



EDUCACIÓN

SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

Tecnológico Nacional de México

Centro Nacional de Investigación
y Desarrollo Tecnológico

Tesis de Doctorado

**Operación y control de un sistema fotovoltaico
autónomo con extracción de máxima energía y
mínimo capacitor de enlace**

presentada por

M.C. Alfredo Gil Velasco

como requisito para la obtención del grado de

Doctor en Ingeniería Electrónica

Director de tesis

Dr. Carlos Aguilar Castillo

Cuernavaca, Morelos, México. Julio de 2021.



EDUCACIÓN
SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Subdirección Académica

Cuernavaca, Mor., 12/julio/2021
No. de Oficio: SAC/94/2021
Asunto: Autorización de impresión de tesis

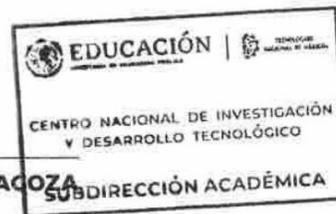
ALFREDO GIL VELASCO
CANDIDATO AL GRADO DE DOCTOR EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
PRESENTE

Por este conducto tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado "Operación y Control de un Sistema Fotovoltaico Autónomo con Extracción de Máxima Energía y Mínimo Capacitor de Enlace", ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

Esperando que el logro del mismo sea acorde con sus aspiraciones profesionales, reciba un cordial saludo.

ATENTAMENTE

"Excelencia en Educación Tecnológica"
"Educación Tecnológica al Servicio de México"



DR. CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA
SUBDIRECTOR ACADÉMICO

C.c.p. M.E. Guadalupe Carrido Rivera, Jefa del Departamento de Servicios Escolares
Expediente
CMAZ/CHG



Interior Internado Palmira S/N, Col. Palmira, C. P. 62490,
Cuernavaca, Morelos Tel. (01) 777 3 62 77 73, ext. 4104.
e-mail: acad_cenidet@tecnm.mx
www.tecnm.mx | www.cenidet.tecnm.mx



 <small>Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico</small>	ACEPTACIÓN DE IMPRESIÓN DEL DOCUMENTO DE TESIS DOCTORAL	Código: CENIDET-AC-006-D20
		Revisión: 0
	Referencia a la Norma ISO 9001:2008 7.1, 7.2.1, 7.5.1, 7.6, 8.1, 8.2.4	Página 1 de 1

Cuernavaca, Mor., a 08 de julio de 2021.

Dr. Carlos Manuel Astorga Zaragoza
Subdirector Académico
Presente

At'n: Dr. Carlos Daniel García Beltrán
Presidente del Claustro Doctoral
del Departamento De Ing. Electrónica

Los abajo firmantes, miembros del Comité Tutorial del estudiante Alfredo Gil Velasco, manifiestan que después de haber revisado el documento de tesis titulado "Operación y Control de un Sistema Fotovoltaico Autónomo con Extracción de Máxima Energía y Mínimo Capacitor de Enlace", realizado bajo la dirección del Dr. Carlos Aguilar Castillo, el trabajo se ACEPTA para proceder a su impresión.

ATENTAMENTE



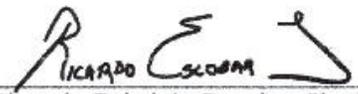
Dr. Carlos Aguilar Castillo
 CENIDET



Dr. Jesús Darío Mina Antonio
 CENIDET



Dr. Jorge Hugo Calleja Gjumlich
 CENIDET



Dr. Ricardo Fabricio Escobar Jiménez
 CENIDET



Dr. Humberto Raúl Jiménez Grajales
 Instituto Nacional de Electricidad
 y Energías Limpias - INEEL

Reciba un cordial saludo.

c.c.p. M.F. Guadalupe Carrido Rivera / Jefa del Departamento de Servicios Escolares.
 c.c.p. Dr. Hugo Estrada Esquivel / Jefe del Departamento de Ingeniería Electrónica.
 c.c.p. Expediente.

Dedicatorias

A Dios

Por darme el hermoso regalo de la vida y permitirme cumplir este sueño junto a mis seres queridos.

A mi madre

Bertha Velasco Salgado, que has luchado como una guerrera por el bienestar de tus hijos. Sin tu esfuerzo este logro no lo habría alcanzado. Para ti, todo mi amor, admiración y respeto.

A mi padre

Filogonio Fidencio Gil Andrade, gracias por el sacrificio de emigrar a otro país para darnos una mejor calidad de vida.

A mi hermana

Ma. Guadalupe Gil Velasco, por compartir la gran aventura de crecer juntos. Eres un gran apoyo en la aventura de la vida.

A toda mi familia

Por su cariño y apoyo.

A mis compañeros y amigos

Gracias por permitirme ser parte de su vida.

Al Dr. Marco Antonio Oliver Salazar† (Q.E.P.D).

Por darme la oportunidad de estudiar mi doctorado.

Agradecimientos

A Dios por permitirme la dicha de terminar mi doctorado.

Al **Dr. Marco Antonio Oliver Salazar** †(Q.E.P.D). Por darme la confianza de ser su tesista de doctorado, compartir su experiencia y conocimientos y ser mi primer asesor de tesis.

A mi familia, por su incondicional amor y apoyo.

A mi director de tesis, el Dr. Carlos Aguilar Castillo, por su confianza al tomar este proyecto de tesis, experiencia y tiempo para la realización de esta tesis.

A mis revisores, por sus comentarios, consejos y experiencia que enriquecieron este trabajo de tesis.

A mis profesores del CENIDET, por compartir sus conocimientos y experiencia, lo cual permitió mi crecimiento profesional.

A mis compañeros y amigos de CENIDET. Gracias por hacer mi estancia en el CENIDET mucho más divertida.

A mis amigos de años.

A todo el personal del CENIDET que siempre me trató con respeto y me apoyó durante mi doctorado.

A todas las personas que de alguna manera me ayudaron a llegar a cumplir este sueño.

Al TecNM por facilitarme el uso de sus instalaciones para la realización de este proyecto.

Finalmente, al CONACYT, por brindarme el apoyo económico durante mis estudios de doctorado.

Resumen

Actualmente, una de las fuentes de energía renovable que experimenta un mayor desarrollo debido a sus múltiples ventajas es la generación de energía eléctrica a partir del uso de paneles fotovoltaicos. Uno de los principales problemas que se tiene con este tipo de fuente de generación radica en su alta sensibilidad a cambios ambientales, específicamente cambios en la radiación y más críticamente el sombreado parcial.

Los paneles fotovoltaicos experimentan sombreado parcial debido a múltiples circunstancias tales como la presencia de nubes, aves, árboles, construcciones, polvo, etc. El problema con esta condición de operación radica en una incapacidad para encontrar el punto de máxima potencia con métodos convencionales de seguimiento como Perturbar y Observar (P&O), lo anterior ocasiona que la cosecha de energía sea deficiente; esto es, se coseche una menor cantidad de energía comparado con la que el sistema puede generar. En virtud de lo anterior, en este trabajo de tesis se aborda el desarrollo de una técnica que sea capaz de extraer la máxima energía ante cualquier condición de radiación uniforme o parcial. La técnica propuesta surge como una combinación de P&O y Optimización por Colonias de Hormigas, con lo cual se busca obtener lo mejor de ambas técnicas de seguimiento.

Asimismo, en este trabajo se aborda un estudio acerca de la conveniencia de operar el sistema con un capacitor cuyo valor de capacitancia sea mínimo (de acuerdo con condiciones de transferencia de energía Panel-Batería-Carga) y enfrentar las problemáticas que surgen con la ayuda de una estrategia de control basada en un control Proporcional-Integral Generalizado (GPI). Lo anterior se realiza, con el propósito de evitar las inconveniencias que surgen con el uso de capacitores electrolíticos, los cuales son el tipo de capacitor que normalmente se colocan en esta parte del sistema. Para realizar este estudio, se desarrolló la simulación del sistema completo; con lo cual, se logra un mejor acercamiento de la dinámica completa del sistema y con ello, se obtienen resultados que consideran factores como el control supervisorio para operar al sistema, el flujo de energía entre elementos conectados, etc. Considerando los efectos de reducir el capacitor, se determina la conveniencia de utilizar una estrategia de control que mantenga la apropiada operación del sistema (PI, compensador tipo tres y GPI) con un valor de capacitancia mínimo. Para ello, se analiza los efectos de reducir el capacitor y se determina los elementos necesarios (controladores, gestor de energía, filtros, etc.) para realizar una adecuada operación del sistema y garantizar la transferencia de energía hacia la carga.

Abstract

Nowadays, one of the renewable energy sources with the fastest growing (due to its multiple advantages) is solar energy. One of the main problems with solar energy is its high sensitivity to environmental changes, specifically radiation changes and more critically, partial shading conditions.

Photovoltaic panels suffer partial shading conditions because of the presence of obstacles such as clouds, birds, trees, buildings, dust, etc. The problem with this operation condition is because of a lack of capacity to find the maximum power point with traditional techniques such as Perturb and Observe (P&O). The above problem causes a reduction in the harvested energy. Therefore, in this thesis, a technique that is capable of extracting the maximum energy with any radiation condition is developed (total or partial shading condition). The proposed technique emerges as a characteristics combination of two tracking techniques (P&O and Ant Colony Optimization) which seeks to combine the best of their performance in order to develop a technique capable of overcome partial shading.

Further, this thesis presents a study of the convenience of operating the PV system with a capacitor with a minimum capacitance value (considering energy transfer conditions between the Solar Panels-Batteries-Load), and seek to overcome with a Generalized Proportional Controller (GPI) the generated problems because of the reduced capacitor. The above capacitor reduction is performed to avoid the inconveniences caused by the use of electrolytic capacitors, which is the type of capacitor placed in this part of the system. This study is developed considering the complete PV system in order to get better results because it takes factors into account such as the supervisory control, the energy flow, etc. Considering the effects of reducing the capacitor, the convenience of using a control strategy (PI, type three compensator and GPI) capable of maintaining the proper operation of the system with a minimum capacitor is determined. Because of all mentioned above, the effects of reducing the capacitor are analyzed and the necessary elements for reducing the capacitor are determined. This is performed to ensure the energy transfer to the load.

Operación y control de un sistema fotovoltaico autónomo con extracción de máxima energía y mínimo capacitor de enlace

Contenido

Resumen	vi
Abstract	vii
Contenido	viii
Lista de figuras	xi
Lista de tablas	xiv
Lista de acrónimos	xv
Capítulo 1 . Introducción.....	1
1.1. Antecedentes	1
1.2. Planteamiento del problema	3
1.2.1. Propuesta de solución.....	6
1.3. Estado del arte	6
1.4. Objetivos y alcances	11
1.5. Estructura de la tesis.....	12
Capítulo 2 . Operación de paneles fotovoltaicos autónomos.....	13
2.1. Modelo del panel fotovoltaico.....	13
2.2. El sombreado parcial en los paneles fotovoltaicos.....	16
2.3. Estrategias de seguimiento del punto de máxima potencia	18
2.4. Convertidores de voltaje y su MPPT.....	30
2.4.1. El convertidor Boost como seguidor del MPPT: relación de impedancias	32
2.4.2. El convertidor Buck como seguidor del MPPT: relación de impedancias	34
2.4.3. El convertidor Buck-Boost como seguidor del MPPT: relación de impedancias	35
2.4.4. Estudio de las características de operación de los convertidores CD-CD y su comportamiento como elemento de seguimiento	36
2.5. Estrategia de MPPT propuesta	40

2.6. Simulación de la estrategia propuesta	41
2.7. Análisis de resultados	46
Capítulo 3 . El convertidor bidireccional	48
3.1. Introducción	48
3.2. Funcionamiento del convertidor bidireccional de medio puente.....	50
3.2.1. Convertidor bidireccional en modo Buck.....	51
3.3. Control modo corriente del convertidor bidireccional	52
3.3.1. Controlador PI	53
3.3.2. Compensador tipo III.....	54
3.3.3. Control Proporcional Integral Generalizado (GPI)	54
3.4. Simulación del convertidor bidireccional.....	66
3.4.1. Control de corriente del convertidor bidireccional modo Boost	67
Capítulo 4 . Integración de los componentes del sistema fotovoltaico autónomo.....	72
4.1. Introducción	72
4.2. Descripción del sistema.....	74
4.3. Dimensionamiento del sistema fotovoltaico	76
4.3.1. Dimensionamiento del convertidor Boost encargado del MPPT	80
4.3.2. Dimensionamiento del convertidor bidireccional Buck-Boost	81
4.3.3. Filtros pasa-bajas	81
4.4. Modos de operación y control supervisorio del sistema fotovoltaico	84
4.5. El bus de CD	88
4.7. Cálculo del capacitor y nivel de tensión en el bus de CD de acuerdo con el índice de modulación	95
4.8. Consideraciones para reducir el capacitor en el bus de CD	97
4.9. Control del inversor de voltaje	101
Capítulo 5 . Simulación de un sistema fotovoltaico autónomo	105
5.1. Introducción	105
5.2. Simulación del sistema fotovoltaico autónomo.....	107
5.2.1. Simulación del sistema fotovoltaico con control PI en el convertidor bidireccional	107
5.2.2. Simulación del sistema fotovoltaico con un compensador tipo III en el convertidor bidireccional	110
5.2.2. Simulación del sistema fotovoltaico con un control GPI en el convertidor bidireccional	112
5.3. Simulación del sistema fotovoltaico autónomo con capacitor mínimo	115
5.3.1. Simulación del sistema fotovoltaico con control PI en el convertidor bidireccional	116

5.3.2. Simulación del sistema fotovoltaico con controlador tipo III en el convertidor bidireccional	118
5.3.3. Simulación del sistema fotovoltaico con GPI en el convertidor bidireccional.....	121
Capítulo 6 . Conclusiones.....	124
6.1. Conclusiones	124
6.2. Trabajos futuros.....	126
6.3. Publicaciones obtenidas	126
Bibliografía.....	128
Anexo 1	135
Anexo 2	138
Anexo 3	140
Anexo 4 Publicación	143

Lista de figuras

Figura 1.1. Topología de un sistema fotovoltaico autónomo con elemento almacenador de energía.	2
Figura 1.2. Seguimiento del punto de máxima potencia en los paneles fotovoltaicos.	4
Figura 1.3. Convertidor bidireccional medio puente.	5
Figura 2.1. Circuito equivalente de un panel fotovoltaico [1].	14
Figura 2.2. Curvas características de un panel fotovoltaico.	16
Figura 2.3. Paneles fotovoltaicos con sombreado parcial.	17
Figura 2.4. Curva Corriente-Voltaje de una celda fotovoltaica operando en la región de polarización inversa [4].	17
Figura 2.5. Celda fotovoltaica con diodo de protección [4].	18
Figura 2.6. Curvas características de un panel fotovoltaico con presencia de sombreado parcial.	18
Figura 2.7. Configuración para realizar el esquema de seguimiento.	19
Figura 2.8. Diagrama de flujo del método de voltaje constante.	20
Figura 2.9. Diagrama de flujo de perturbar y observar/ Ascenso de colina.	22
Figura 2.10. P&O operando con sombreado parcial.	22
Figura 2.11. Diagrama de flujo del algoritmo conductancia incremental.	23
Figura 2.12. Funciones de pertenencia para las entradas y salidas de un controlador difuso.	24
Figura 2.13. Diagrama de bloques de un controlador difuso.	25
Figura 2.14. MPPT basado en redes neuronales.	26
Figura 2.15. Diagrama de flujo del algoritmo PSO.	27
Figura 2.16. Operación del algoritmo colonia de hormigas.	29
Figura 2.17. Curva I-V de un sistema fotovoltaico.	31
Figura 2.18. Convertidor Boost.	32
Figura 2.19. Curva de PV e Impedancia en un arreglo de cinco paneles en serie con y sin sombreado parcial.	34
Figura 2.20. Convertidor Buck.	34
Figura 2.21. Convertidor Buck-Boost.	35
Figura 2.22. Curva de P-V de un arreglo de cinco paneles sin sombreado.	37
Figura 2.23. Comportamiento de Z_{in} en función del ciclo de trabajo en el convertidor Boost.	37
Figura 2.24. Comportamiento de Z_{in} en función del ciclo de trabajo en el convertidor Buck.	38
Figura 2.25. Comportamiento de Z_{in} en función del ciclo de trabajo en el convertidor Buck-Boost.	38
Figura 2.26. Curva de P-V de un arreglo de cinco paneles con sombreado parcial.	39
Figura 2.27. Comportamiento de Z_{in} en función del ciclo de trabajo: a) Buck, b) Boost y c) Buck-Boost.	40
Figura 2.28. Diagramas de flujo de: a) P&O y b) Algoritmo de MPPT propuesto.	41
Figura 2.29. Curvas P-V obtenidas para los patrones G_1 y G_2	42
Figura 2.30. Curvas P-D obtenidas con G_1 y G_2	43
Figura 2.31. Cosecha de energía de un sistema fotovoltaico utilizando P&O.	43
Figura 2.32. Dinámica de operación del esquema P&O.	44
Figura 2.33. Cuantificación de la cosecha de energía con P&O.	44
Figura 2.34. Potencia generada con el algoritmo de seguimiento propuesto.	45
Figura 2.35. Cosecha de energía con el algoritmo propuesto.	45

