementación del control basado en planitud diferencial se considera satisfactoria ya que permite de una manera efectiva seguir el PMP ante variaciones en la radiación solar y en la temperatura. De acuerdo con las simulaciones, el control en lazo cerrado tiene un mejor desempeño que el control en lazo abierto, ya que se obtiene la potencia teórica máxima del panel fotovoltaico de acuerdo con sus especificaciones. Además, el tiempo de convergencia al PMP es menor a 0.5 segundos que es similar al observado en las pruebas realizadas con los controladores P&O y Conductancia Incremental.

Por otro lado, en las pruebas experimentales con el simulador de paneles fotovoltaicos se observa que se alcanzan los valores teóricos de potencia de acuerdo con

las especificaciones del panel NICOR. Así mismo, se observa que ante el cambio en la radiación solar el controlador basado en planitud diferencial es capaz de seguir el PMP. El tiempo de convergencia es menor a un segundo que, de acuerdo con la literatura, se considera una buena velocidad de convergencia al punto de máxima potencia (véase por ejemplo [27], [30]).

Por otra parte, los resultados de las simulaciones numéricas muestran que el controlador basado en planitud diferencial tiene un desempeño similar al de los algoritmos de P&O y Conductancia Incremental. Sin embargo, la respuesta del sistema en lazo cerrado con el control propuesto, a diferencia de la obtenida con el método P&O, no presenta oscilaciones alrededor del PMP. Es importante mencionar también que la técnica de planitud diferencial no requiere de la aplicación de controladores adicionales para su implementación, como en el caso del método Conductancia Incremental.

Se concluye que la propiedad de planitud diferencial de los convertidores permite el diseño de controladores que resuelven eficazmente la tarea del SPMP ante variaciones en la radiación solar y en la temperatura, superando algunas de las desventajas que presentan estas dos técnicas clásicas de control.

## 6.1. Perspectivas a futuro

Por otra parte, las perspectivas a futuro se tienen para la continuación de este trabajo son:

- Implementar una ley de control basada en planitud diferencial para el seguimiento del punto de máxima potencia que no solo considere cargas puramente resistivas, sino también cargas como: inversores, motores y baterías.
- Instrumentar un control basado en planitud tal que la salida del sistema pueda conectarse a la red eléctrica.
- Desarrollar circuitos que admitan valores más altos de corriente y voltaje ya que el sistema descrito en esta tesis se diseñó para soportar valores máximos de corriente y voltaje dentro del rango de operación del un sólo panel fotovoltaico Virtus II.

---

## Bibliografía

- [1] S. Ould-Amrouche, D. Rekioua y A. Hamidat “Modelling photovoltaic water pumping systems and evaluation of their CO<sub>2</sub> emissions mitigation potential,” *Applied Energy*, vol. 87, no. 11, pp. 3451-3459, Noviembre 2010.
- [2] A. B. G. Bahgat, N. H. Helwa, G. E. Ahmad y E. T. El Shenawy “Maximum power point tracking controller for PV systems using neural networks,” *Renewable Energy*, vol. 30, no. 8, pp. 1257-1268, Julio 2005.
- [3] V. Salas, E. Olías, A. Barrado y A. Lázaro, “Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems,” *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 90, pp. 1555-1578, Enero 2006.
- [4] T. Eswam y P. L. Chapman, “Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 439-449, Junio 2007.
- [5] A. R. Reisi, M. H. Moradi y S. Jamasb, “Classification and comparison of maximum power point tracking techniques for photovoltaic system: A review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 19, pp. 433-443, Marzo 2013.
- [6] H. K. Khalil *Nonlinear Systems*, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 1996.
- [7] J. A. Carta González, R. Calero Pérez, A. Colmenar Santos y M.-A. Castro Gil, *Centrales de energías renovables: generación eléctrica con energías renovables*, Pearson&Prentice Hall, Madrid 2009.

- 
- [8] M. H. Rashid, *Power electronics handbook : devices, circuits, and applications handbook*, Butterworth-Heinemann, UK, Elsevier, 2011.
- [9] G. M. Masters, *Renewable an efficient electric power systems*, Jonh Wiley& Sons, Hoboken, New Jersey, 2004.
- [10] D. Rekioua y E. Matagne, *Optimization of Photovoltaic Power Systems, Modelization, Simulation and Control*, Springer London Dordrecht Heidelberg New York, 2012.
- [11] N. Mohan, T. M. Undeland y W. P. Robbins *Power Electronics Converters, Applications and Design*, John Wiley & Sons, New York, 1995.
- [12] W. Xiao, N. Ozog y W. G. Dunford, "Topology Study of Photovoltaic Interface for Maximum Power Point Tracking," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 3, pp. 1696-1704, Junio 2007.
- [13] H. Sira-Ramírez y R. Silva-Ortigoza, *Control Design Techniques in Power Electronics Devices*, London U. K., Springer-Verlag, 2006.
- [14] M. R. Patel, *Wind and solar power systems*, CRC Press LLC, Boca Raton, 1999.
- [15] M. Z. S. EL-Dein, M. Kazerani y M. M. A. Salama, "Optimal photovoltaic array reconfiguration to reduce partial shading losses," *IEEE Transactions Sustainable Energy*, vol. 4, no. 1, pp. 145-153, Enero 2013.
- [16] H. Patel y V. Agarwal, "Maximum power point tracking scheme for PV systems operating under partially shaded conditions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 4, pp. 1689-1698, Abril 2008.
- [17] E. V. Solodovnik, S. Liu y R. A. Dougal, "Power controller design for maximum power tracking in solar installations," *IEEE Transactions Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1295-1304, Septiembre 2004.
- [18] J. Hahm, J. Baek, H. Kang, H. Lee y M. Park, "Matlab-Based modeling and simulations to study the performance of different MPPT techniques used for photovoltaic systems under partially shaded conditions," *International Journal of Photoenergy*, vol. 2015, pp. 1-10, 2015.