Figura 3.1. Topologías de convertidores bidireccionales.	50
Figura 3.2. Convertidor bidireccional de medio puente: a) Operación Buck, b) Operación Boost.....	50
Figura 3.3. Convertidor bidireccional modo Buck.	51
Figura 3.4. Convertidor bidireccional modo Boost.	52
Figura 3.5. Lazo de control de un controlador modo corriente para el convertidor bidireccional.	53
Figura 3.6. Circuito electrónico para construir un controlador PI.....	53
Figura 3.7. Compensador Tipo III.....	54
Figura 3.8. Esquema de control basado en Plitud diferencial + GPI.....	55
Figura 3.9. Controlador GPI.....	63
Figura 3.10. Controlador GPI para un sistema integrador de enésimo orden.	64
Figura 3.11. Controlador GPI robusto para un sistema de enésimo orden perturbado.....	65
Figura 3.12. Diagramas de bode del convertidor bidireccional (funciones de transferencia control-salida).	67
Figura 3.13. Ganancia de lazos con distintos controladores operando un convertidor bidireccional modo Boost.....	68
Figura 3.14. Comparación de dinámicas de controladores en un convertidor bidireccional en modo Boost.	69
Figura 3.15. Dinámica de las derivadas de la componente prealimentada.	70
Figura 3.16. Señal de control del sistema controlado con GPI + plitud diferencial.	70
Figura 4.1. Configuraciones de un sistema fotovoltaico.	73
Figura 4.2. Configuración de conexión del elemento de almacenamiento de energía.	74
Figura 4.3. Representación del sistema fotovoltaico autónomo.	74
Figura 4.4. Sistema fotovoltaico autónomo con sus convertidores y esquema de control.	76
Figura 4.5. Diagrama de bode de los filtros utilizados en las simulaciones.	82
Figura 4.6. Respuestas dinámicas de los filtros utilizados.	83
Figura 4.7. Niveles tensión para el control supervisorio.	85
Figura 4.8. Modos de operación del sistema fotovoltaico autónomo.	87
Figura 4.9. Flujo de energía en un sistema fotovoltaico con exceso de energía.....	89
Figura 4.10. Flujo de energía en un sistema fotovoltaico generando menos energía de la que consume la carga.	89
Figura 4.11. Sistema fotovoltaico representado con fuentes de corriente.	90
Figura 4.12. Dinámica del voltaje del capacitor con distintos valores de capacitor.....	92
Figura 4.13. Comportamiento de la capacitancia a partir del nivel de tensión en el capacitor.	94
Figura 4.14. Dinámica del voltaje de línea y voltaje del bus de CD con capacitor mínimo.	94
Figura 4.15. Comparación de curva ajustada y estimada.	95
Figura 4.16. Comportamiento de la capacitancia a partir del nivel de tensión en el capacitor y el índice de modulación en la operación del inversor de tensión.	97
Figura 4.17. Efectos de reducir el capacitor en el bus de CD.....	99
Figura 4.18. Inversor de voltaje.....	101
Figura 4.19. Diagrama de bode del filtro en el inversor de voltaje.	102
Figura 4.20. Lazos de control del inversor de tensión.....	102
Figura 4.21. Lazo externo de control de voltaje del inversor.	103
Figura 4.22. Diagrama de bode del lazo de control de corriente del inversor de voltaje.	103
Figura 4.23. Diagrama de bode del lazo de control de voltaje del inversor.	104

Figura 5.1. Escenarios de la simulación del sistema fotovoltaico aislado..... 106

Figura 5.2. Lazos de control PI para el convertidor bidireccional. 108

Figura 5.3. Simulación del sistema completo utilizando un controlador PI en el bidireccional. 109

Figura 5.4. Lazos de control compensador tipo III para el convertidor bidireccional..... 110

Figura 5.5. Simulación del sistema completo utilizando un controlador tipo III en el convertidor bidireccional..... 112

Figura 5.6. Lazos de control GPI para el convertidor bidireccional..... 113

Figura 5.7. Simulación del sistema completo utilizando un controlador GPI en el bidireccional..... 114

Figura 5.8. Simulación del sistema completo utilizando un controlador PI en el bidireccional y capacitor mínimo. 117

Figura 5.9. Simulación del sistema completo utilizando un compensador tipo III en el bidireccional y capacitor mínimo. 120

Figura 5.10. Simulación del sistema completo utilizando GPI en el bidireccional y capacitor mínimo... 123

Lista de tablas

Tabla 2.1. Parámetros del panel fotovoltaico simulado.	16
Tabla 2.2. Principales métodos de seguimiento del punto de máxima potencia.	20
Tabla 2.3. Reglas del controlador basado en lógica difusa.	25
Tabla 2.4. Características de las principales estrategias de MPPT [60], [53].	31
Tabla 2.5. Radiación recibida sin	33
Tabla 2.6. Patrón de radiación con sombreado.....	34
Tabla 2.7. Relaciones de Impedancia para convertidores.	36
Tabla 2.8. Parámetros del módulo simulado [59].....	42
Tabla 2.9. Patrones de radiación utilizados.	42
Tabla 2.10. Resumen de los resultados de las simulaciones.	46
Tabla 3.1. Comparación de las principales características de los convertidores CD-CD bidireccionales. .	49
Tabla 3.2. Parámetros del convertidor bidireccional.....	67
Tabla 4.1. Eficiencia promedio de los componentes presentes en un sistema fotovoltaico [76].....	77
Tabla 4.2. Carga alimentada con el sistema fotovoltaico.	77
Tabla 4.3. Parámetros del panel fotovoltaico.	78
Tabla 4.4. Parámetros de diseño del convertidor Boost.	80
Tabla 4.5. Parámetros de diseño del convertidor bidireccional.....	81
Tabla 4.6. Reglas de operación del control supervisorio.....	86
Tabla 4.7. Valor de capacitor mínimo de acuerdo con el nivel de CD.....	94
Tabla 5.1. Balance energético ideal del sistema fotovoltaico autónomo y con elemento de almacenamiento de energía.	107

Lista de acrónimos

<i>MPPT</i>	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
<i>CA</i>	<i>Corriente directa</i>
<i>CD</i>	<i>Corriente alterna</i>
<i>P-V</i>	<i>Potencia-Voltaje</i>
<i>P&O</i>	<i>Perturbar y Observar</i>
<i>PI</i>	<i>Proporcional-Integral</i>
<i>GPI</i>	<i>Generalized Proportional Integral</i>
<i>PSO</i>	<i>Particle Swarm Optimization</i>
<i>AIWPSO</i>	<i>Adaptive Inertia Weight Particle Swarm Optimization</i>
<i>ACO</i>	<i>Ant Colony Optimization</i>
<i>ADRC</i>	<i>Active Disturbance Rejection Control</i>
<i>I-V</i>	<i>Corriente-Voltaje</i>
<i>PID</i>	<i>Proporcional-Integral-Derivativo</i>
<i>SISO</i>	<i>Single Input Single Output</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i>

Capítulo 1 . Introducción

En este capítulo se presentan las motivaciones y justificaciones para desarrollar esta tesis de doctorado. Como primer punto, la sección 1.1 muestra los antecedentes acerca de este tema de investigación. La sección 1.2 presenta el planteamiento del problema que se aborda con esta tesis doctoral. El estado del arte referente a las temáticas estudiadas en esta tesis se aborda en la sección 1.3. Una vez abordado lo anterior, el objetivo general, los objetivos particulares y el alcance de este trabajo se describen en la sección 1.4. Finalmente, en la sección 1.5 se muestra una descripción de la estructura de esta tesis.

1.1. Antecedentes

La energía eléctrica es una de las fuerzas en las que se sustenta el desarrollo económico de todas las naciones. El reto que surge con este tipo de energía se da debido a la demanda continua que se tiene de este recurso y en la creciente solicitud que día a día se está presentando a lo largo del mundo. En muchos países que se encuentran en desarrollo, más del 50% de la población radica en zonas rurales, lo que genera un reto en la transmisión de la electricidad desde el punto de generación hasta las zonas de consumo [1]. En este sentido, los sistemas aislados de generación de electricidad son una opción para proporcionar energía eléctrica en regiones donde el tendido eléctrico no puede llegar o para reducir los altos costos de generación de electricidad que se están presentando debido a la alta dependencia que se tiene de los recursos fósiles. Es por eso que, el reto actual es proporcionar energía eléctrica a casi 1.4 billones de personas que no tienen acceso a este servicio [2].

Las fuentes de energía renovables que actualmente se utilizan en los sistemas aislados provienen de la biomasa, agua, sol, viento, y en ciertos casos energía geotérmica. La conveniencia de utilizar alguna de estas fuentes depende de la accesibilidad que se tenga del elemento que produce la energía. Es decir, el uso de centrales hidroeléctricas, aerogeneradores, celdas fotovoltaicas, etc., sólo es factible si se posee el recurso para la producción de electricidad. En este sentido, la energía solar posee una ventaja con respecto al resto de las fuentes renovables de energía ya que la radiación solar se encuentra en menor o mayor medida en cualquier punto geográfico de la tierra a lo largo del año, lo que no ocurre con el resto de las fuentes de energía renovable.

En virtud de lo anterior y dada la situación geográfica y social en la que se encuentra México, el uso de sistemas aislados basados en celdas fotovoltaicas se vuelve la mejor opción para la generación de electricidad de manera aislada. El potencial energético de la energía solar en México es uno de los más altos en el mundo, ya que el país se encuentra localizado en el denominado “cinturón solar”, lo que hace que reciba una radiación superior a 5 kWh/m^2 cada día [3].

Los elementos básicos en un sistema fotovoltaico aislado son los paneles fotovoltaicos, circuitos electrónicos, las baterías y la carga. Los paneles fotovoltaicos son los encargados de transformar la energía radiada del sol en energía eléctrica, la cual consume una carga que puede ser de corriente directa o alterna. La principal desventaja que poseen estos sistemas se da por el hecho de que la radiación solar solo se encuentra disponible a lo largo de unas horas del día, por lo cual es necesario agregar un elemento almacenador de energía para suministrar energía durante las horas en donde no hay radiación solar.

Existen diferentes topologías para conectar a los sistemas fotovoltaicos aislados, las cuales dependen de cómo se conecta el elemento almacenador de energía con el sistema y de cómo funciona el convertidor conectado al panel. Una de las topologías más utilizada es la que se muestra en la Figura 1.1, en donde el elemento almacenador se conecta en paralelo con la carga. Esta topología presenta la ventaja de proveer mayor flexibilidad en la elección de la tensión nominal de la batería y permite controlar la carga y descarga de la misma para equilibrar el flujo de potencia del sistema [4].

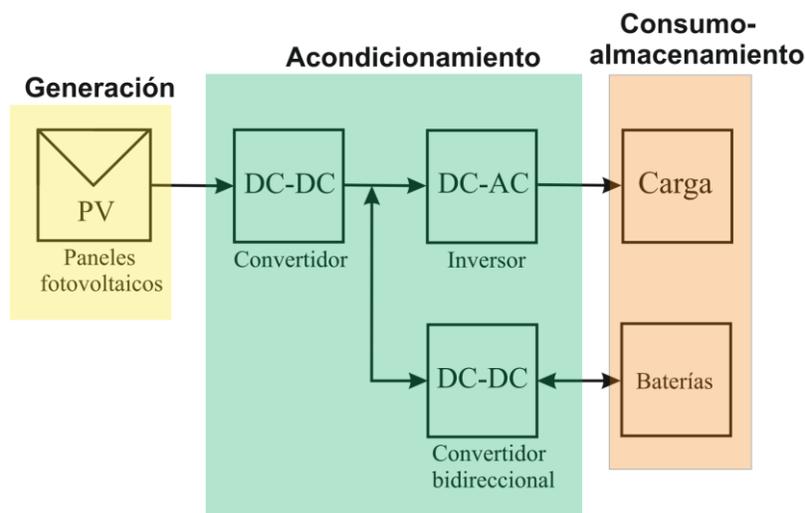


Figura 1.1. Topología de un sistema fotovoltaico autónomo con elemento almacenador de energía.

En la configuración anterior, el panel fotovoltaico se conecta a un convertidor debido a que la potencia que provee este elemento es variante con la radiación solar y con la temperatura a la

que se encuentre. Por lo tanto, para mantener una mejor eficiencia aún cuando existan cambios en las condiciones ambientales es necesario operar a este convertidor con un esquema de seguimiento del punto de máxima potencia (*Maximum Power Point Tracking*, MPPT por sus siglas en inglés) [5]. En éstos, el esquema de seguimiento del punto de máxima potencia solo es posible si existe un elemento almacenador de energía. La batería se necesita para almacenar el exceso de energía extraída por el MPPT [6]. El problema que surge con las baterías se da por sus características de operación, las cuales deben evitar niveles de sobrecarga o descarga de la batería, y por los niveles de tensión y corriente con los cuales puede operar. El no prestar atención a estas condiciones de operación reduce de manera significativa la vida útil de la batería. Lo anterior se resuelve mediante la incorporación de un convertidor bidireccional, el cual se encarga del proceso de carga y descarga de ésta.

En el caso del convertidor conectado a la carga, normalmente se dispone de un elemento inversor el cual genera la señal de corriente alterna necesaria para alimentar una carga de CA, las cuales son las más comunes. Este convertidor se utiliza para transformar el voltaje de corriente directa presente en el bus de CD a una señal de alterna, la cual debe poseer ciertas características de magnitud, frecuencia y contenido armónico [7]. Finalmente, el capacitor en el bus de corriente directa se utiliza como un elemento desacoplador entre la potencia de CD y la de CA y como un elemento almacenador de energía para evitar las perturbaciones de potencia en el bus de corriente directa. Tradicionalmente, los diseñadores seleccionan capacitores electrolíticos para este propósito, ya que éstos ofrecen una alta capacidad de almacenamiento a un precio razonable [8].

1.2. Planteamiento del problema

Como se mencionó en párrafos anteriores, para extraer la máxima potencia de un conjunto de paneles fotovoltaicos es necesario operar este sistema con un esquema de control que sea capaz de extraer la máxima potencia, la cual a su vez se consume por la carga que se encuentra conectada en el sistema o se almacena en baterías, las cuales proporcionan energía cuando no hay radiación solar. Tomando en cuenta esto, las áreas de oportunidad que se identificaron en este tema de investigación se centran en el esquema de seguimiento del punto de máxima potencia y en el control del convertidor bidireccional que se encuentra conectado entre el bus de CD y los elementos almacenadores de energía. A partir de lo anterior, la descripción de la problemática de estos sistemas se plantea a partir de estas dos temáticas.

a) Seguimiento del punto de máxima potencia

La radiación lumínica en la celda fotovoltaica genera la circulación de corriente en el circuito del sistema fotovoltaico. La cantidad de corriente que se genera depende de la intensidad de la radiación y de la temperatura del panel. Normalmente, los sistemas fotovoltaicos operan con un

esquema de seguimiento del punto de máxima potencia el cual modifica el ciclo de trabajo del convertidor CD-CD con el propósito de extraer la máxima potencia de los paneles. Conceptualmente, el MPPT es un problema simple, se debe encontrar un punto operativo en el conjunto de módulos fotovoltaicos, de forma tal que el sistema obtenga la máxima cantidad de potencia (Figura 1.2a). Sin embargo, la no linealidad de la curva P-V de los módulos y las condiciones ambientales (sombreado parcial) hacen que el MPPT sea una tarea desafiante.

El seguimiento del punto de máxima potencia se vuelve más complicado al presentarse sombreados parciales. Esta área de oportunidad se viene tratando últimamente debido a la proliferación de edificios con sistema de generación fotovoltaicos en áreas urbanas. En este tipo de edificaciones se instalan los paneles en las azoteas, lo cual en zonas urbanas podría generar fácilmente sombreados parciales debido a la presencia de otras edificaciones, aves, nubes, árboles u otros obstáculos. Mientras, en granjas solares o sistemas fotovoltaicos rurales, los sombreados parciales se presentan por la aparición de nubes que llegan a transitar por encima del panel y por irregularidades en el panel. Durante condiciones de sombreado parcial existen múltiples picos en la curva P-V (Figura 1.2b) de los paneles fotovoltaicos, lo que dificulta la búsqueda y genera que estrategias simples de seguimiento pierdan eficacia al momento de operar correctamente al sistema fotovoltaico.

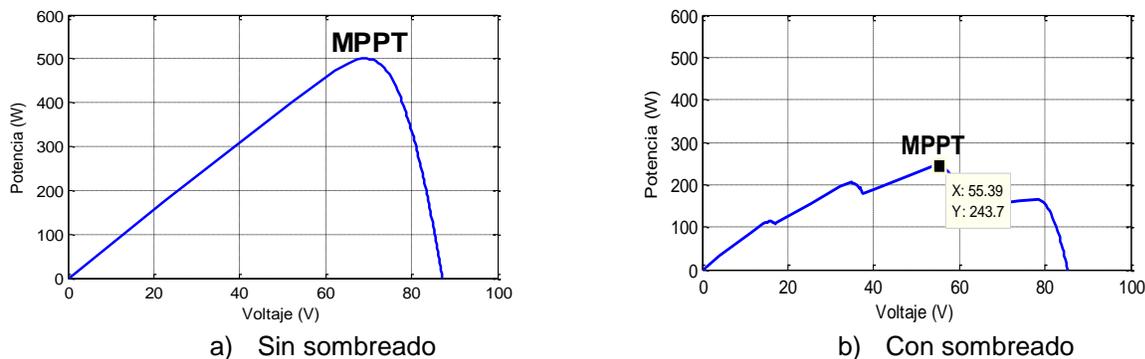


Figura 1.2. Seguimiento del punto de máxima potencia en los paneles fotovoltaicos.

El problema que surge con muchas de las estrategias de seguimiento del punto de máxima potencia radica con su incapacidad de operar correctamente con sombreados parciales. Lo anterior implica pérdidas en la extracción de potencia del sistema fotovoltaico. Son varios los trabajos que demuestran que el seguimiento del punto de máxima potencia no es una tarea simple cuando llega a surgir sombreado en los paneles fotovoltaicos. De tal manera que los trabajos más recientes relacionados con esta área se enfocan en buscar algoritmos que permitan localizar los máximos globales en las curvas de Potencia-Voltaje.

Si bien es cierto que existen técnicas para conseguir el MPPT ante condiciones de sombreado parcial, también es cierto que se está buscando simplificar la complejidad y reducir los gastos computacionales de dichos esquemas de seguimiento. Una de las técnicas más simples, con bajos requerimientos de cálculo es el de perturbar y observar. Sin embargo, ésta es poco efectiva para seguir el MPP ante condiciones de sombreado parcial. Sobre este aspecto, durante el desarrollo del trabajo de tesis se buscará mejorar las características de la técnica P&O ante variaciones de radiación; y se realizará comparativos con técnicas previamente propuestas para este fin.

b) Convertidor bidireccional

El convertidor CD-CD bidireccional se utiliza para cargar o descargar la batería según sean las necesidades del sistema. La operación bidireccional del convertidor CD-CD depende de la tensión en el bus de CD y del estado de carga en la batería. Una de las topologías que se utiliza se presenta en la Figura 1.3., la cual se conoce como convertidor bidireccional de medio puente no aislado. Esta topología es simple, efectiva, de bajo costo y viable para niveles bajos de carga.

El control del convertidor bidireccional presente, entre la batería y el bus de corriente directa, parecería simple y resuelto. Sin embargo, esta simplicidad parte de dos supuestos. Por un lado, cuando la batería funciona como fuente, se asume que ésta tiene toda la capacidad para responder a los requerimientos de la carga. Lo anterior es cierto en cierta medida, siempre y cuando se cuiden las características de las baterías (nivel de descarga, corriente transitoria, temperatura, corriente de descarga, etc.). El otro supuesto surge en el capacitor del bus de CD, el cual se asume que tiene las mismas cualidades de la batería; lo cual es cierto si el capacitor seleccionado fuese de un valor de capacitancia infinitamente grande, lo que resulta impráctico. De hecho, la tecnología de fabricación de este capacitor (normalmente del tipo electrolítico) dicta en buena medida la vida útil del sistema, dadas las características del propio electrolítico.

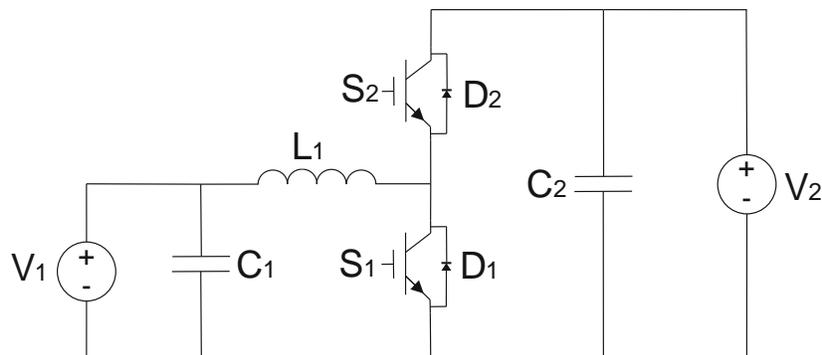


Figura 1.3. Convertidor bidireccional medio puente.

Tomando en cuenta lo anterior, este trabajo de tesis aprovecha esta oportunidad de investigación, esto es, se busca reducir el capacitor en el bus de corriente directa. Para lograrlo, se le exige mayores prestaciones a los controladores del convertidor bidireccional. En virtud de lo anterior, se investiga la técnica de control GPI, la cual promete ser simple, pero con mayores prestaciones tales como, regulación, rechazo activo de perturbaciones, etc.

1.2.1. Propuesta de solución

Una vez descrito lo anterior, se propone generar un esquema de seguimiento del punto de máxima potencia que posea las ventajas del método P&O y que además posea la capacidad de encontrar el punto de máxima potencia bajo condiciones de sombreado parcial, evitando que éste posea las desventajas que este tipo de algoritmos normalmente poseen. Con lo anterior, se busca desarrollar un esquema de seguimiento del punto de máxima potencia que opere bajo cualquier nivel de radiación completa o parcial, lo haga con una dinámica más rápida y consuma una menor cantidad de recursos computacionales comparada con los algoritmos de MPPT que sí son capaces de encontrar el punto de máxima potencia.

Por otro lado, la problemática presente en sistemas fotovoltaicos debido a la baja confiabilidad que se genera debido a las fallas que surgen en el capacitor del bus de CD se busca mejorar mediante un cambio de materiales de construcción del capacitor. Con esto, se sugiere trabajar el sistema con capacitores hechos con materiales que posean un mayor tiempo de vida, los cuales normalmente son de capacidades inferiores a las que se tienen con los electrolíticos. Lo anterior implica una reducción de la capacitancia en el bus de CD, lo que trae como consecuencia un mayor acoplamiento entre sistemas, lo que dificulta su control y operación. Por lo anterior, se analizará la posibilidad de utilizar las ventajas del control GPI para operar este sistema con valores de capacitor reducido, con el fin de aumentar la vida útil de operación del sistema.

1.3. Estado del arte

A) ESQUEMAS DE MPPT Y SOMBREADO PARCIAL

La probabilidad de que exista sombreado parcial en paneles fotovoltaicos es alta debido a la presencia de nubes, edificios, árboles, entre otros obstáculos, lo cual reduce de manera significativa la generación de energía por parte de este tipo de sistemas. De tal manera que los trabajos más recientes relacionados con esta área se enfocan en buscar algoritmos que permitan localizar los máximos globales en las curvas de P-V.

Por ejemplo, en [9] se propone realizar el seguimiento mediante una modificación del algoritmo de optimización de enjambre de partículas (PSO, *particle swarm optimization*), dado que este algoritmo posee baja velocidad de convergencia y exactitud en la búsqueda. Ellos realizan la búsqueda mediante un algoritmo de optimización de enjambre de partículas con peso inercial adaptable (AIWPSO, *adaptive inertial weight particle swarm optimization*), con lo que la búsqueda del máximo global se acelera y se mejora la exactitud. Mientras, en [10] también proponen un esquema de seguimiento del punto de máxima potencia basados en el algoritmo de optimización de enjambre de partículas acelerado, el cual muestra ser simple, rápido y eficiente al momento de encontrar el punto de máxima potencia sin requerir mayor capacidad de software y hardware. Otros trabajos que también obtiene buenos resultados utilizando enjambre de partículas es el que se presenta en [11] y [12].

Asimismo, en [13] se utiliza un algoritmo genético para el seguimiento del punto de máxima potencia. En este trabajo se reporta un buen seguimiento aun cuando el sistema experimenta sombreado parcial. Con base en sus simulaciones, se muestra la robustez en el seguimiento y la mejora en la eficiencia del sistema que se encuentra conectado a la red eléctrica. Algunos como en [14] utilizan lógica difusa para realizar el seguimiento; sin embargo, el diseño de este tipo de controlador requiere un nivel alto de experiencia del programador con el fin de extraer la máxima potencia. Además del trabajo anterior, en [15], [16] también proponen algoritmos basados en lógica difusa para encontrar el punto de máxima potencia, en los cuales reportan buen desempeño en la búsqueda, sin embargo, el gasto computacional requerido es alto. En [17] proponen un algoritmo heurístico basado en optimización por colonia de hormigas (ACO, por su siglas en inglés) el cual es capaz de encontrar máximos globales y es robusto a varios patrones de radiación; sin embargo, la optimización simultánea de los parámetros del algoritmo lo vuelven complejo de implementar y hacen que la convergencia sea lenta. Otras técnicas de control inteligente para buscar el punto de máxima potencia están basadas en el comportamiento de las ballenas [18] o el comportamiento de las abejas [19], siendo sus gastos computacionales y complejidad de implementación sus principales áreas de oportunidad.

Por otro lado, en [20] presentan un esquema de seguimiento en el cual por medio de distintas configuraciones de celdas en serie y paralelo que no estén sombreadas buscan extraer la máxima potencia del sistema aun cuando existen condiciones de sombreado; de acuerdo con sus resultados de simulación, el algoritmo muestra tener un buen desempeño al extraer la máxima potencia. Asimismo, en [21] proponen circuitos de reconfiguración para poder incrementar la cantidad de energía cosechada en el sistema fotovoltaico. Por otro lado, el uso de modificaciones de algoritmos tradicionales para realizar seguimiento con sombreado parcial también se ha vuelto una opción ya que muchos de éstos mejoran su capacidad de extracción conservando muchas de sus características tales como velocidad, simplicidad, etc. Por ejemplo, en [22] desarrollan un algoritmo de seguimiento basado en la técnica de perturbar y observar, al cual le agrega un algoritmo de revisión del máximo global; con lo anterior, se mejora las bondades de la estrategia del P&O y se garantiza que el sistema llega al máximo global cuando se presentan sombreados parciales.

Una nueva forma de hacer frente al sombreado parcial surge con la utilización de los denominados optimizadores de potencia [23], [24] los cuales son, en esencia, convertidores CD-CD los cuales se colocan en arreglos de uno o más optimizadores por módulo. Con lo anterior se reducen de manera significativa las pérdidas ocasionadas por la configuración en cadena de módulos, en la cual la presencia de sombreado parcial afectaba en gran manera la potencia que entregaban los módulos. La desventaja de trabajar con esta configuración radica en la cantidad de optimizadores que se deben utilizar por módulo y la confiabilidad del sistema; sin embargo, la potencia que éstos deben manejar es menor a la de los convertidores en cadena. Mientras, en [25], [26] utilizan circuitos de compensación de sombreado parcial, diodos de bloqueo y diodos de *bypass* en módulos fotovoltaicos conectados en cadena. El circuito compensador es un convertidor resonante el cual mejora el desempeño del sistema.

Tomando en cuenta los trabajos presentados en esta sección, el sombreado parcial es una problemática de interés actual en el área de los sistemas fotovoltaicos, ya que el no considerar los efectos producidos por el sombreado parcial provoca pérdidas significativas en la cantidad de energía que se cosecha y en algunos escenarios genera fallas en los paneles fotovoltaicos. Son muchas las estrategias de seguimiento que se pueden utilizar para hacer frente al sombreado parcial; sin embargo, la mayoría requieren altos gastos computacionales, son complejas en su implementación y operación y poseen dinámicas lentas de búsqueda. Lo anterior, genera que el utilizar estos algoritmos no sea tan conveniente para enfrentar el sombreado.

B) Capacitor bus de CD

En otro orden de ideas, el utilizar sistemas fotovoltaicos en la configuración que se mostró en la Figura 1.1 requiere que se coloque un elemento de desacoplo entre el convertidor Boost, el inversor y el convertidor bidireccional. Este elemento de desacoplo se obtiene a partir de capacitores con grandes capacidades de almacenamiento de energía. Por lo anterior, se selecciona capacitores electrolíticos los cuales a pesar de tener una alta densidad de energía, poseen un menor tiempo de vida comparado con las aplicaciones en donde se utilizan. Además, éstos son de mayor peso, volumen, precio y como se mencionó, menor confiabilidad.

La búsqueda de aumentar la confiabilidad de este elemento del sistema ha llevado a proponer soluciones basadas, principalmente en la conexión de capacitores auxiliares en paralelo a través de circuitos auxiliares, lo anterior se demuestra con los trabajos [27]–[33]. El problema que surge con la reducción del capacitor de esta forma radica en el hecho de que se le debe agregar más componentes al sistema lo que incrementa su costo y reduce su confiabilidad. Por lo anterior, en este trabajo de tesis se busca reducir el capacitor en el bus de CD mediante el

uso de técnicas de control que ayude a solucionar los problemas que surgen con la reducción del capacitor en el bus de CD. Por lo anterior, en esta sección se analiza los trabajos relacionados con el control de convertidores CD-CD y en la operación supervisoria que determina como debe ser la operación del convertidor bidireccional.

En el caso del gestor de energía, en [34] proponen un esquema de control supervisorio de potencia para un sistema de generación de energía con elementos almacenadores (batería y supercapacitor). En este sistema, los supercapacitores los utilizan como medio para reducir los esfuerzos de corriente en la batería. A partir de éste, logran obtener una dinámica rápida en la regulación del voltaje en el bus de CD, reducen el estrés de las corrientes de batería y mejoran la calidad de la potencia que se entrega. Otros trabajos relacionados con el manejo de energía para sistemas de generación con elementos almacenadores se presentan en [35]–[39].

Por otro lado, parte importante de la buena respuesta de los gestores de energía depende en gran medida de los controladores que se tienen en los dos modos de operación que posee el convertidor bidireccional. Convencionalmente, en los lazos de control del convertidor bidireccional se utilizan controladores PI o controladores basados en compensadores adelanto-retraso de fase. Sin embargo, los estudios recientes en esta área se centran en proponer estrategias de control que posean mejores prestaciones tales como seguimiento de trayectorias, rechazo a perturbaciones, incertidumbres en los parámetros, etc.

El seguimiento de trayectorias en convertidores se aborda en [40]. El trabajo estudia las estrategias de control para realizar el seguimiento y obtener un rechazo activo a perturbaciones (ADRC, por sus siglas en inglés). En el caso de estudio se trabaja con dos convertidores Boost interconectados que alimentan una carga variante en el tiempo la cual la representan por medio de un motor de corriente directa. En el trabajo se muestra la robustez del controlador al momento de hacer frente a las no linealidades y a las dinámicas no modeladas.

Otra estrategia de control que se utiliza en la regulación de voltaje para convertidores es el control por medio de modos deslizantes. Uno de los trabajos que aborda la teoría de modos deslizantes en sistemas fotovoltaicos es el que presenta en [41]. Con base en sus resultados se muestra que este controlador es simple de implementar, reduce el periodo transitorio, es robusto a variaciones paramétricas y proporciona rechazo a perturbaciones en el voltaje de entrada, incertidumbres en el modelado y perturbaciones en la carga.

En [42] se presenta un control modo corriente para regular la operación del convertidor bidireccional presente en un sistema fotovoltaico. Realizan pruebas de operación con controladores PI cuyas ganancias se sintonizaron mediante análisis en la frecuencia, algoritmos genéticos y controladores difusos. De acuerdo con sus resultados, el control difuso posee el mejor desempeño y la efectividad del controlador PI se mejoró con los algoritmos genéticos.

Dada las características no lineales de los convertidores, en [43] y [44] construyen lazos de control no lineales. En el primer trabajo, desarrollan un controlador no lineal con retardos para lograr un buen seguimiento de trayectorias, además de garantizar la regulación de voltaje en la salida del convertidor. El segundo trabajo presenta el desarrollo de un controlador no lineal adaptable para lograr el seguimiento. El controlador en este trabajo está basado a partir de la teoría de aplanamiento diferencial y GPI. Otro trabajo que también utiliza controladores GPI para lograr un control por rechazo activo de perturbaciones (ADRC por sus siglas en inglés) se presenta en [45]. En éste, el esquema de control se basa en observadores GPI de orden reducido, lo cual mejora el desempeño cuando surgen variaciones o perturbaciones.

Parte importante de la dinámica de los controladores anteriores dependen en gran medida de la presencia de un capacitor de gran capacitancia conectado en el bus de CD, lo que genera un desacoplamiento entre dinámicas de los sistemas. Los capacitores que se utilizan para esta parte del sistema son electrolíticos. El reducir este capacitor genera la presencia de mayor rizo de voltaje, lo que repercute en el deterioro de la forma de onda de corriente. Para evitar esto, se han propuesto varias estrategias. Como ejemplo en [46] se propone reducir el capacitor y evitar los problemas que surgen con esta acción mediante el uso de compensadores de voltaje en el bus de CD. El uso de estos compensadores ayuda a que el lazo del control bidireccional haga de forma apropiada su objetivo de operación. Mientras, en [47] proponen un esquema de control para los convertidores en el cual se le agrega un elemento que estima el valor del rizo en el bus de CD, el cual se le resta a la señal del voltaje de entrada. Algunos trabajos proponen reducir el capacitor y hacer frente al rizo mediante un ajuste del ciclo de trabajo en el convertidor Boost, el cual se controla a partir de la técnica de seguimiento del punto de máxima potencia. Para ello, el ciclo de trabajo es una función que depende del valor de voltaje rizo, tal como lo proponen en [8].

Con lo anterior, se planteó la problemática que se tiene al colocar un capacitor de desacoplo en el sistema fotovoltaico, el cual facilita la operación del sistema, pero a cambio se reduce la confiabilidad de este sistema. En virtud de lo antes expuesto, son múltiples las opciones que se tienen al momento de buscar propuestas de solución, las cuales van desde agregar capacitores en paralelo para obtener el efecto de desacoplo con capacitores de menor capacidad hasta compensar los efectos en la reducción del capacitor mediante un controlador más sofisticado ya que la dinámica del sistema se vuelve más compleja. Tomando en cuenta lo anterior, en este

trabajo de tesis se opta por trabajar el desacoplo generado mediante una técnica de control *sofisticada* (control Proporcional Integral Generalizado o GPI), la cual de acuerdo con lo reportado posee buenas prestaciones desde la perspectiva de control.

1.4. Objetivos y alcances

El objetivo general de este tema de investigación es:

Mejorar la operación general de un sistema fotovoltaico aislado considerando variaciones en las condiciones de radiación en algunos de los paneles; así como obtener una buena gestión en el proceso de carga y descarga del elemento almacenador de energía presente en el sistema.

Para lo cual se proponen los siguientes objetivos específicos:

- Proponer una técnica de seguimiento del punto de máxima potencia que sea capaz de hacer frente al sombreado parcial.
- Validar y comparar la operación del algoritmo propuesto ante distintos esquemas de sombreado parcial previamente propuestos.
- Estudiar la estrategia de control GPI aplicado en la operación de convertidores de voltaje de CD-CD.
- Diseñar un esquema de control GPI para regular la operación del convertidor bidireccional encargado del proceso de carga y descarga del elemento almacenador de energía.
- Analizar la pertinencia de utilizar un esquema de control GPI en la solución de áreas de oportunidad presentes en un sistema fotovoltaico aislado.

Con los objetivos anteriores, se busca generar una aportación en el estudio referente a paneles fotovoltaicos aislados que estén generando la máxima potencia independientemente de las condiciones ambientales en donde se encuentren. Además, de buscar alternativas para la reducción de capacitor desde la perspectiva de control automático.

Para ello, se obtiene una representación completa del sistema fotovoltaico en MATLAB-Simulink®, se diseñan sus esquemas de control individuales y se desarrolla un gestor de energía. Para con ello, generar un panorama más completo del tipo de operación que tiene este tipo de sistemas.

Los alcances de este trabajo de tesis son:

- Simulación de un sistema fotovoltaico aislado en MATLAB-Simulink®.

- Desarrollar una técnica de extracción del punto de máxima potencia que pueda operar con sombreado parcial y demostrar su correcta operación.
- Diseñar un controlador GPI para controlar el convertidor bidireccional y analizar su desempeño con valores pequeños de capacitor.
- Analizar si este controlador puede ser una solución para operar sistemas fotovoltaicos aislados con capacitores pequeños.

1.5. Estructura de la tesis

Esta tesis está formada por seis capítulos, en los cuales se describen de manera generalizada el desarrollo de este tema de investigación.

En el capítulo 1 se introducen las generalidades referentes a la operación de sistemas fotovoltaicos aislados, se ubican las necesidades y motivaciones que dieron origen a este trabajo de investigación y se presentan los objetivos de esta tesis de doctorado. El capítulo 2 presenta la teoría de operación básica de los paneles fotovoltaicos y sus esquemas de seguimiento del punto de máxima potencia. Asimismo, se presenta la estrategia de MPPT propuesta en este trabajo de tesis. Las características dinámicas del convertidor bidireccional utilizado y el análisis de su esquema de control se muestran en el capítulo 3 de esta tesis. En el capítulo 4 se describen e integran los principales elementos que forman parte de un sistema fotovoltaico aislado. Los resultados de la simulación del sistema fotovoltaico aislado con su sistema de gestión de energía se presentan en el capítulo 5 de este trabajo. Y finalmente, las conclusiones y trabajos futuros se describen en el capítulo 6 de la tesis.