- 
- [19] Sitiosolar, *Los paneles solares fotovoltaicos*, [http://www.sitiosolar.com/paneles\\_fotovoltaicas.html](http://www.sitiosolar.com/paneles_fotovoltaicas.html), 2009.
- [20] S. E. Babaa, M. Armstrong y V. Pickert, "Overview of maximum power point tracking control methods for PV Systems," *Journal of Power and Energy Engineering*, vol. 2, no. 8, pp. 59-72, Agosto 2014.
- [21] D. P. Hohm y M. E. Ropp, "Comparative study of maximum power point tracking algorithms," *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, vol. 11, pp. 47-62, 2003.
- [22] H. N. Zainudin y S. Mekhilef, "Comparison study of maximum power point tracker techniques for PV systems," *Proceedings of the 14<sup>th</sup> International Middle East Power Systems Conference*, vol. 36, pp. 750-755, Diciembre 2010.
- [23] M. S. Ngan y C. W. Tan, "A study of maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems," *Applied Power Electronics Colloquium (IAPEC)*, Abril 2011.
- [24] H. Rezk y A. M. Eltamaly, "A comprehensive comparison of different MPPT techniques for photovoltaic systems," *Solar Energy*, vol. 112, pp. 1-11, Febrero 2015.
- [25] Y. Kuo-Nan, L. Chih-Kang y Y. Her-Terng, "A new fractional-order based intelligent maximum power point tracking control algorithm for photovoltaic power systems," *International Journal of Photoenergy*, vol. 2015, pp. 1-8, 2015.
- [26] J. Li y H. Wang, "A novel stand-alone PV generation system based on variable step size INC MPPT and SVPWM control," *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Mayo 2009.
- [27] P. Bhatnagar y R. K. Nema, "Maximum power point tracking control techniques: State-of-the-art in photovoltaic applications," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 23, pp. 224-241, Julio 2013.
- [28] S. Hong-Chun, H. Ze-Jiang, S. Shi-Yun y Y. Qing, "The fault diagnosis algorithm for transformer based on Extenics and rough set theory," *2008 Third*

- International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies*, pp. 1269-1272, Abril 2008.
- [29] A. Rezaei y S. A. Gholamian, "Optimization of new fuzzy logic controller by genetic algorithm for maximum power point tracking in photovoltaic system," *ISESCO Journal of Science and Technology*, vol. 9, pp. 9-16, Enero 2013.
- [30] B. N. Alajmi, K. H. Ahmed, S. J. Finney y B. W. Williams "Fuzzy logic control approach of a modified hill climbing method for maximum power point in microgrid standalone photovoltaic system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1022-1030, Abril 2011.
- [31] A. I. Dounis, P. Kofinas, C. Alafodimos y D. Tseles, "Adaptive fuzzy gain scheduling PID controller for maximum power point tracking of photovoltaic system," *Renewable Energy*, vol. 60, pp. 202-214, Diciembre 2013.
- [32] B. N. Alajmi, K. H. Ahmed, S. J. Finney y B. W. Williams, "A maximum power point tracking technique for partially shaded photovoltaic systems in microgrids," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 4, pp. 1596-1606, Abril 2013.
- [33] R. Ramaprabha y B. L. Mathur, "Intelligent controller based maximum power point tracking for solar PV system," *International Journal of Computer Applications*, vol. 12, no. 10, pp. 37-41, Enero 2011.
- [34] M. A. Younis, T. Khatib, M. Najeeb y A. M. Ariffin, "An improved maximum power point tracking controller for PV systems using artificial neural network," *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, vol. 88, pp. 116-121, 2012.
- [35] Syafaruddin, E. Karatepe y T. Hiyama, "Artificial neural network-polar coordinated fuzzy controller based maximum power point tracking control under partially shaded conditions," *IET Renewable Power Generation*, vol. 3, no. 2, pp. 239-253, Junio 2009.