Capítulo 2 . Operación de paneles fotovoltaicos autónomos

En este capítulo se presenta la teoría de operación básica de los paneles fotovoltaicos y sus esquemas de seguimiento del punto de máxima potencia. Además, se realiza un estudio del comportamiento de los efectos de los convertidores CD-CD en la transferencia máxima de energía y se propone un esquema de seguimiento del punto de máxima potencia que opera extrayendo la máxima energía bajo condición de sombreado parcial. Para ello, la sección 2.1 describe el modelo del panel fotovoltaico y en la sección 2.2 se analiza los efectos del sombreado parcial en los paneles fotovoltaicos. La sección 2.3 describe las principales características de algunos de los esquemas de seguimiento. El análisis de la transferencia de energía en los distintos convertidores CD-CD presenta en la sección 2.4. Mientras, la estrategia propuesta se muestra en la sección 2.5 y las simulaciones y sus resultados de operación se muestran en las secciones 2.6 y 2.7, respectivamente.

2.1. Modelo del panel fotovoltaico

El componente básico de un sistema fotovoltaico es la celda fotovoltaica. La celda fotovoltaica transforma la energía radiante incidente en energía eléctrica mediante el efecto fotovoltaico. Gran parte de las celdas se fabrican de silicio. Un panel fotovoltaico consiste en una serie de celdas conectadas en serie y paralelo. Las características de salida de los módulos dependen de la radiación que reciben y de la temperatura de las celdas. La dinámica de los paneles fotovoltaicos es no lineal y por lo tanto, su modelo requiere especial atención para conocer su comportamiento de operación.

El circuito equivalente que se utiliza para modelar la celda fotovoltaica se presenta en la Figura 2.1.

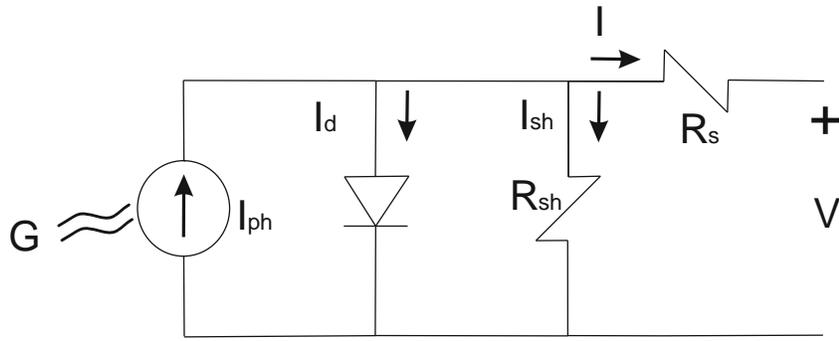


Figura 2.1. Circuito equivalente de un panel fotovoltaico [1]

Tomando en cuenta el circuito, se tiene la siguiente relación para las corrientes que circulan a través de éste, esto es:

$$I = I_{ph} - I_d - I_{sh} \tag{2.1}$$

en donde I es la corriente que entrega la celda fotovoltaica, I_{ph} es la corriente fotovoltaica proporcional a la radiación recibida, I_d es la corriente que circula a través del diodo e I_{sh} representa a una corriente de fuga [48]. Matemáticamente, la corriente I_{ph} se define como

$$I_{ph} = \frac{G}{G_{ref}} (I_{sc} + k_1(T_{op} - T_{ref})) \tag{2.2}$$

en donde G y G_{ref} son la radiación recibida y la radiación de referencia (en W/m^2), respectivamente. I_{sc} es la corriente nominal de cortocircuito, es decir, la corriente máxima producida por el panel cuando $V=0$. k_1 es una constante de dependencia con la temperatura de operación de I_{sc} (porcentaje de cambio por cada grado por arriba o por debajo de $25\text{ }^\circ\text{C}$) y T_{op} y T_{ref} son la temperatura operacional y de referencia, respectivamente. La corriente I_d que circula a través del diodo es

$$I_d = I_s \left[\exp\left(\frac{V + R_s I}{V_t c}\right) - 1 \right] \tag{2.3}$$

donde V es el voltaje en el panel, I_s es la corriente de cortocircuito, R_s es una resistencia intrínseca de la celda, I es la corriente total producida por la celda, c es una constante de diodo ideal y V_t es el voltaje térmico definido como

$$V_t = \frac{N_s k T_{op}}{q} \quad (2.4)$$

en la cual N_s es el número de resistencias conectadas en serie, k es la constante de Boltzman ($1.3806503 \times 10^{-23} \text{ J/K}$) y q es la carga del electrón. Mientras, la corriente de cortocircuito en la celda se estima con la expresión:

$$I_s = I_{rs} \left(\frac{T_{op}}{T_{ref}} \right)^3 \exp \left[\frac{q E_g}{ak} \left(\frac{1}{T_n} - \frac{1}{T} \right) \right] \quad (2.5)$$

en la cual, E_g es la brecha energética del semiconductor (1.12 eV para el silicio a 25° C) e I_{rs} es la corriente nominal de saturación definida como:

$$I_{rs} = \frac{I_{sc}}{\exp(V_{oc}/cV_t) - 1} \quad (2.6)$$

en donde V_{oc} es el voltaje a circuito abierto. Finalmente, la I_{sh} se calcula como:

$$I_{sh} = \frac{V + R_s I}{R_{sh}} \quad (2.7)$$

en la cual R_{sh} es una resistencia parásita en paralelo [49].

Una vez presentadas las ecuaciones de los paneles fotovoltaicos, éstas se programan en Matlab-Simulink® para obtener las curvas características (Figura 2.2). Las curvas que aquí se presentan se obtienen para un panel cuyas características son como las que se presentan en la Tabla 2.1 y como se observa, éstas se modifican con las condiciones ambientales (en este caso radiación) y dado que la radiación es uniforme presenta un solo máximo de operación.

Tabla 2.1. Parámetros del panel fotovoltaico simulado.

Parámetro	Valor
Corriente de cortocircuito (I_{sc})	1.26 A
Voltaje circuito abierto (V_{oc})	21 V
Corriente en P_{max}	1.2A
Voltaje en P_{max}	17.2V
Potencia en P_{max}	20 W
Temperatura	25°C
N. celdas	36

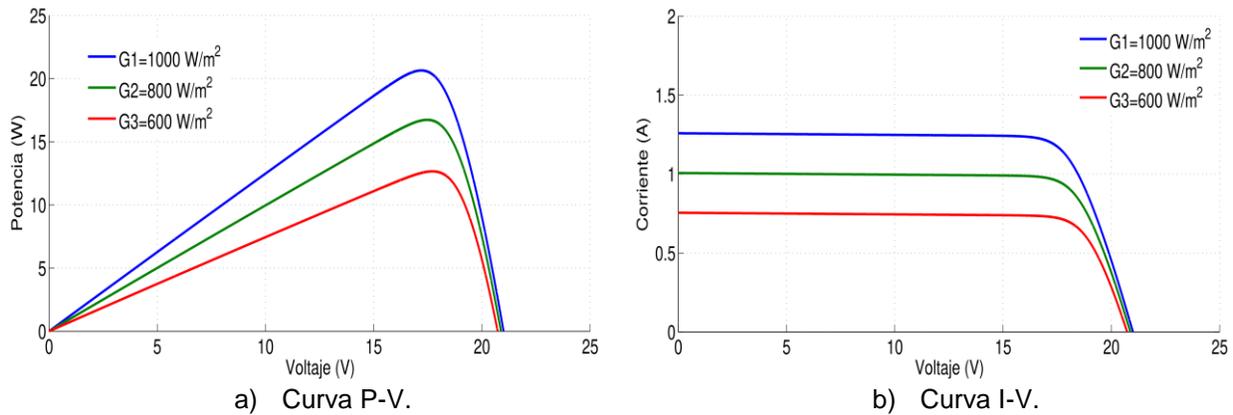


Figura 2.2. Curvas características de un panel fotovoltaico.

2.2. El sombreado parcial en los paneles fotovoltaicos

El sombreado parcial es un problema que surge frecuentemente cuando algunas celdas del módulo son sombreadas por algún obstáculo, tal como se ilustra en la Figura 2.3. Este tipo de fenómenos son comunes cuando los paneles fotovoltaicos se encuentran cerca de obstáculos que puedan bloquear la captación de la radiación solar. En el caso de sistemas fotovoltaicos en áreas urbanas, el sombreado parcial lo puede originar los edificios, árboles, nubes, objetos pasando enfrente de los paneles como aves, nubes etc.; incluso el polvo o el hollín de las fábricas es un elemento que genera sombreado.

Un efecto del sombreado parcial es la reducción de la fotocorriente en el elemento sombreado, mientras que el resto del sistema continúa operando con un nivel más alto de fotocorriente [50]. Dado que la corriente del conjunto de módulos debe ser la misma para los elementos conectados en serie, el resultado es que las celdas sombreadas operan en la región de saturación inversa para conducir la mayor cantidad de corriente de las celdas sombreadas (Figura 2.4). En este modo de operación, el voltaje de polarización se encuentra en inversa para poder soportar la corriente que circula en el resto del arreglo.



Figura 2.3. Paneles fotovoltaicos con sombreado parcial.

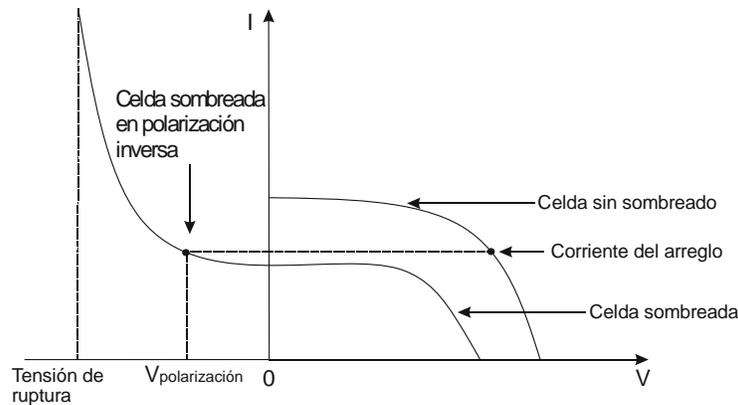


Figura 2.4. Curva Corriente-Voltaje de una celda fotovoltaica operando en la región de polarización inversa [4].

Cuando aparece sombreado parcial, los elementos sombreados consumen potencia debido a la polaridad del voltaje en inversa. Por lo tanto, la máxima potencia que se puede extraer del sistema fotovoltaico se reduce. Un voltaje alto en inversa también puede llegar a ocasionar corriente muy alta; lo cual a su vez generan grandes cantidades de calor, creando los denominados puntos calientes. Lo anterior se debe a que la celda se comporta como una resistencia y puede calentarse hasta el punto de destruirse. El uso de diodos de protección (Figura 2.5) reduce el riesgo de calentamiento de las celdas sombreadas, limitando la corriente que pueda circular por ellas y evitando de este modo la rotura de las mismas. Estos diodos, comúnmente llamados de Bypass, se conectan en paralelo a las celdas para limitar el voltaje en inversa y por lo tanto reducir las potencias pérdidas en las celdas sombreadas [50].

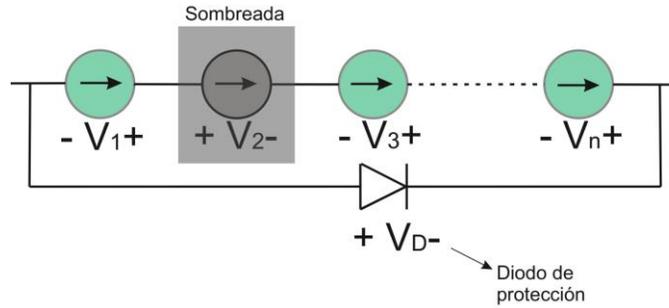


Figura 2.5. Celda fotovoltaica con diodo de protección [4].

Puesto que los diodos de protección generan un camino alternativo para el flujo de la corriente, las celdas de este sistema ya no transfieren la misma corriente cuando ocurre el sombreado parcial. Por lo tanto la curva de potencia-voltaje desarrolla múltiples máximos, como se muestra en la Figura 2.6. La presencia de estos diodos genera que métodos convencionales de seguimiento del punto de máxima potencia no sean capaces de realizar la tarea del seguimiento del punto de máxima potencia. Los diodos de protección se colocan normalmente en arreglos de un diodo por cada 20 celdas y se tiene la idea que estos diodos reducen las pérdidas de potencia cuando aparecen sombreados parciales. Lo anterior, de acuerdo con [51], está alejado de la realidad ya que ellos demuestran una cuantificación de la potencia que se extrae cuando se utilizan diodos en sistemas sombreados y lo comparan con la generación obtenida con optimizadores de potencia. Sus resultados muestran una mayor pérdida de potencia cuando se utilizan diodos de protección, en comparación con los optimizadores de potencia.

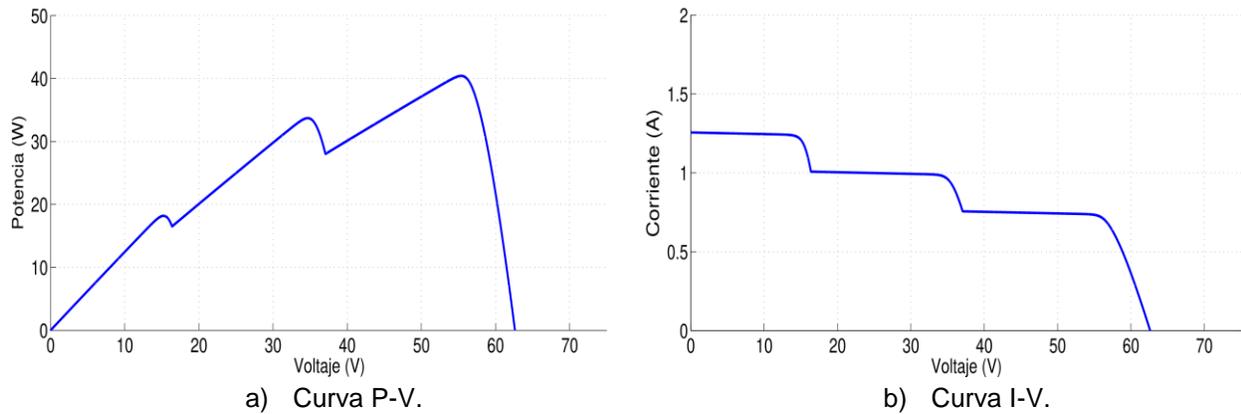


Figura 2.6. Curvas características de un panel fotovoltaico con presencia de sombreado parcial.

2.3. Estrategias de seguimiento del punto de máxima potencia

De acuerdo con las curvas de P-V que se presentaron en las figuras pasadas, la máxima potencia que un panel o conjunto de paneles pueden proporcionar corresponde a un punto específico de operación, el cual se debe localizar con la ayuda de un controlador denominado como seguidor del punto de máxima potencia. Conceptualmente, el MPPT es un problema

simple, se debe encontrar un punto operativo en el conjunto módulos y la potencia que entrega el convertidor. Sin embargo, la no linealidad de la curva P-V de los módulos fotovoltaicos y las condiciones ambientales hacen que el MPPT sea una tarea desafiante.

El desempeño del esquema de seguimiento del punto de máxima potencia depende de tres factores principales: la radiación solar, la temperatura ambiente y la impedancia de carga. En el caso de la curva I-V de un sistema fotovoltaico, ésta es función de la radiación y temperatura. La radiación afecta directamente la corriente de salida de los paneles; mientras, la temperatura afecta al nivel de tensión de salida del sistema fotovoltaico [52].

Sin embargo, los sistemas fotovoltaicos se diseñan para operar a su máximo nivel de potencia para cualquier intensidad de radiación y temperatura. En este sentido, la carga también es un factor que determina la potencia de salida del sistema. Para garantizar que se puede extraer la máxima potencia se colocan entre la carga y los paneles un convertidor CD-CD (Figura 2.7); el cual, con la ayuda de un control basado en MPPT extraiga la máxima potencia.

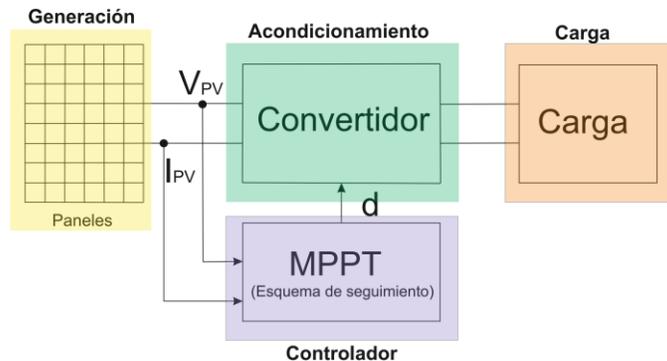


Figura 2.7. Configuración para realizar el esquema de seguimiento.

Los convertidores CD-CD que se colocan entre los paneles y la carga poseen como entrada el arreglo fotovoltaico que se forma con el conjunto de paneles y como salida la carga que se desea alimentar (carga de CD, baterías, inversor, etc.). Mediante un esquema de control de seguimiento de máxima potencia se encuentra el ciclo de trabajo que extrae la máxima potencia. Conviene mencionar que este ajuste de ciclo de trabajo también genera modificaciones en la impedancia de entrada y salida del convertidor [52].

Actualmente existen varias estrategias de seguimiento del punto de máxima potencia. Cada una de éstas difiere en muchos aspectos como lo son la eficacia, velocidad de convergencia, complejidad, número de sensores que se requieren, costo, elementos necesarios para su implementación, capacidad para operar con y sin sombreado parcial, entre otros. Para la descripción de las estrategias de seguimiento del punto de máxima potencia, éstas se clasifican

en dos: las que no son capaces de hacer frente al sombreado parcial y las que encuentran el punto de máxima potencia bajo esas condiciones.

Tabla 2.2. Principales métodos de seguimiento del punto de máxima potencia.

No poseen buena operación con sombreado	Posee una buena operación con sombreado
Voltaje constante, Corriente constante	Lógica difusa
Perturbar y observar, Ascenso de colina	Redes neuronales
Conductancia incremental	Enjambre de partículas
	Colonia de hormigas

a) *Métodos de voltaje constante*

Se basa en la observación de que el MPPT ocurre entre el 72% y el 78% del voltaje en circuito abierto V_{oc} , para condiciones atmosféricas. El ciclo de trabajo del convertidor CD-CD garantiza que el voltaje del sistema fotovoltaico es

$$V_{REF} = k_1 V_{oc} \tag{2.8}$$

$$k_1 = 0.72 - 0.78$$

Se mide V_{oc} con la ayuda de un sensor, se calcula V_{ref} con la ecuación anterior y se mantiene constante durante un periodo de muestreo por medio de un circuito retenedor; ahora, el ciclo de trabajo se ajusta para hacer que $V_{pv} = V_{ref}$. Este método es rápido y fácil de implementar; pero presenta una exactitud limitada y requiere estar midiendo el V_{oc} [53]. El diagrama de flujo de esta estrategia de seguimiento es el que se presenta en la Figura 2.8.