- [36] R. Khanna, Q. Zhang, W. E. Stanchina, G. F. Reed y Z. H. Mao, "Maximum power point tracking using model reference adaptive control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 3, pp. 1490-1499, Marzo 2014.
- [37] R. Silva-Ortigoza, H. Sira-Ramírez y V. M. Hernández-Guzmán, "Control por Modos Deslizantes y Planitud Diferencial de un Convertidor de CD/CD Boost: Resultados Experimentales," *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial RIAI*, vol. 5, pp. 77-82, 2008.
- [38] H. Sira-Ramírez, *Sliding Mode Control The Delta-Sigma Modulation Approach*, Birkhäuser, Switzerland, Springer, 2015.
- [39] M. Zhang, J. Wu y H. Zhao, "The application of slide technology in PV maximum power point tracking system," *Fifth World Congress on Intelligent Control and Automation*, Junio 2004.
- [40] B. Subudhi y R. Pradhan, "A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, no. 1, pp. 89-98, Enero 2013.
- [41] C. C. Chu y C. L. Chen, "Robust maximum power point tracking method for photovoltaic cells: A sliding mode control approach," *Solar Energy*, vol. 83, no. 8, pp. 1370-1378, Agosto 2009.
- [42] D. Rekioua, A. Y. Achour y T. Rekioua, "Tracking power photovoltaic system with sliding mode control strategy," *Energy Procedia*, vol. 36, pp. 219-230, 2013.
- [43] A. N. Allah, M. H. Saied, M. Z. Mostafa y T. M. Abdel-Moneim, "A survey of maximum PPT techniques of PV systems," *2012 IEEE Energytech*, Mayo 2012.
- [44] M. A. Gomes de Brito, L. Galotto, L. P. Sampaio, G. de Azevedo e Melo y C. A. Canesin, "Evaluation of the main MPPT techniques for photovoltaic applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 3 pp. 1156-1167, Marzo 2013.

- 
- [45] N. Femia, G. Lisi, G. Petrone, G. Spagnuolo y M. Vitelli, "Distributed maximum power point tracking of photovoltaic arrays: Novel approach and system analysis," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2610-2621, Julio 2008.
- [46] D. Shmilovitz y Y. Levron, "Distributed maximum power point tracking in photovoltaic systems-emerging architectures and control methods," *Automatika*, vol. 53, no. 2, pp. 142-155, 2012.
- [47] E. Koutroulis y F. Blaabjerg, "A new technique for tracking the global maximum power point of PV arrays operating under partial-shading conditions," *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 2, no. 2, pp. 184-190, Abril 2012.
- [48] C. Konstantopoulos y E. Koutroulis, "Global maximum power point tracking of flexible photovoltaic modules," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 2817-2828, Junio 2014.
- [49] E. Koutroulis, K. Kalaitzakis y N. C. Voulgaris, "Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 1, pp. 46-54, Enero 2001.
- [50] T. Khatib y W. Elmenreich, "Novel simplified hourly energy flow models for photovoltaic power systems," *Energy Conversion and Management*, vol. 79, pp. 441-448, Marzo 2014.
- [51] C. Meza, D. Biel, J. Negroni y F. Guinjoan, "Boost-Buck inverter variable structure control for grid-connected photovoltaic systems with sensorless MPPT," *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005*, Junio 2005.
- [52] G. R. Walker y P. C. Sernia, "Cascaded DC-DC converter connection of photovoltaic modules," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 4, pp. 1130-1139, Julio 2004.

- [53] L. Gil-Antonio, M. B. Saldivar-Marquez y O. Portillo-Rodriguez “Maximum power point tracking techniques in photovoltaic systems: A brief review,” *2016 13th International Conference on Power Electronics (CIEP)*, Junio 2016.
- [54] R. Faranda y S. Leva, “Energy Comparison of MPPT Techniques for PV Systems,” *WSEAS Transactions on Power Systems*, vol. 3, no. 3, pp. 447-455, Junio 2008.
- [55] I. Viorel Banu, R. Beniugã y G. Istrate, “Comparative analysis of the perturb-and-observe and incremental conductance MPPT methods,” *2013 8th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)*, Septiembre 2013.
- [56] F. Liu, S. Duan, F. Liu, B. Liu y Y. Kang, “A Variable Step Size INC MPPT Method for PV Systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2622-2628, Julio 2008.
- [57] T. Salmi, M. Bouzguenda, A. Gastli y A. Masmoudi, “MATLAB/Simulink Based Modelling of Solar Photovoltaic Cell,” *International Journal of Renewable Energy Research*, vol. 2, no. 2, 2012.
- [58] H. L. Tsai, C. S. Tu y Y. J. Su, “Development of Generalized Photovoltaic Model Using Matlab/Simulink,” *Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science*, Octubre 2008.
- [59] Y. D. Goswami y F. Kreith, *Principles of Solar Engineering*, 2nd ed. New York, Taylor&Francis, 2000.
- [60] C. Hua y C. Shen, “Study of maximum power tracking techniques and control of dc-dc converters for photovoltaic power system,” *Proceedings of 29th annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Mayo 1998.
- [61] E. E. Granda-Gutiérrez, O. A. Orta, J. C. Díaz-Guillén, M. A. Jimenez, M. Osorio y M. A. González, “Modelado y simulación de celdas y paneles solares,” *Congreso Internacional de Ingeniería Electrónica ELECTRO 2013*, vol. 35, pp. 17-22, Octubre 2013.

- [62] S. A. Kalogirou, *Solar Energy Engineering*, San Diego, California, Elsevier Inc, 2009.
- [63] M. H. Rashid, *Electrónica de potencia*, México, Pearson Educación, 2015.
- [64] M. Fliess, J. Lévine, P. Martin y P. Rouchon, “Flatness and defect of non-linear systems: Introductory theory and examples,” *International Journal of Control*, vol. 61, pp. 1327-1361, Mayo 1995.
- [65] M. Fliess y H. Mounier, “Tracking control and  $\Pi$ -freeness of infinite dimensional linear system,” *Dynamical systems, control coding, computer vision*, G. Picci & D. S. Gilliam (Eds.), Boston: Birkhäuser, pp. 45-68, 1999.
- [66] S. V. Emelyanov, *Variable-Structure Control Systems*, Nauca, Moscow, 1967.
- [67] H. Sira-Ramírez y S. K. Agrawal *Differentially Flat Systems*, Control Engineering Series, CRC Press, 2004.
- [68] H. Sira-Ramírez, R. Márquez, F. Rivas-Echeverría y O. Llanes-Santiago *Control de sistemas no lineales*, Automática y Robótica, Prentice Hall, 2005.
- [69] S. L. Brunton, C. W. Rowley, S. R. Kulkarni y C. Clarkson, “Maximum power point tracking for photovoltaic optimization using ripple-based extremum seeking control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 10, pp. 2531–2540, Octubre 2010.
- [70] D. W. Hart, *Power Electronics*, McGraw-Hill, New York, 2011.
- [71] J. A. Rodríguez-Meza, R. Silva-Ortigoza, J. Sandoval-Gutiérrez, H. Taud, J. N. Alba-Juárez y M. Antonio-Cruz “Switched implementation via modulators of a tracking average controller for a boost converter,” *2016 International Conference on Electronics, Communications and Computers (CONIELECOMP)*, Febrero 2016.
- [72] R. Silva-Ortigoza, F. Carrizosa-Corral, J. J. Gálvez-Gamboa, M. Marcelino-Aranda, D. Muñoz-Carrillo y H. Taud, “Assessment of an Average Controller for a DC/DC Converter via Either a PWM or a Sigma-Delta-Modulator,” *Abstract and Applied Analysis*, vol. 2014, pp. 1-17, Septiembre 2014.

- 
- [73] G. Rigatos, P. Siano, P. Wira y M. Sayed-Mouchaweh, “Control of DC–DC Converter and DC Motor Dynamics Using Differential Flatness Theory,” *Intelligent Industrial Systems*, vol. 2, no. 4, pp. 371-380, Diciembre 2016.
- [74] K. Sundareswaran, S. Peddapati y S. Palani, “MPPT of PV Systems Under Partial Shaded Conditions Through a Colony of Flashing Fireflies,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, no. 2, pp. 463-472, Junio 2014.
- [75] W. Xiao, H. H. Zeineldin y P. Zhang, “Statistic and Parallel Testing Procedure for Evaluating Maximum Power Point Tracking Algorithms of Photovoltaic Power Systems,” *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 3, no. 3, pp. 1062-1069, Julio 2013.