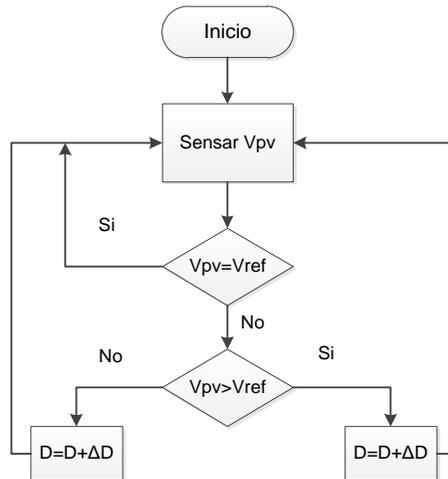


Figura 2.8. Diagrama de flujo del método de voltaje constante.

b) *Método de corriente constante*

El método de corriente constante se basa en el mismo principio que el de voltaje constante, la diferencia radica en que éste opera con un valor de corriente constante. El MPPT se encontrará entre 78% y 92% del valor de corriente en cortocircuito I_{sc} .

$$I_{REF} = k_2 I_{sc} \quad (2.9)$$

en donde k_2 se encuentra entre 0.78 y 0.92.

a) *Método de Perturbar y Observar (P&O) o Ascenso de Colina*

Perturbar y observar es la técnica de seguimiento del punto de máxima potencia que más se utiliza desde un punto de vista comercial. En esta técnica se mide primero voltaje y corriente para calcularse P_1 . Avanzando o retrocediendo en una pequeña perturbación de voltaje (ΔV , para el caso de perturbar y observar) o ciclo de trabajo (ΔD , para ascenso de colina) se estima la potencia P_2 . Luego se comparan estas potencias. Si P_2 es mayor que P_1 la dirección que se tiene es la correcta y se mantiene el sentido de las perturbaciones. Si ocurre lo contrario ($P_1 > P_2$) se modifica el sentido en el que se realiza el aumento del ciclo de trabajo [54]. De esta manera, se alcanza el punto de máxima potencia P_{mpp} y el voltaje en el que ocurre (V_{mpp}). Unos de los problemas que tiene esta técnica es su incapacidad de responder a cambios rápidos de las condiciones atmosféricas. Además, es importante seleccionar un buen tamaño del cambio de voltaje o ciclo de trabajo para obtener un buen desempeño. El diagrama de flujo de este algoritmo (considerando cambios de ciclo de trabajo) es el que se presenta en la Figura 2. 9.

Su principal problema radica en su incapacidad para encontrar el punto de máxima potencia cuando aparece sombreado en el conjunto de paneles. Lo anterior se debe por la configuración del algoritmo, el cual está diseñado para mantenerse en torno al primer máximo que encuentre, el cual no necesariamente es el máximo global (Figura 2.10). En éste, el algoritmo P&O empieza la búsqueda del punto de máxima potencia con valores pequeños de ciclo de trabajo, los cuales van incrementando de tamaño debido a que la condición $P_2 > P_1$ se sigue cumpliendo. Al llegar al primer máximo, la condición $P_2 > P_1$ deja de cumplirse, haciendo que el algoritmo reduzca el ciclo de trabajo hasta que se cumple la condición que haga que aumente el ciclo de trabajo. Lo anterior genera que este algoritmo se encuentre oscilando entorno al primer máximo que encuentre.

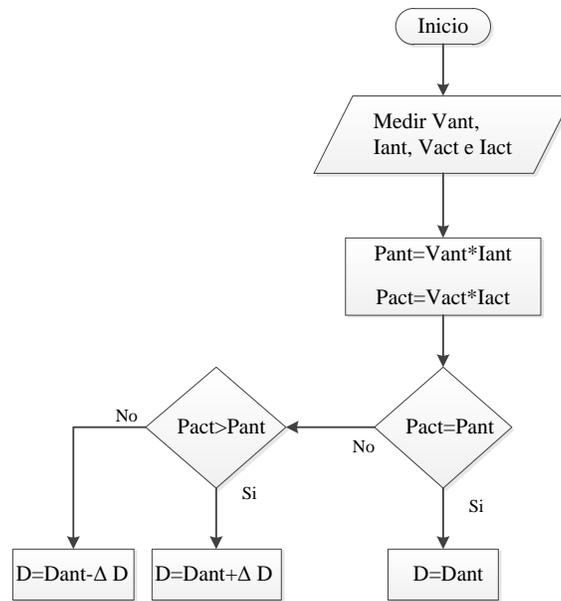


Figura 2.9. Diagrama de flujo de perturbar y observar/ Ascenso de colina.

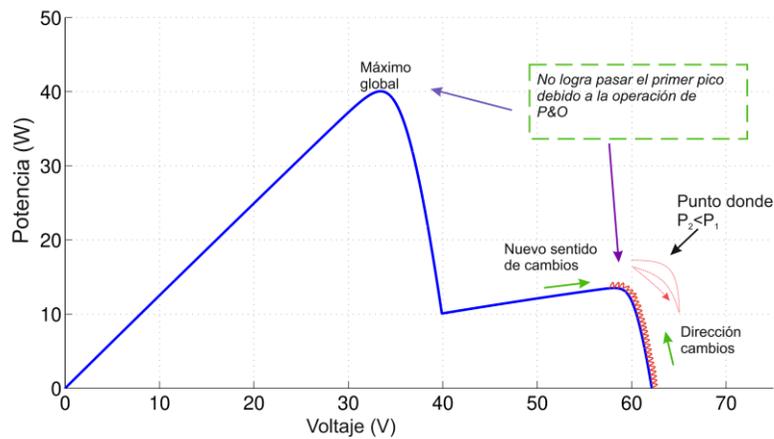


Figura 2.10. P&O operando con sombreado parcial.

b) Método de conductancia incremental

Este método se basa en el hecho de que la pendiente de la curva del sistema fotovoltaico es cero en el MPP. Las siguientes relaciones son válidas para esta técnica de MPPT.

$$dP/dV = 0$$

En el MPP

$$dP/dV > 0$$

A la izquierda del MPP

$$dP/dV < 0$$

A la derecha del MPP

Puesto que

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \cong I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} \tag{2.10}$$

Las relaciones de esta técnica pueden ser también

- $\Delta I / \Delta V = 0$ En el MPP
- $\Delta I / \Delta V > -I / V$ A la izquierda del MPP
- $\Delta I / \Delta V < -I / V$ A la derecha del MPP

Por lo tanto, este esquema de seguimiento se pueda realizar comparando la conductancia instantánea (I/V) con la conductancia incremental $\Delta I / \Delta V$, como se presenta en el diagrama de flujo que se muestra en la Figura 2.11.

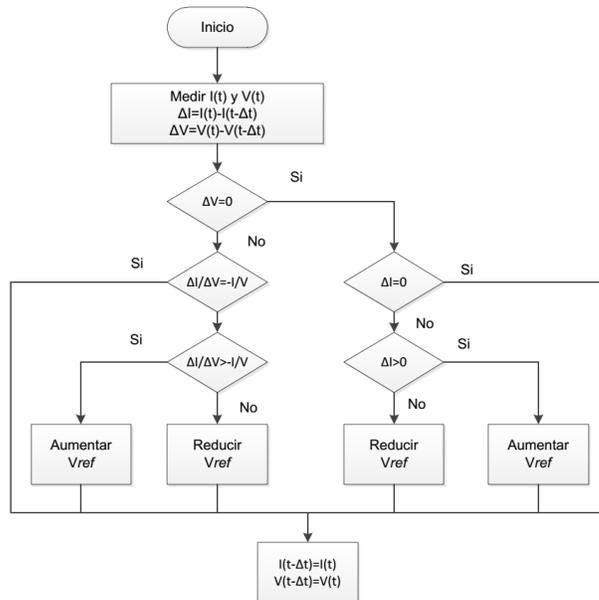


Figura 2.11. Diagrama de flujo del algoritmo conductancia incremental.

c) Lógica Difusa

Los esquemas de seguimiento del punto de máxima potencia basados en lógica difusa se consideran como esquemas inteligentes, ya que ellos son precisos para encontrar el punto de máxima potencia aun cuando las entradas son imprecisas [52]. Esta estrategia de seguimiento del punto de máxima potencia posee la ventaja de no necesitar el modelo matemático exacto [55]. Lógica difusa utiliza variables no numéricas y lingüísticas las cuales entran en una condición verdadera o falsa, tales como alto, bajo, medio y frecuencia. Esta estrategia posee tres diferentes etapas: fusificación, inferencia lógica y defusificación. Durante la fusificación, las variables numéricas se convierten en variables lingüísticas basadas en una función de pertinencia similar a la que se presentan la Figura 2.12. En este caso, se utilizan cinco niveles: NB (grande negativo, por sus siglas en inglés), NS (pequeño negativo, por sus siglas en inglés), ZE (cero), PS (positivo pequeño) y PB (positivo grande). El aumentar el número de niveles hace que el esquema de seguimiento sea más exacto.

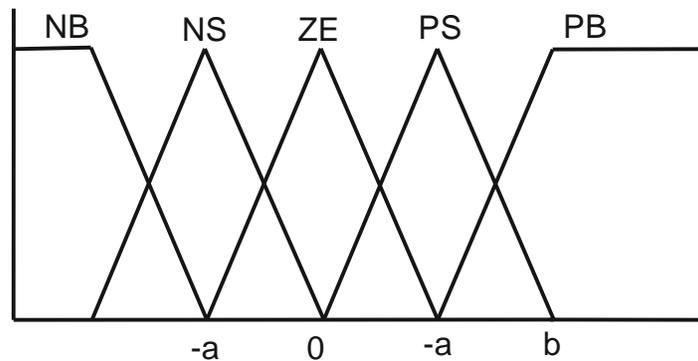


Figura 2.12. Funciones de pertenencia para las entradas y salidas de un controlador difuso

En este esquema de seguimiento, las entradas son usualmente el error (E) y un cambio en el error (ΔE). El usuario posee la flexibilidad de seleccionar como procesar E y ΔE . Dado que dP/dV desaparece en el punto de máxima potencia, en algunos trabajos utilizan la aproximación

$$E(n) = \frac{P(n) - P(n-1)}{V(n) - V(n-1)} \quad (2.11)$$

y

$$\Delta E(n) = E(n) - E(n-1) \quad (2.12)$$

Una vez que las entradas E y ΔE se estiman y convierten a variables lingüísticas, la salida del controlador difuso (el cual cambia el ciclo de trabajo) se puede buscar en una tabla de reglas como la que se presenta en la Tabla 2.3 [56].

Tabla 2.3. Reglas del controlador basado en lógica difusa.

$\Delta E \backslash E$	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	ZE	ZE	NB	NB	NB
NS	ZE	ZE	NS	NS	NS
ZE	NS	ZE	ZE	ZE	PS
PS	PS	PS	PS	ZE	ZE
PB	PB	PB	PB	ZE	ZE

Las variables lingüísticas asignadas a ΔD para las diferentes combinaciones de E y ΔE están basadas en el convertidor de potencia utilizado y en el conocimiento del usuario. La Tabla 2.3. se utiliza para un convertidor Boost. Si el sistema fotovoltaico se encuentra muy a la izquierda del punto de máxima potencia, esto es E está PB y ΔE está ZE, entonces se requiere incrementar grandemente el ciclo de trabajo, esto es ΔD debe de ser PB para alcanzar el punto de máxima potencia.

En la etapa de defusificación, la salida del controlador difuso se convierte de una forma lingüística a una variable numérica utilizando una función de pertenencia como la presentada en la Figura 2.12. Lo anterior genera una señal analógica la cual llevará la potencia del convertidor al punto de máxima potencia. Esta estrategia ha mostrado poseer buenas prestaciones ante variaciones en las condiciones ambientales. Sin embargo, su efectividad depende en gran medida del conocimiento del usuario o del ingeniero de control, ya que ellos deben seleccionar el error de cálculo apropiado y las tablas con las reglas del controlador. A grandes rasgos, el esquema de seguimiento del punto de máxima potencia es como se presenta a continuación (Figura 2.13).

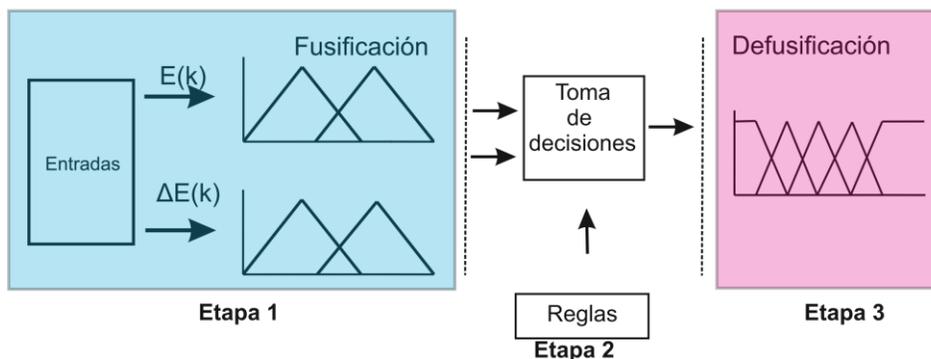


Figura 2.13. Diagrama de bloques de un controlador difuso.

d) Redes neuronales

Las redes neuronales son colecciones de unidades de procesamiento interconectadas llamadas neuronas, a través de las cuales la información y las señales son procesadas. Éstas se pueden considerar como modelos matemáticos del cerebro que posee funciones como una red de procesamiento paralelo. Las redes neuronales no requieren funciones matemáticas y físicas complejas para operar a un sistema. Este tipo de estrategia es apropiada para problemas complejos o mal definidos en donde además está involucrada información difusa o incompleta y las decisiones se toman mediante intuición.

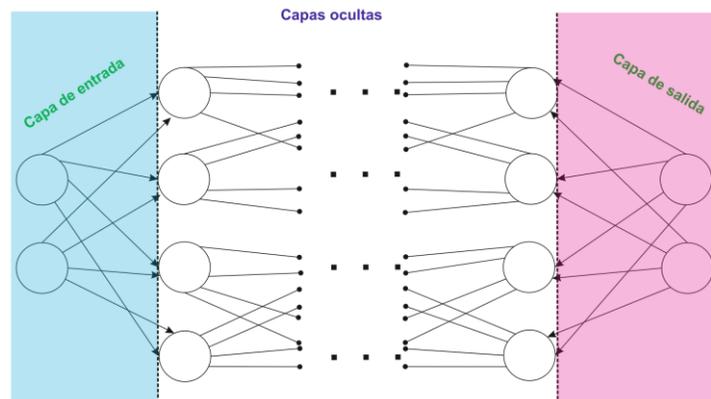


Figura 2.14. MPPT basado en redes neuronales.

La estructura básica de una red neuronal comprende tres capas: capa de entrada, capas ocultas y capas de salida. La estructura básica de una red neuronal se presenta en la Figura 2.14. Como se aprecia en esta imagen, las neuronas en cada capa se conectan a través de pesos sinápticos de las neuronas en las capas previas. El conocimiento se almacena usualmente como un conjunto de conexión de pesos (lo cual corresponde a la eficacia de la sinapsis en sistema biológicos). El entrenamiento es el proceso metódico de modificación de los pesos de conexión por medio del uso de métodos de aprendizajes. Después del entrenamiento, los pesos contienen información significativa, lo cual no ocurría antes del entrenamiento (antes de entrenar la neurona, la información es aleatoria y sin sentido).

En el caso de sistemas fotovoltaicos, las posibles variables de entrada en la neurona son la corriente de corto circuito, el voltaje de circuito abierto, voltaje en las terminales, corriente de salida, factores ambientales como radiación, temperatura y velocidad de viento [55]. Estas variables se reciben en la capa de entrada, se procesan en las capas ocultas y proveen las señales requeridas en la capa de salida. La selección de las variables de entrada y el número de nodos depende de la complejidad del sistema, el conocimiento del diseñador y de los datos disponibles.

La exactitud y el buen desempeño de las redes neuronales aplicadas al seguimiento del punto de máxima potencia dependen en gran medida de las capas ocultas y del proceso de entrenamiento. Se requiere de meses o incluso años para realizar un buen proceso de entrenamiento para operar a un convertidor Boost para operar y realizar el seguimiento del punto de máxima potencia ante diferentes condiciones de operación. Además, el entrenamiento de las neuronas aplicadas a un sistema no necesariamente funcionará correctamente en otro sistema. Otro punto a considerar con esta estrategia de seguimiento se da por el hecho que este tipo de algoritmo requiere de altos gastos computacionales y equipos sofisticados de procesamiento para su implementación.

e) Enjambre de partículas (PSO, pos sus siglas inglés)

El método de enjambre de partículas es un método metaheurístico de búsqueda que recibe actualmente una atención considerable en aplicaciones de ingeniería (Figura 2.15). Esta técnica la introdujo Kennedy y Ebrahat en 1995; y su inspiración proviene del comportamiento natural de las parvadas de aves [55]. Esta técnica explora un área específica llamada espacio de solución, en donde cada localización posee un grado de posibilidad para la solución del problema. PSO mueve cada partícula a través del *espacio solución* para determinar la solución óptima acorde con la experiencia de la partícula durante el proceso de optimización. Con base en esto, las partículas involucradas en la optimización utilizan la memoria de la partícula para modificar el estado de la partícula, siguiendo el comportamiento de las partículas exitosas en el enjambre.