---

## Apéndice A

### Especificaciones de panel fotovoltaico Virtus II

# ReneSola

# Virtus II

## Virtus® II Module

### 250W, 255W, 260W



**High Module Conversion Efficiencies**



**Easy Installation and Handling for Various Applications**



**Mechanical Load Capability of up to 5400 Pa**



**Conforms with IEC 61215:2005,  
IEC 61730:2004, UL 1703 PV Standards**



**ISO9001, OHSAS18001, ISO14001 Certified**



**Application Class A, Safety Class II, Fire Rating C**



Also Applicable For Module With Black Frame



**10-year**  
material & workmanship

**25-year**  
linear power output



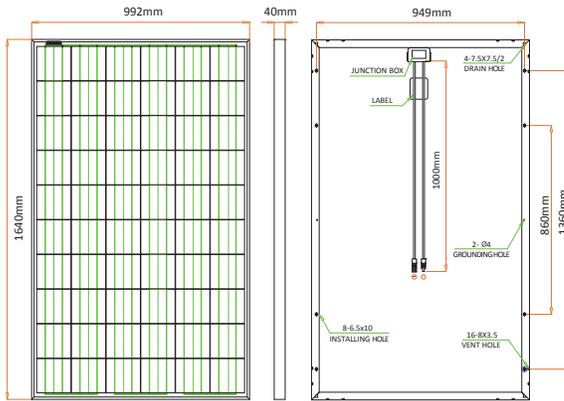
ReneSola.com



## Virtus® II Module

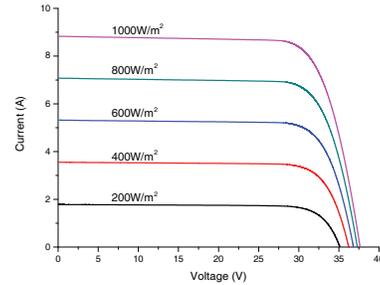
250W, 255W, 260W

### Dimensions



Drawing Only for Reference

### I-V Curves



### Varied Irradiation Efficiencies

Irradiance	200W/m <sup>2</sup>	400W/m <sup>2</sup>	600W/m <sup>2</sup>	800W/m <sup>2</sup>	1000W/m <sup>2</sup>
Efficiency	15.8%	16.2%	16.2%	16.1%	16.0%

### Electrical Characteristics STC

	JC250M-24/Bb	JC255M-24/Bb	JC260M-24/Bb
Maximum Power (Pmax)	250 W	255 W	260 W
Power Tolerance	0 ~ +5W	0 ~ +5W	0 ~ +5W
Module Efficiency	15.4%	15.7%	16.0%
Maximum Power Current (Imp)	8.31 A	8.39 A	8.53 A
Maximum Power Voltage (Vmp)	30.1 V	30.4 V	30.5 V
Short Circuit Current (Isc)	8.83 A	8.86 A	8.95 A
Open Circuit Voltage (Voc)	37.4 V	37.5 V	37.6 V

Values at Standard Test Conditions STC (AM1.5, Irradiance 1000W/m<sup>2</sup>, Cell Temperature 25°C)

### Electrical Characteristics NOCT

	JC250M-24/Bb	JC255M-24/Bb	JC260M-24/Bb
Maximum Power (Pmax)	185 W	189 W	193 W
Maximum Power Current (Imp)	6.57 A	6.63 A	6.74 A
Maximum Power Voltage (Vmp)	28.2 V	28.5 V	28.6 V
Short Circuit Current (Isc)	7.12 A	7.20 A	7.27 A
Open Circuit Voltage (Voc)	35.0 V	35.1 V	35.2 V

Values at Normal Operating Cell Temperature, Irradiance of 800 W/m<sup>2</sup>, AM 1.5, ambient temperature 20°C, wind speed 1 m/s

### Mechanical Characteristics

Cell Type	Virtus II (Polycrystalline) 156 x156 mm, 60 (6x10) pcs in series
Glass	High Transmission, Low Iron, Tempered Glass
Frame	Anodized Aluminum Alloy
Junction Box	IP65/IP67 Rated, With Bypass Diodes
Dimension	*1640 x 992 x 40 mm
Output Cable	4 mm <sup>2</sup> (EU)/12 AWG (US), 1000 mm
Weight	19 kg
Installation Hole Location	See Drawing Above

### Characteristics

Temperature Coefficient of Voc	-0.30%/°C
Temperature Coefficient of Isc	0.04%/°C
Temperature Coefficient of Pmax	-0.40%/°C
Nominal Operating Cell Temperature (NOCT)	45°C±2°C

### Packing Information

Container	20' GP	40' GP	40' HQ
Pallets per Container	12	28	28
Pieces per Container	300	700	770

Rev No: JC/TDS/2014.05 \*Contact ReneSola for tolerance specification  
CAUTION: All rights reserved. Design and specification are subject to change without prior notice.

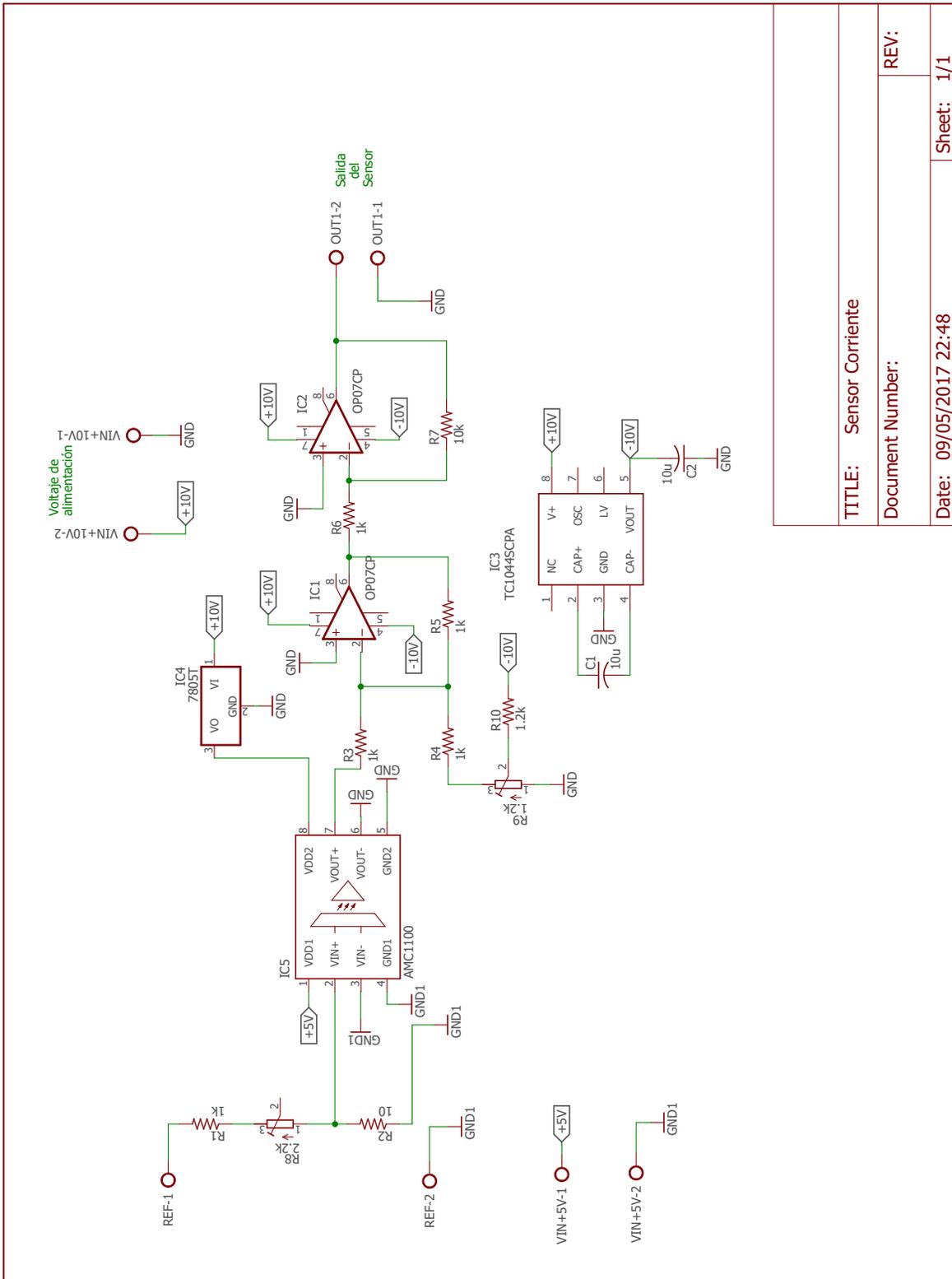
### Maximum Ratings

Operating Temperature	-40°C ~ +85°C
Maximum System Voltage	1000VDC (EU) / 600VDC (US)
Maximum Series Fuse Tating	20A (EU) / 20A (US)

---

## Apéndice B

### Diagrama del circuito sensor de corriente



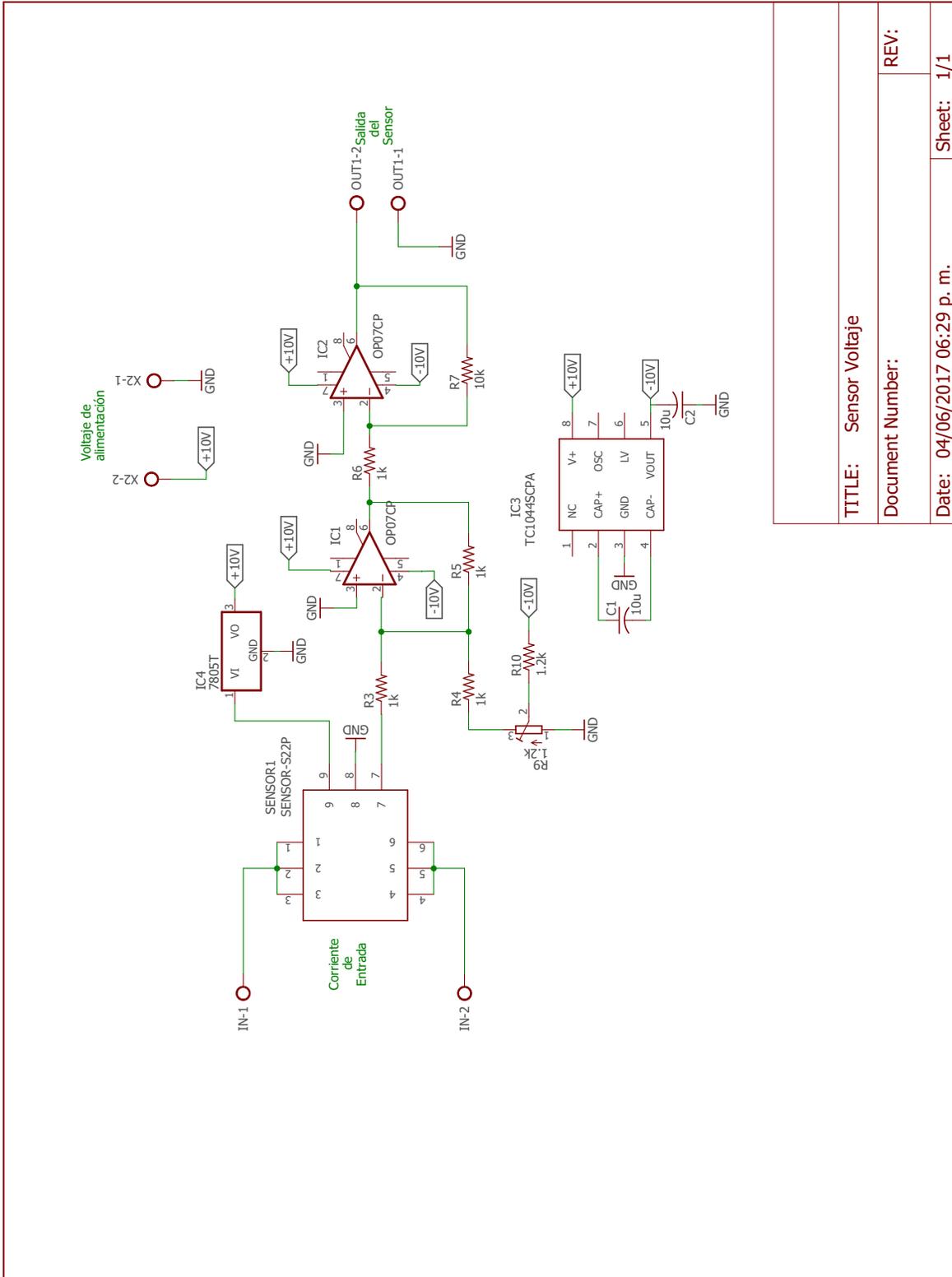
TITLE: Sensor Corriente	
Document Number:	
Date: 09/05/2017 22:48	Sheet: 1/1