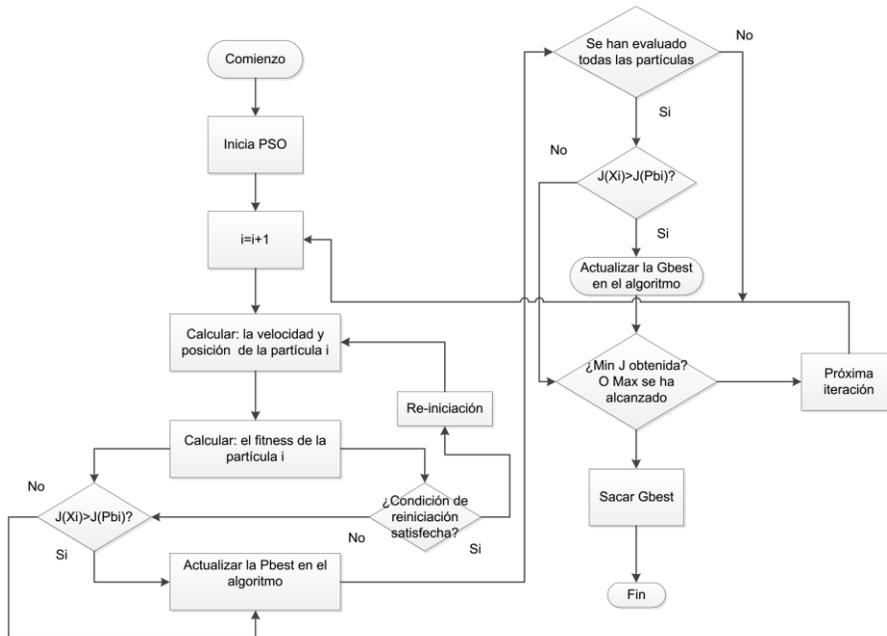


Figura 2.15. Diagrama de flujo del algoritmo PSO.

El algoritmo PSO comienza con una partícula aleatoria (inicialización), después se continúa con la búsqueda de una solución óptima dentro de las pasadas iteraciones (movimiento), y luego se evalúa la calidad de la partícula de acuerdo con una función de aptitud (evaluación). Los principales puntos del algoritmo de seguimiento basado en enjambre de partículas son los siguientes [55], [57].

El algoritmo empieza con una etapa de inicialización, en la cual se define el tamaño de la población por medio de una selección aleatoria de partículas participantes durante la optimización. Las partículas se seleccionan de un espacio solución de dimensión D , en donde D se determina basado en el número de variables para la optimización. Después, viene una etapa de movimiento en donde la posición (X_i) de cada partícula se deja con una velocidad (V_i) para explorar de forma estocástica el espacio de búsqueda y con esto determinar una mejor solución. El movimiento de las partículas están en concordancia con la mejor posición (P_{bi}) y con la mejor posición global de las partículas (G_b). Específicamente, P_{bi} es la mejor posición experimentada por la n -ésima partícula a través de todas las iteraciones previas, mientras G_b es la mejor posición experimentada por la suma de todas las partículas dentro de todas las pasadas iteraciones. El algoritmo PSO define la posición de la siguiente solución candidata mediante la expresión

$$V_i^{k+1} = w \times V_i^k + r_1 \times c_1 (P_{bi} - X_i^k) + r_2 \times c_2 \times (G_b - X_i^k) \quad (2.13)$$

$$X_i^{k+1} = X_i^k + V_i^k \quad (2.14)$$

en donde i representa el vector de la variable de optimización, k es el número de iteraciones, V_i^k y X_i^k son la velocidad y posición de la iteración i de la variable, w es el factor de inercia, c_1 es el coeficiente cognitivo de las partículas individuales, c_2 es el coeficiente social de todas las partículas, y r_1 y r_2 son variables aleatorias en un rango comprendido entre (0-1). Esta aleatoriedad de los parámetros tiene como propósito el mantener el movimiento estocástico en las iteraciones del sistema.

La mejor posición experimentada P_{bi} se actualiza una vez que se satisface la Ecuación 2.13. Además, la variable (G_b) guarda la G_b experimentada por las partículas a través de cada iteración y se comparan con P_{bi} en cada iteración. La actualización de las variables G_b y P_{bi} se realizan como:

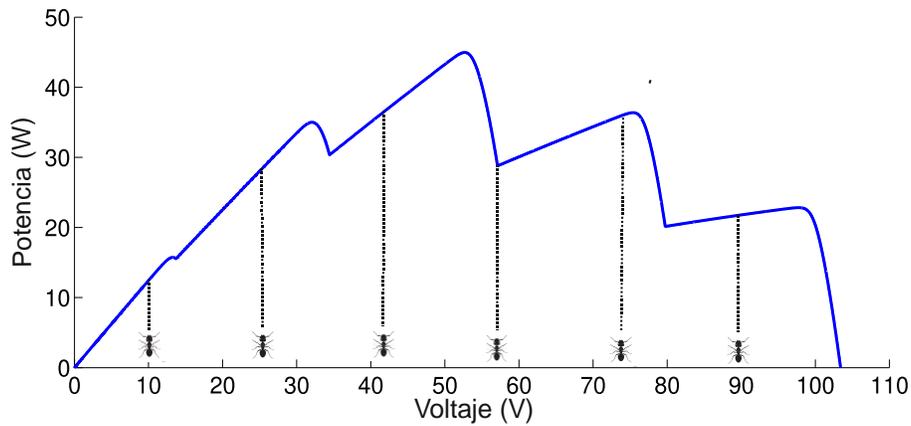
$$P_{bi} = X_i^k \quad \text{si } F(X_i^k) \geq F(P_i) \quad (2.15)$$

$$G_b = P_{bi} \quad \text{si } F(P_{bi}) \geq F(G_b) \quad (2.16)$$

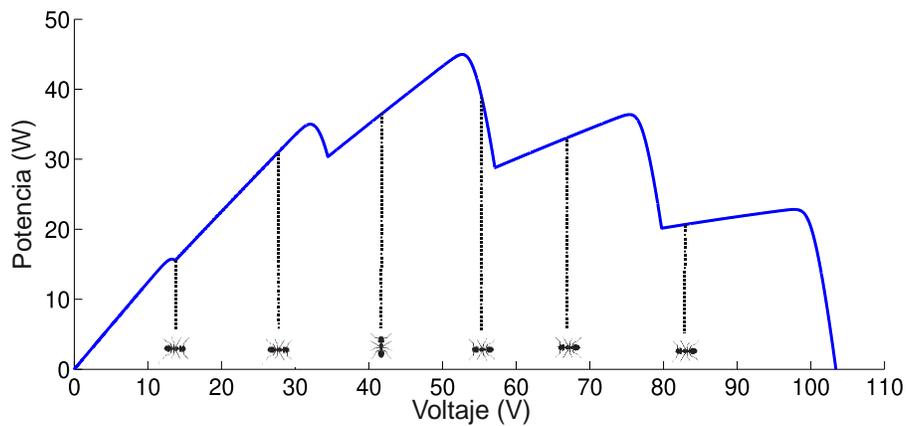
Este algoritmo continúa trabajando hasta que se cumplen las condiciones establecidas para ello.

f) Colonia de hormigas

El método de colonia de hormigas lo introdujo Dorigo en [58] y se ha utilizado en muchas aplicaciones de optimización. En esta metodología, la posición de una hormiga refiere a un ciclo de trabajo del convertidor CD-CD, y la potencia que se genera en la salida del convertidor se asocia con el contenido de feromonas. El procedimiento para realizar seguimiento del punto de máxima potencia con esta técnica es el siguiente [59].



a) Posición inicial de las hormigas en el algoritmo colonia de hormigas.



b) Movimiento de las hormigas entorno a la hormiga que soltó la mayor cantidad de feromonas.

Figura 2.16. Operación del algoritmo colonia de hormigas.

En el primer paso, se determina el número de hormigas y el dimensionamiento del movimiento de éstas. Después de determinar lo anterior, se colocan las hormigas (ciclo de trabajo) en distintos puntos de operación. En [59] colocan seis hormigas con una separación de 10%, 26%, 42%, 58%, 74% y 90% del ciclo de trabajo (Figura 2.16a). Después, se estima la potencia en cada ciclo de trabajo y a partir de lo anterior cada hormiga desprende un nivel asociado de feromonas acorde con la cantidad de potencia generada. En el siguiente paso (Figura 2.16b), la hormiga que genera la mayor cantidad de feromonas se mantiene en la misma posición, mientras el resto de las hormigas se re-localizan en torno a la hormiga que generó la máxima cantidad de feromonas (máxima potencia), la re-localización se realiza con base en la siguiente ecuación

$$d_i^{k+1} = d_i^k + \delta_1 \vec{a} \quad (2.17)$$

sujeto a $d_{i_min} \leq d_i^{k+1} \leq d_{i_max}$

en donde δ_1 es el tamaño del salto del movimiento de la hormiga y \vec{a} es un vector unitario que comienza por la i -ésima hormiga hasta la hormiga con el máximo contenido de feromonas. Lo anterior se repite hasta encontrar el punto de máxima potencia.

Esta técnica posee ventajas y limitaciones al momento de utilizarse para realizar seguimiento del punto de máxima potencia. Una de las ventajas mencionadas con este algoritmo se da por el hecho de que la convergencia no depende de la posición inicial de las muestras, cosa que no ocurre con PSO. Sin embargo, si las hormigas se localizan en la primera iteración muy lejos del máximo global, la probabilidad de quedarse operando en un máximo local es alto. Además, en este algoritmo existen parámetros que deben de optimizarse para obtener un desempeño adecuado, el problema es que esta optimización puede llegar a ser un reto.

Tomando en cuenta las principales estrategias de seguimiento del punto de máxima potencia, en la Tabla 2.4. se presenta un resumen de las principales estrategias de seguimiento del punto de máxima potencia y sus principales características [60], [53].

2.4. Convertidores de voltaje y su MPPT

Los sistemas fotovoltaicos y su esquema de seguimiento del punto de máxima potencia operan en conjunto con un convertidor de voltaje normalmente del tipo CD-CD, y de acuerdo con las necesidades del sistema, se realiza un proceso de elevación o reducción de tensión. En la literatura se utiliza principalmente al convertidor para elevar el voltaje (Boost) y la reducción se lleva a cabo con el uso del convertido Buck. Otras opciones que se pueden utilizar son los convertidores Buck-Boost, Cúk, Sepic y Zeta.

A partir de las condiciones dinámicas de los paneles fotovoltaicos, la curva I-V de los módulos poseen dos regiones de operación: 1) región como fuente de corriente y 2) como fuente de voltaje. El punto de máxima potencia siempre se encuentra localizado en el codo de la curva, en donde la potencia fotovoltaica generada se maximiza [61]. Lo anterior se presenta en la Figura 2.17.

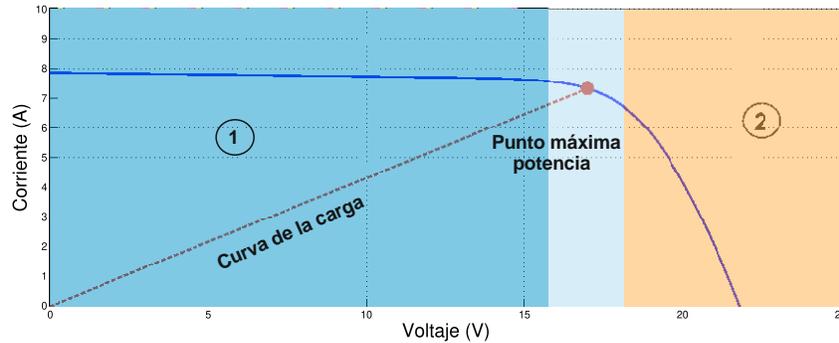


Figura 2.17. Curva I-V de un sistema fotovoltaico.

Tabla 2.4. Características de las principales estrategias de MPPT [60], [53].

Método	Dificultad	Sensores Requeridos		Vel. de respuesta	Costo	Limitaciones
		Voltaje	Corriente			
Perturbar y observar	baja	x	x	Rápido	medio	Puede fallar bajo condiciones de sombreado parcial
Conductancia incremental	media	x	x	Media	medio	Mayor gasto computacional y el sombreado parcial
Voltaje constante	baja	x		Rápido	bajo	Poca exactitud y el sombreado parcial
Corriente constante	baja		x	Rápido	bajo	El sombreado parcial
Método dP/dV o dP/di	alta	x	x	Media	medio	El sombreado parcial
Colonia de Hormigas	alta	x	x	Lento	alto	Determinación del número de hormigas y de parámetros
Redes neuronales	alta	x	x	Rápido	alto	Alta dependencia del entrenamiento de neuronas
Lógica difusa	alta	x	x	Rápido	alto	Alto gasto computacional, dependiente de experiencia
Enjambre de partículas	alta	x	x	Rápido	alto	Determinación parámetros y número de partículas

Cuando se realiza la búsqueda del punto de máxima potencia es necesario optimizar el flujo de

potencia de los paneles a la carga. El algoritmo de MPPT es el encargado de encontrar el ciclo de trabajo en donde se extrae la mayor cantidad de potencia. Para ello la configuración que normalmente se emplea es la que se muestra en la Figura 2.7. Esencialmente, el algoritmo de MPPT modifica la impedancia de entrada del convertidor, de tal manera que el producto $V \cdot I$ sea máximo.

Ciertamente, para poder extraer la máxima potencia debe existir la impedancia de entrada (Z_{in}) que permita la máxima transferencia de potencia. En cualquier convertidor CD-CD, la impedancia de entrada depende del ciclo de trabajo y de la impedancia de carga (Z_{out}). A partir de lo anterior, se establece que no cualquier convertidor (en combinación con los parámetros de construcción) puede emplearse como seguidor del punto de máxima potencia, a menos que se delimite, de manera apropiada, sus límites de operación.

2.4.1. El convertidor Boost como seguidor del MPPT: relación de impedancias

Para sistemas donde se requiera una elevación de tensión la elección clásica de topología de convertidor CD-CD es el convertidor Boost. La topología del convertidor Boost se muestra en la Figura 2.18 y sus ecuaciones dinámicas son

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= -\frac{(1-d)}{L}V_o + \frac{1}{L}V_{in} \\ \frac{dV_o}{dt} &= \frac{(1-d)}{C}i_L - \frac{V_o}{RC} \end{aligned} \tag{2.18}$$

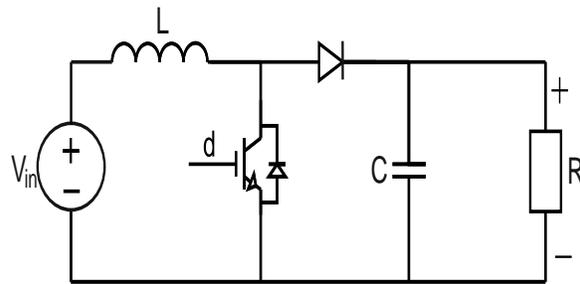


Figura 2.18. Convertidor Boost.

La relación voltaje de entrada-voltaje de salida en este convertidor está dada por la expresión

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{(1-d)} \tag{2.19}$$

Considerando que no existen pérdidas de energía, la siguiente afirmación es válida en la operación del sistema

$$i_{in}V_{in} = i_{out}V_{out} \tag{2.20}$$

Expresando en función de impedancias queda como

$$\frac{V_{in}^2}{Z_{in}} = \frac{V_{out}^2}{Z_{out}} \tag{2.21}$$

Sustituyendo Ec. 2.19 en Ec. 2.21 y despejando la impedancia de entrada se tiene una expresión que depende del ciclo de trabajo, esto es

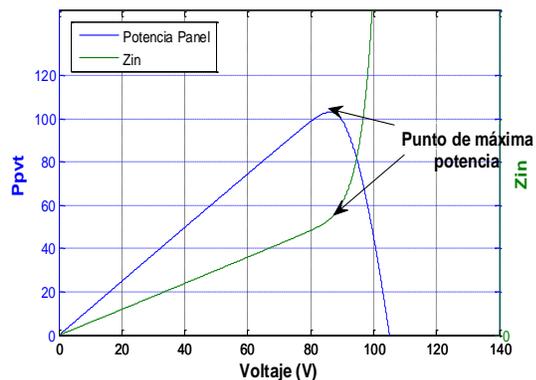
$$Z_{in} = Z_{out}(1 - d)^2 \tag{2.22}$$

Lo anterior es importante considerar ya que, de acuerdo con el teorema de máxima transferencia de energía, la potencia de salida será máxima cuando la impedancia de Thévenin coincide con la impedancia de carga [62], lo que hace que el esquema de seguimiento se traduzca en una búsqueda de concordancia de impedancias, a partir de modificaciones del ciclo de trabajo. Sin embargo, para ciertas condiciones de operación, este convertidor no será capaz de extraer la máxima potencia debido a las relaciones de impedancias con el ciclo de trabajo [61], lo que es importante considerar al momento de diseñar convertidores de esta naturaleza.

Por ejemplo, para una configuración de cinco paneles conectados en serie, la curva P-V es la que se muestra en la Figura 2.19a para condiciones sin sombreado y Figura 2.19b para cuando hay sombreado. En esta gráfica se agrega el comportamiento de la impedancia con base en los cambios de potencia y voltaje y se señala los puntos donde se localiza la impedancia para extraer la máxima potencia. Esta gráfica es importante de considerar, ya que muestra el comportamiento de la impedancia de entrada con base en las variaciones del voltaje en el panel y es una referencia para mostrar si el convertidor es capaz de extraer la máxima potencia.

Tabla 2.5. Radiación recibida sin sombreado parcial.

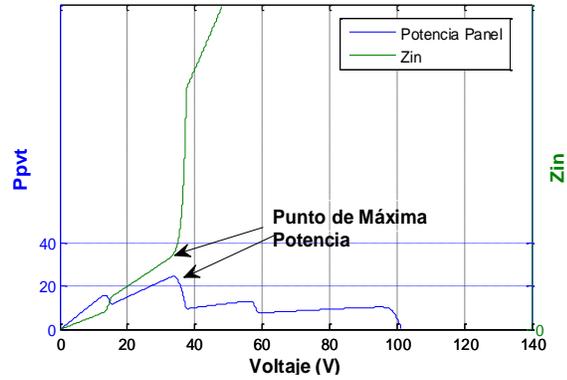
Patrón	G_1
Panel 1	1000 W/m ²
Panel 2	1000 W/m ²
Panel 3	1000 W/m ²
Panel 4	1000 W/m ²
Panel 5	1000 W/m ²



a) Curva de P-V e Impedancia sin sombreado parcial.

Tabla 2.6. Patrón de radiación con sombreado.

Patrón	G_1
Panel 1	100 W/m^2
Panel 2	200 W/m^2
Panel 3	1000 W/m^2
Panel 4	100 W/m^2
Panel 5	600 W/m^2



b) Curva de P-V e Impedancia con sombreado parcial.

Figura 2.19. Curva de PV e Impedancia en un arreglo de cinco paneles en serie con y sin sombreado parcial.

2.4.2. El convertidor Buck como seguidor del MPPT: relación de impedancias

Para sistemas donde se requiera una reducción de tensión normalmente se usa el convertidor Buck, cuya topología se muestra en la Figura 2.20 y sus ecuaciones son

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_o}{L} + \frac{D}{L}V_{in} \tag{2.23}$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{V_o}{RC}$$

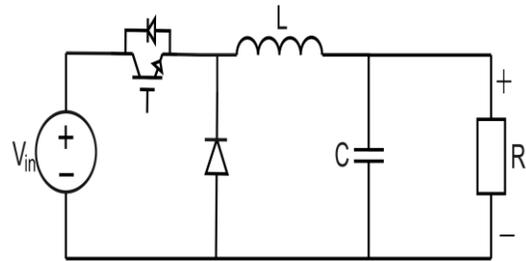


Figura 2.20. Convertidor Buck.

Para este convertidor, la ganancia de voltaje se define como

$$d = \frac{V_{out}}{V_{in}} \tag{2.24}$$

En este convertidor, la ganancia posee un valor menor a 1, dada su naturaleza reductora. Si se considera que no existen pérdidas de potencia, se tiene la siguiente relación para las impedancias de entrada y salida

$$Z_{in} = \frac{Z_{out}}{d^2} \tag{2.25}$$

En éste, al igual que en el Boost, se tienen regiones de operación en donde es factible encontrar el punto máxima potencia. Sin embargo, para determinadas relaciones de impedancia y ciclo de trabajo, no es posible encontrar un punto operativo dentro de los valores nominales que haga extraer la máxima energía.

2.4.3. El convertidor Buck-Boost como seguidor del MPPT: relación de impedancias

El convertidor Buck-Boost surge como una combinación en cascada de un convertidor Buck y un Boost, el cual provee una salida con una elevación o reducción del voltaje de entrada con una polaridad opuesta. La topología básica se muestra en la Figura 2.21 y sus ecuaciones son:

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{(1-d)}{L}V_o + \frac{d}{L}V_{in} \\ \frac{dV_o}{dt} &= -\frac{(1-d)}{C}i_L - \frac{V_o}{RC} \end{aligned} \quad (2.26)$$

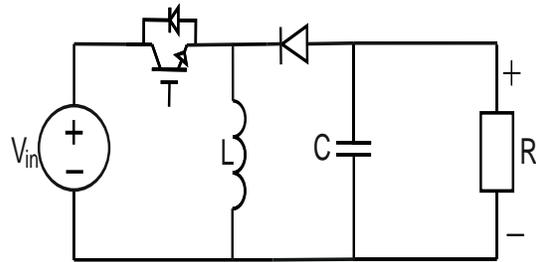


Figura 2.21. Convertidor Buck-Boost.

En este convertidor, la relación de elevación o reducción es:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{d}{1-d} \quad (2.27)$$

A partir de lo anterior, el voltaje de salida puede ser de mayor o menor magnitud basado en el valor de d .

Tomando en cuenta la expresión que se presenta en la Ec.2.21 se tiene que

$$\frac{V_{in}^2}{Z_{in}} = \frac{V_{out}^2}{Z_{out}} = \frac{\left(V_{in} \frac{d}{1-d}\right)^2}{Z_{out}} \quad (2.28)$$

Con lo cual, la impedancia de entrada se estima a partir de la siguiente expresión

$$Z_{in} = Z_{out} \left(\frac{1-d}{d}\right)^2 \quad (2.29)$$

En resumen, las relaciones de impedancias se presentan en la Tabla 2.6 para los convertidores Buck, Boost, Buck-Boost y Cuk.

Tabla 2.7. Relaciones de Impedancia para convertidores.

	Boost	Buck	Buck-Boost, Cuk
M	$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-d}$	$\frac{V_{out}}{V_{in}} = d$	$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{d}{1-d}$
Z_{in}	$= Z_{out}(1-d)^2$	$= \frac{Z_{out}}{d^2}$	$= Z_{out} \left(\frac{1-d}{d}\right)^2$

2.4.4. Estudio de las características de operación de los convertidores CD-CD y su comportamiento como elemento de seguimiento

Una vez analizado la relación de impedancias de entrada y salida que existe en el convertidor Buck, Boost y Buck-Boost; en esta sección se realizará un análisis del comportamiento de la impedancia de entrada de cada convertidor de voltaje y se estudiará su desempeño para realizar el seguimiento. Para ello, se plantea un arreglo de cinco paneles fotovoltaicos los cuales se estudiarán cuando reciben condiciones de radiación completa y con sombreado parcial. El estudio se realizará considerando que los paneles fotovoltaicos se encuentran alimentado una carga (impedancia de salida) [63]. Por lo anterior, es importante mencionar que los resultados aquí estudiados son válidos solo para esta configuración. En el caso de que el sistema incluya una batería o al inversor, la impedancia de carga posee otra dinámica que en la mayoría de los casos no generan tantos problemas con la transferencia de energía.

En el caso de que este sistema reciba una radiación de $G = 1000 \frac{W}{m^2}$ se tiene una curva de P-V como la que se muestra en la Figura 2.22. A partir de esta curva se determina que la impedancia de entrada que extrae la máxima potencia es

$$Z_{in} = \frac{86.042^2}{103.2} = 71.733 \Omega \quad (2.30)$$

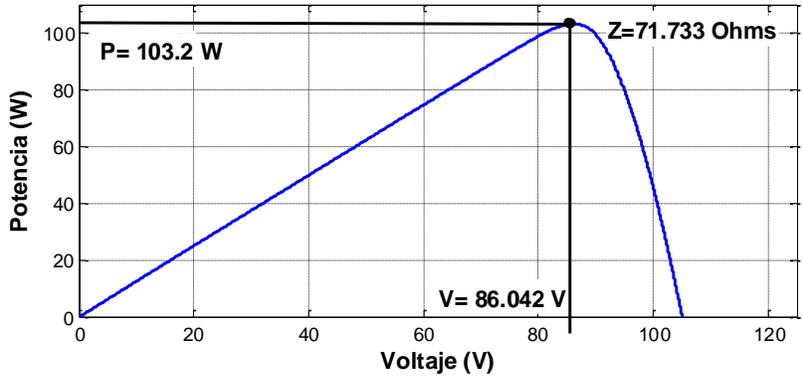


Figura 2.22. Curva de P-V de un arreglo de cinco paneles sin sombreado.

Este valor de impedancia de entrada es la que extrae la máxima potencia, para lo cual el ciclo de trabajo se debe modificar de forma que se obtenga dicho valor de impedancia. Para determinar la relación que existe entre la carga y Z_{in} se hace una variación de impedancias de salida, para que a partir de ésta se calcule el valor de entrada con base en cambios del ciclo de trabajo. Con lo anterior, la Figura 2.23 muestra la relación existente entre estos parámetros presentes en el convertidor Boost. Como se aprecia en esta gráfica, los límites de operación del ciclo de trabajo se encuentran comprendidos entre 0.1 y 0.9. Además, dada la línea que representa el valor de impedancia que extrae la máxima potencia, se observa que con ciertos valores de carga (particularmente con valores bajos de carga) no es posible extraer la máxima potencia, ya que no existe un ciclo de trabajo que lleve al sistema con determinadas Z_{out} a tener una impedancia de $Z_{in} = 71.733 \Omega$. Lo anterior implica tener que hacer un rediseño para lograr el seguimiento.

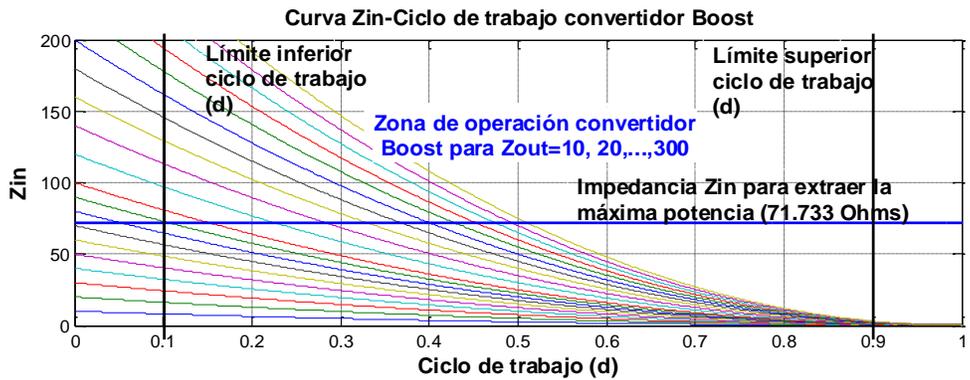


Figura 2.23. Comportamiento de Z_{in} en función del ciclo de trabajo en el convertidor Boost.

En el caso del convertidor Buck, la Figura 2.24 muestra el comportamiento de la impedancia de entrada a partir de cambios en el ciclo de trabajo para determinados valores de carga. Como se aprecia, con este convertidor también existen valores de impedancia que no son capaces de extraer la máxima potencia, ya que no existe un ciclo de trabajo que haga que el sistema posea una Z_{in} con la magnitud para el MPPT.

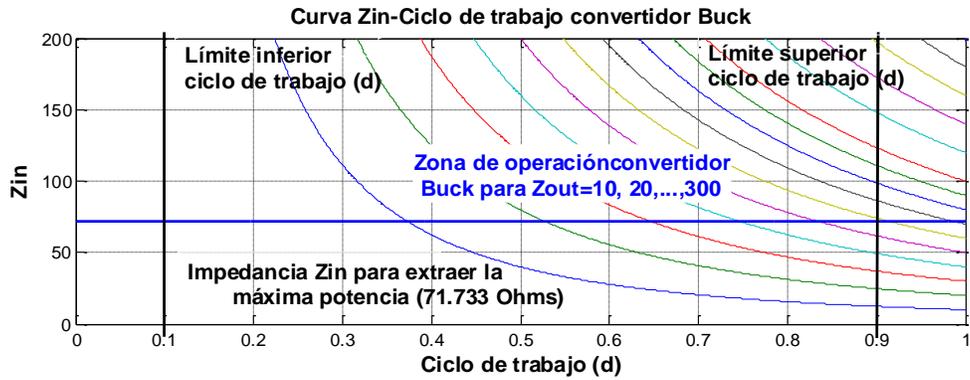


Figura 2.24. Comportamiento de Z_{in} en función del ciclo de trabajo en el convertidor Buck.

Finalmente, la prueba que se realiza para el convertidor Buck-Boost se presenta en la Figura 2.25.

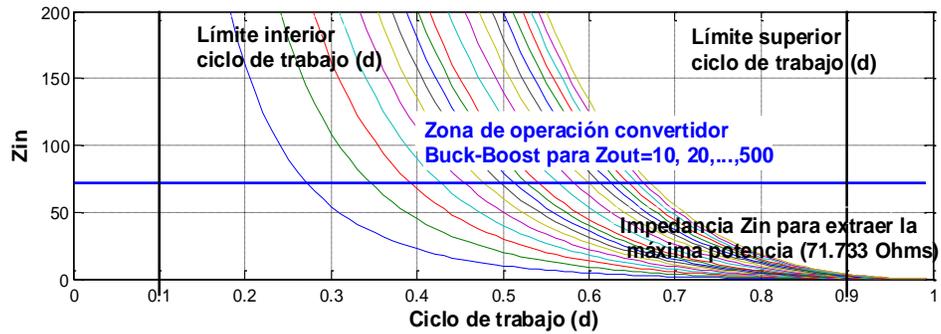


Figura 2.25. Comportamiento de Z_{in} en función del ciclo de trabajo en el convertidor Buck-Boost.

De acuerdo con los resultados que se obtuvieron con este convertidor, se aprecia que todas las impedancias de salida son capaces de llevar al convertidor a extraer la máxima potencia, lo que representa una ventaja significativa con respecto a los otros dos convertidores.

Ahora se le agrega al sistema condiciones de sombreado parcial; con lo cual, la curva P-V es la que se muestra en la Figura 2.26. A partir de esta curva se determina que la impedancia de entrada que extrae la máxima potencia es

$$Z_{in} = \frac{33.72^2}{24.36} = 46.676 \Omega \quad (2.31)$$

Para esta condición de sombreado se realiza el mismo estudio de impedancia, cuyos resultados (para los tres convertidores) se muestran en la Figura 2.27.

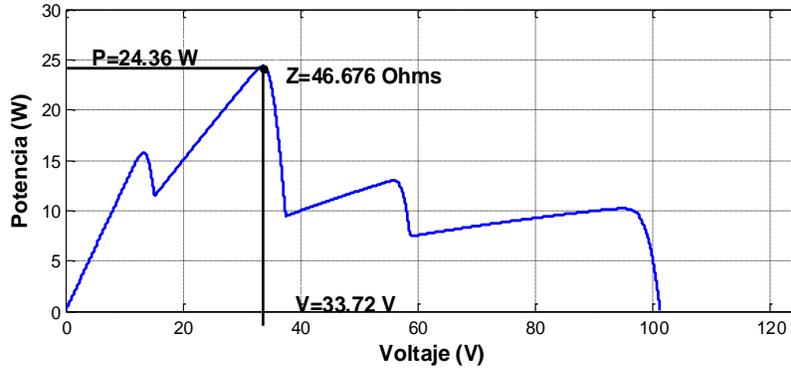
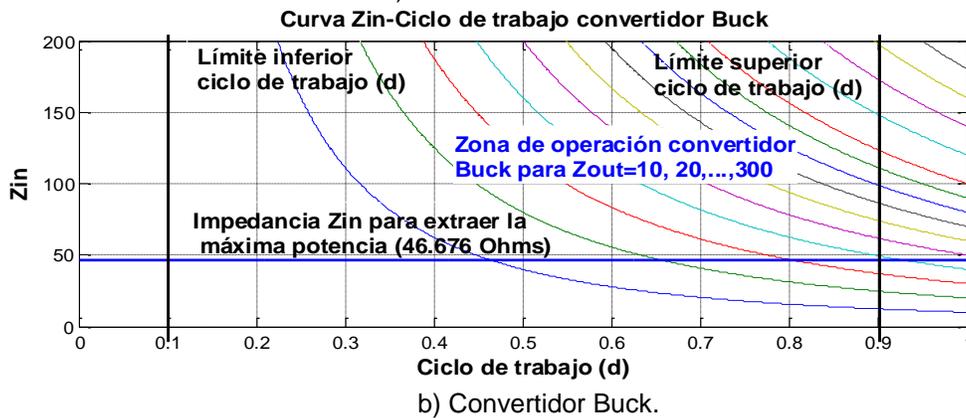
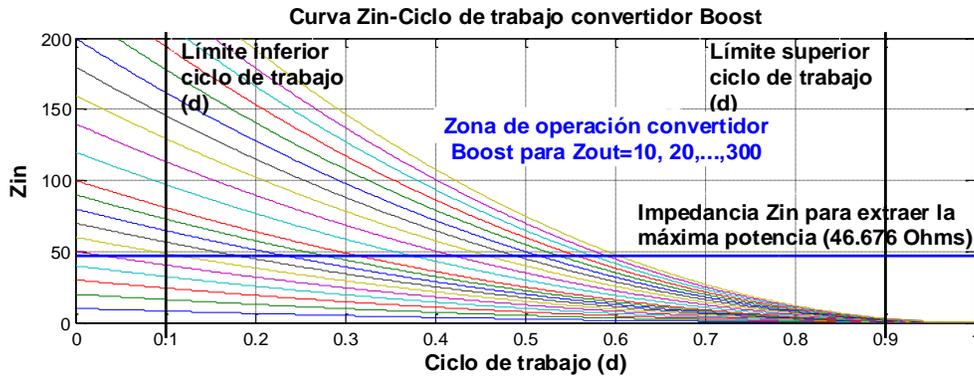


Figura 2.26. Curva de P-V de un arreglo de cinco paneles con sombreado parcial.

Analizando las curvas de Z_{in} - d para cada uno de los convertidores se concluye que para el caso de los convertidores Boost y Buck se compromete el número de impedancias que son capaces de extraer la máxima potencia, ya que se generó una reducción en la magnitud de Z_{in} lo que genera que un menor número de Z_{out} puedan cumplir el requisito de entrada. Mientras, el convertidor Buck-Boost sigue sin presentar problemas en el seguimiento debido a la carga conectada en el sistema. Lo cual, de acuerdo a este análisis lo convierte en una mejor opción para realizar seguimiento.



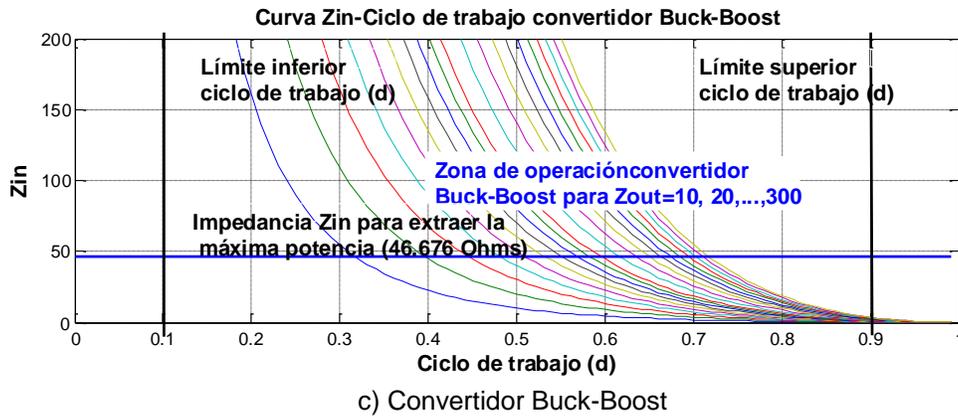


Figura 2.27. Comportamiento de Z_{in} en función del ciclo de trabajo: a) Buck, b) Boost y c) Buck-Boost.

2.5. Estrategia de MPPT propuesta

Con el propósito de mejorar el desempeño del algoritmo P&O (Figura 2.28a) ante condiciones de sombreado parcial, se propone trabajar con un algoritmo en donde se busque de manera global el ciclo de trabajo que genera la mayor cantidad de potencia. Para ello, se empieza la búsqueda con un ciclo de trabajo (D) de 0.1 (valor mínimo) y una vez que se llega al estado estacionario, se estima la potencia que se genera con este primer ciclo de trabajo. Después, D se incrementa a 0.15 ($\Delta D = 0.05$) y de igual manera, se estima la potencia que se extrae del sistema fotovoltaico. Lo anterior se realiza hasta llegar a un valor máximo de ciclo de trabajo de 0.9. Una vez hecho lo anterior, se determina cuál de los ciclos de trabajos utilizados genera la máxima potencia. Posteriormente, se usa P&O tradicional, en donde el punto de partida para la búsqueda del punto de máxima potencia es el ciclo de trabajo que extrajo la máxima potencia.