REV:

---

## Apéndice C

### Diagrama del circuito sensor de voltaje



TITLE: Sensor Voltaje

Document Number:

Date: 04/06/2017 06:29 p. m.

REV:

Sheet: 1/1

---

## Apéndice D

# Especificaciones del simulador Agilent E4351B

# A

## Specifications and Application Information

### Specifications and Supplemental Characteristics

**Performance specifications** are warranted over a temperature range of 0 to 40°C unless specified otherwise. Unless otherwise noted, specifications apply to Fixed, Simulator, and Table modes.

**Supplemental Characteristics** are not warranted but are descriptions of performance determined either by design or type testing.

**Table A-1. Performance Specifications for Agilent E4350B/E4351B SAS**

Parameter		Agilent E4350B	Agilent E4351B
<b>Simulator/Table Mode Output Ratings</b>	Maximum Power:	480 W	480 W
	Maximum Open Circuit Voltage:	65 V	130 V
	Maximum Short Circuit Current:	8 A	4 A
	Minimum Impedance ( $\Delta V/\Delta I$ ) <sup>1</sup>	0.25Ω	1Ω
<b>Fixed Mode Output Ratings</b>	Voltage:	0 - 60 V	0 - 120 V
	Current:	0 - 8 A	0 - 4 A
	Current Derating Factor (from 40°C to 55°C)	0.1 A/°C	0.05 A/°C
<b>Output Voltage Ripple &amp; Noise</b> (from 20 Hz to 20 MHz with a resistive load, outputs ungrounded, or either output grounded)	Simulator/Table mode:	16 mV rms 125 mV p-p	24 mV rms 195 mV p-p
	Fixed mode (constant voltage):	12 mV rms 95 mV p-p	12 mV rms 95 mV p-p
<b>Output Current Ripple &amp; Noise</b> (from 20 Hz to 20 MHz with a resistive load, outputs ungrounded, or either output grounded)	Simulator/Table mode:	4 mA rms 32 mA p-p	4 mA rms 32 mA p-p
	Fixed mode (constant current):	2.4 mA rms 18 mA p-p	2.4 mA rms 18 mA p-p
<b>Programming Accuracy</b> <sup>2</sup> (@ 22°C ±5°C)	Fixed Mode Voltage:	0.075% +10mV	0.075% +20 mV
	Current:	0.2% +20 mA	0.2% +10 mA
<b>Readback Accuracy</b> (from front panel or over GPIB with respect to actual output @ 22 ±5 °C)	Voltage:	0.08% +42mV	0.08% +84mV
	+Current:	0.20% +28mA	0.20% +14mA
	-Current:	0.35% +48mA	0.35% +24mA
<b>Fixed Mode Load Regulation</b> (change in output voltage or current for any load change within ratings)	Constant voltage:	2 mV	2 mV
	Constant current:	1 mA	1 mA
<b>Fixed Mode Line Regulation</b> (change in output voltage or current for any line voltage change within ratings)	Constant voltage:	2 mV	2 mV
	Constant current:	1 mA	1 mA

<sup>1</sup>There is no maximum impedance restriction. Therefore, Imp can be less than or equal to Isc.

<sup>2</sup>In Simulator mode, the output current is related to the readback output voltage by an internal algorithm. In Table mode, the output current is related to the readback output voltage by interpolation between points that are entered by the user.

**Table A-2. Supplemental Characteristics for Agilent E4350B/E4351B SAS**

Parameter		Agilent E4350B	Agilent E4351B
<b>Output Programming Range</b> (maximum programmable values)	<i>Simulator/Table Voltage</i>	0 - 65 V	0 - 130 V
	Fixed mode Voltage:	0 - 61.5 V	0 - 123 V
	Current:	0 - 8.16 A	0 - 4.08 A
	Overvoltage Protection:	0 - 73 V	0 - 140 V
	Overcurrent Limit:	0 - 10 A	0 - 5 A
<b>Programming Resolution</b> (average values)	Voltage:	18 mV	36 mV
	Current:	2.5 mA	1.25 mA
	Overvoltage Protection:	325 mV	600 mV
	Overcurrent Limit:	45 mA	23 mA
<b>Programming Accuracy</b>	Overvoltage Protection:	0.65 V	1.2 V
	Overcurrent Limit:	0.5% +200 mA	0.5% +100 mA
	Current Monitor:	2.5% +120mA	1.5% +60mA
	(referenced to P common)		
<b>Fixed Mode Analog Current Programming</b>	Analog Programming:	2.5% +5mA	1.5% +2.5mA
	+Ip to -Ip Differential Input: (0 to full scale)	0 to -4 V	0 to -4 V
	Max. common mode voltage: (referenced to +OUT)	±18 V	±18 V
	Nominal Input Impedance:	20 kΩ	20 kΩ
<b>Output Current Settling Time</b> (output recovery to within 1.5 A of an operating point on the I-V curve (V < 90% of VMP) after switching from a short circuit to a fixed load)		< 5 μs	< 5 μs
<b>Drift/Temperature Stability</b> (change in output over 8 hours under constant load, line, and ambient, following a 30-minute warmup)	Voltage:	0.04% +1 mV	0.04% +2 mV
	Current:	0.1% +0.8 mA	0.1% +0.4 mA
<b>Temperature Coefficients</b> (output change per °C)	Voltage:	0.01% +250 μV	0.01% +500 μV
	Current:	0.025% +200 μA	0.025% +100 μA
<b>Output Capacitance</b>		< 100 nF	< 50 nF
<b>Maximum Capacitive Load</b> (for stable operation)	<i>Simulator/Table mode:</i>	<i>No Restriction</i>	<i>No Restriction</i>
	Fixed mode:	2000 μF	2000 μF
<b>Modulation Accuracy</b> (for peak power tracker application)		see figure A-1	see figure A-1

**Table A-2. Supplemental Characteristics for Agilent E4350B/E4351B SAS (continued)**

Parameter		Both Models
<b>AC Line Voltage Ratings</b> (selectable via internal switching - see Appendix B)	100, 120, 220, 240 Vac: 230 Vac <sup>1</sup> : Frequency Range:	-13%, +6 % -10%, +10% 47-63 Hz
<b>Maximum Input Power</b>		1380 VA; 1100 W (120 W with no load)
<b>Maximum AC Line Current Ratings</b>	in 100 Vac range: in 120 Vac range: in 220 Vac range: in 230 Vac range: in 240 Vac range:	12 A rms (15 A fuse) 10 A rms (12 A fuse) 5.7 A rms (7 A fuse) 5.3 A rms (7 A fuse) 5.3 A rms (7 A fuse)
<b>Output Terminal Isolation</b> (maximum, from chassis ground)		±240 Vdc
<b>Maximum Reverse Diode Current</b> (with fan running)		a continuous reverse diode current equal to the output current rating of the unit
<b>Load Lead Drop with Remote Sensing</b>	Simulator/Table mode: Fixed mode:	up to 2 volts + (Voc - Vmp) up to 2 volts total
<b>Current Sinking Capability</b>	Simulator/Table mode: Fixed mode:	350 mA 420 mA
<b>Command Processing Time</b> (Average time for output voltage to change after receipt of digital data when the unit is connected directly to the GPIB Bus)		20 ms
<b>Voltage Programming Rise/Fall Time</b> (time for output to change from 90% to 10% or 10% to 90% of its total excursion)		< 8 ms
<b>Voltage Programming Settling Time</b> (time for output change to settle within 0.1% of the rating of the unit; either 60mV or 120 mV)		< 25 ms
<b>Monotonicity</b>		Output is monotonic over entire rated voltage, current, temperature range
<b>Auto-Parallel Configuration</b>		Up to three identical models
<b>Non-volatile Savable States</b>	Memory Locations: Memory Write Cycles: Prestored state	5 (0 through 4) 40,000 typical location 0

<sup>1</sup>Unit wiring for 230 Vac ± 10% is identical to 240 Vac -13% + 6%.