La búsqueda global del punto de máxima potencia se hace cada vez que se detecte una diferencia grande en las potencias medidas entre muestra y muestra y/o una vez que haya transcurrido un tiempo establecido (entre 2-5 min). Mientras tanto, P&O es el encargado de encontrar el ciclo con el que se opera al sistema. Tomando en cuenta lo anterior, el diagrama de flujo del método de P&O modificado queda como se establece en la Figura 2.28b.

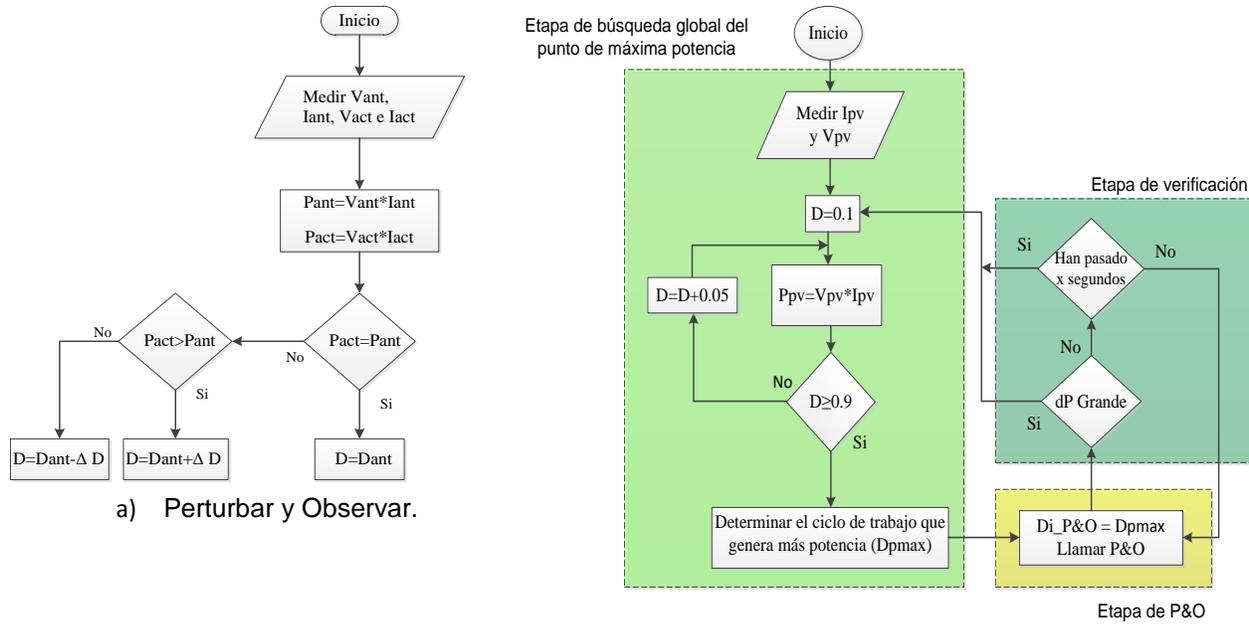


Figura 2.28. Diagramas de flujo de: a) P&O y b) Algoritmo de MPPT propuesto.

2.6. Simulación de la estrategia propuesta

Con el propósito de verificar el desempeño del algoritmo de seguimiento propuesto, un conjunto de cinco paneles fotovoltaicos conectados en serie se simulan en operación con un convertidor de voltaje, donde el ciclo de trabajo lo estima el esquema de seguimiento propuesto (Figura 2.28). La simulación se realiza en el software Matlab-Simulink®, en donde la dinámica del panel se genera a partir de las ecuaciones presentadas en la Sección 2.1, para lo cual se trabaja con los parámetros del panel fotovoltaico descritos en [59] y que se presentan en la Tabla 2.7. En el caso del convertidor de voltaje, se trabaja con un tipo Boost y para su modelado se utilizó espacio de estados promediados (Ec. 2.18).

El principal objetivo de esta simulación es encontrar el ciclo de trabajo que hace que el convertidor de voltaje extraiga la máxima energía del conjunto de paneles fotovoltaicos cuando experimentan condiciones de sombreado parcial. Para lo anterior, se define una serie de perfiles de radiación (Tabla 2.8) que experimenta cada uno de los paneles y en un tiempo posterior (en este caso 10 seg.), la radiación se modifica a otro valor de potencia recibida

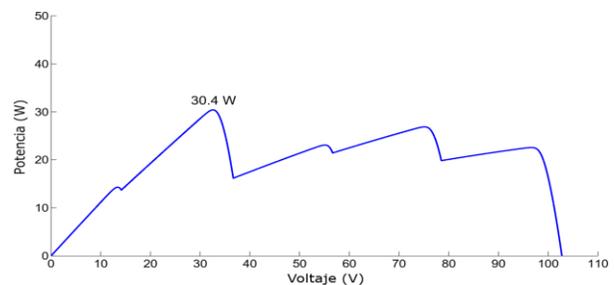
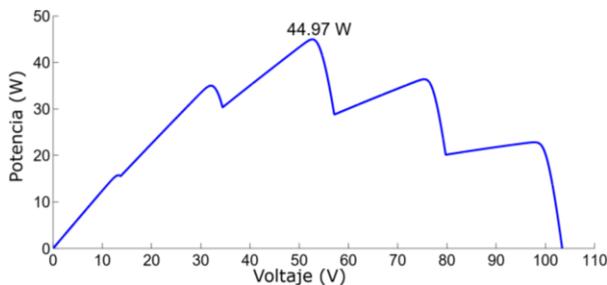
Tabla 2.8. Parámetros del módulo simulado [59].

Parámetro	Valor
Corriente de cortocircuito	1.26 A
Voltaje en circuito abierto	21 V
Corriente en P_{max}	1.2A
Voltaje en P_{max}	17.2V
Potencia en P_{max}	20 W
Temperatura	25°C
Celdas en serie	36

Tabla 2.9. Patrones de radiación utilizados.

Patrón	G_1	G_2
Panel 1	1000 W/m^2	200 W/m^2
Panel 2	700 W/m^2	300 W/m^2
Panel 3	900 W/m^2	900 W/m^2
Panel 4	400 W/m^2	350 W/m^2
Panel 5	400 W/m^2	770 W/m^2
Tiempo	0s-10 s	10s-20 s

Con estas condiciones de radiación, las curvas de P-V que se obtienen son las que se presentan en la Figura 2.29; las cuales poseen múltiples picos debido a la radiación recibida. Con base en estas curvas, el algoritmo de seguimiento debe extraer una potencia 44.97 W durante los primeros instantes de la simulación (Figura 2.29a) y una vez que ocurre el cambio al segundo patrón, la extracción de potencia se debe modificar a un valor de 30.4 W (Figura 2.29b), el cual es el valor máximo de potencia que se puede extraer. Para ambas configuraciones, el ciclo de trabajo que extrae la potencia máxima tiene un valor de 0.665 para los primeros 10 segundos (Figura 2.30a) y cambia a 0.7462 después de 10 s (Figura 2.30b).



a) Curva P-V para perfil uno de radiación.

b) Curva P-V para perfil dos de radiación.

Figura 2.29. Curvas P-V obtenidas para los patrones G_1 y G_2 .

G_1 y otros 10 segundos con G_2 genera que solo se extraiga 0.0001261 kWh en lugar de 0.0002094 kWh, que es lo que el sistema puede generar con los dos perfiles de operación operando 10 segundos cada uno (Figura 2.33). Lo anterior se vuelve más significativo cuando se realiza una extrapolación de la cantidad de energía que se cosecha con P&O cuando la operación del primer y segundo perfil de radiación es de 30 minutos cada uno. Operando al sistema con P&O con este error en el seguimiento del punto de máxima potencia hace que el sistema solo extraiga 0.0226 kWh, en lugar de 0.0376 kWh; es decir, un 40% menos de energía; lo que representa una diferencia de 15 Wh. Estas cantidades pueden ser no significativas para este sistema ya que es pequeño en potencia, pero en el caso de sistemas más grandes la diferencia de potencia puede ser considerada como un nivel grande de pérdidas del sistema fotovoltaico.

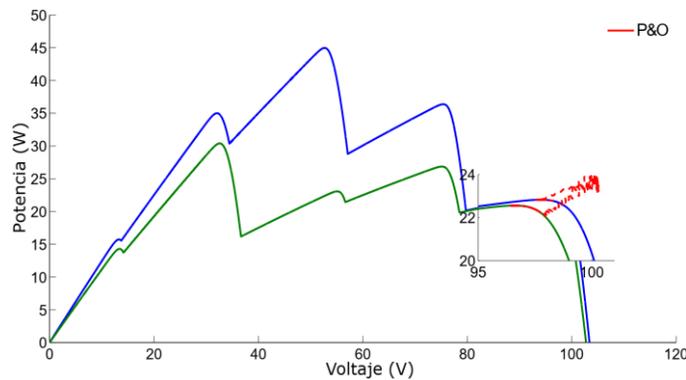
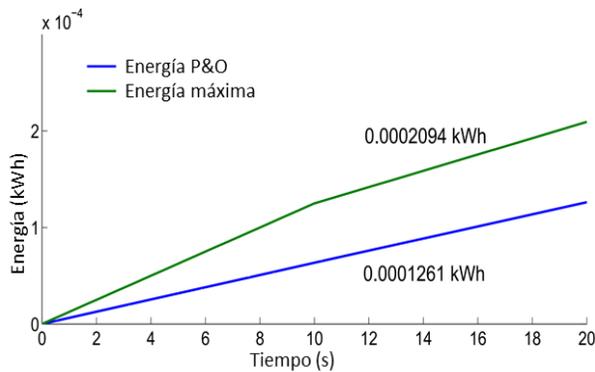
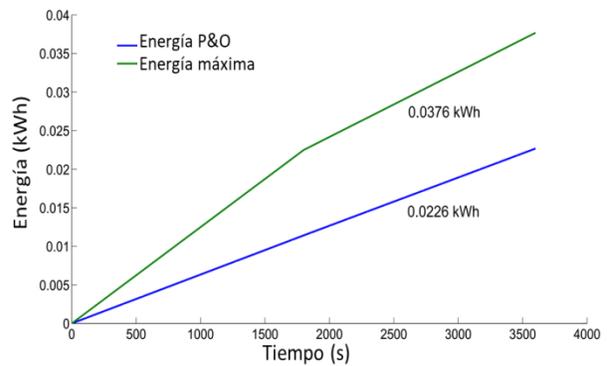


Figura 2.32. Dinámica de operación del esquema P&O.



a) 20 segundos de operación.



b) Una hora de operación.

Figura 2.33. Cuantificación de la cosecha de energía con P&O.

En el caso de operar al sistema con el algoritmo propuesto, los resultados de simular el sistema fotovoltaico en operación con el esquema de seguimiento propuesto se presentan en la Figura 2.34. A partir de estos resultados se aprecia que el algoritmo que se plantea es capaz de encontrar los máximos globales; con esto, la potencia que se cosecha de los paneles fotovoltaicos corresponde al máximo nominal para ambas condiciones de radiación.

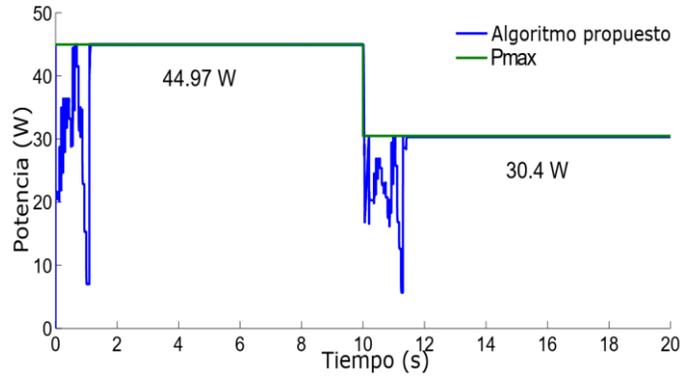
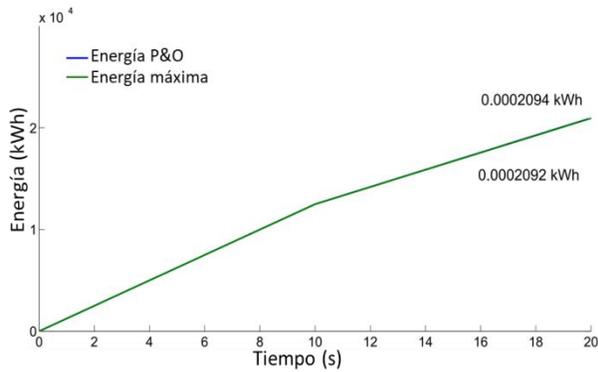
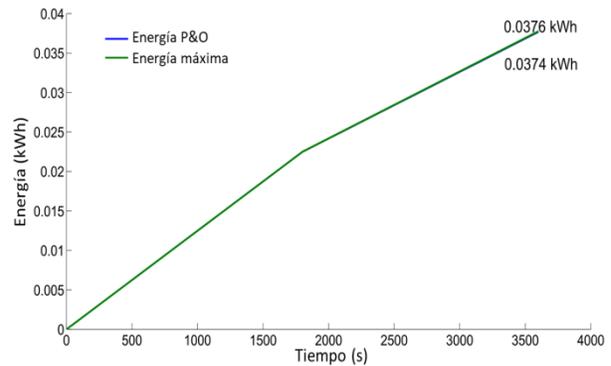


Figura 2.34. Potencia generada con el algoritmo de seguimiento propuesto.

En la Figura 2.35a se muestra que el sistema propuesto es capaz de extraer 97.193 % de la energía total disponible en el sistema (2.102×10^{-4} kWh). En este sentido, si se extrapola esta información y se considera que tanto el primer y segundo escenario tienen una duración de 30 minutos, la cosecha de energía presenta la misma proporción para ambos métodos (Figura 2.35b). Con base en los resultados anteriores se muestra que con el algoritmo propuesto la cosecha de energía se encuentra en niveles muy cercanos a los que el sistema idealmente puede proporcionar.



a) 20 segundos de operación.



b) Una hora de operación.

Figura 2.35. Cosecha de energía con el algoritmo propuesto.

2.7. Análisis de resultados

Utilizando los resultados de las simulaciones y comparando con los resultados en [59] se construye la Tabla 2.9, en donde se comparan los niveles de potencia que se extraen y además se hace una comparación de los tiempos de convergencia que se tiene para cada algoritmo. A partir de estos datos, se aprecia que P&O tiene una dinámica rápida, aunque no llega al máximo global. Mientras, la diferencia significativa que se tiene entre los algoritmos que encuentran el máximo global se da por el tiempo de convergencia de cada uno de ellos. En este sentido, una de las desventajas de utilizar un algoritmo de optimización por colonia de hormigas se da por los tiempos de convergencia que poseen entre cada cambio de operación. En el caso de la estrategia P&O modificado (estrategia propuesta), el tiempo de convergencia es corto debido a la simplicidad de operación que posee P&O, el cual es la base de la metodología propuesta. Lo anterior, se convierte en la principal ventaja con respecto a las múltiples metodologías que existe para hacer frente al sombreado parcial; ya que como se reporta, son capaces de hacer frente al sombreado parcial, pero poseen en su mayoría una dinámica lenta. Lo anterior se demuestra comparando estos resultados con los que se presentan en [59]. En donde a pesar de que sí encuentran el máximo global, lo hacen en un tiempo mucho mayor al que se obtuvo con la estrategia propuesta.

Tabla 2.10. Resumen de los resultados de las simulaciones.

Condición de sombreado	Método de MPPT	Potencia (W)	Dif. Potencia (W)	Tiempo (s)	Eficiencia (%)
Patrón 1	P&O	15.47	29.7	0.12	34.24
	P&O propuesto	45.16	0	1.1	99
	ACO [59]	45.16	0	11.83	99
	ACO-P&O propuesto en [59]	45.16	0	2.55	99
Patrón 2	P&O	14.3	16.2	0.1	46.88
	P&O propuesto	30.49	0	1.1	99
	ACO [59]	30.49	0	9.55	99
	ACO-P&O propuesto en [59]	30.49	0	2.41	99

Otro punto importante de la estrategia propuesta se da por el hecho de la simplicidad del algoritmo, el cual no requiere de realizar grandes cantidades de cálculos ni procesar gran cantidad de valores. Lo cual comparado con estrategias como ACO, PSO, redes neuronales o lógica difusa la vuelven muy atractiva en la operación de sistemas fotovoltaicos. Asimismo, comparado con redes neuronales y lógica difusa no se requiere una alta experiencia del programador. Finalmente, es importante mencionar que la cosecha máxima de energía puede llegar a ser deficiente debido a una mala transferencia de energía en el convertidor dado por problemas en la carga. Con esto, se establece que a pesar de tener un algoritmo capaz de hacer frente al sombreado parcial, su desempeño se puede ver comprometido por cuestiones

de impedancias de entrada y salidas. Con este, también se recomienda hacer un análisis un poco más detallado en los convertidores que se ven afectados por la transferencia de energía, esto es, en los convertidores Buck y Boost.

Capítulo 3 . El convertidor bidireccional

En este capítulo se describen características dinámicas y algunos controladores utilizados en el convertidor bidireccional encargado del proceso de carga y descarga del elemento de almacenamiento de energía presente en el sistema. Para ello, la sección 3.1 describe algunos antecedentes básicos de este tipo de sistemas; asimismo, muestra algunas topologías de convertidores bidireccionales. La sección 3.2 presenta la operación del convertidor bidireccional utilizado en este tema de investigación. El modelo matemático del convertidor en modo Buck se presenta en la sección 3.2.1 de este capítulo. En el apartado 3.2.2 se obtiene el modelo del convertidor en una operación tipo Boost. La descripción de los lazos de control utilizados se muestra en la sección 3.3. La teoría básica de los controladores se resume en la sección 3.3.1 para el control PI, en la sección 3.3.2 para el compensador tipo tres y el GPI en el apartado 3.3.3. Finalmente, en la sección 3.4 se presentan los resultados de simulación de un convertidor bidireccional operando con distintos tipos de controladores y el análisis de los resultados de simulación se realiza en la sección 3.5.

3.1. Introducción

En recientes años, la contaminación ambiental, el incremento en el costo de los combustibles, el agotamiento en las reservas de los combustibles fósiles y el crecimiento del uso de energías renovables han propiciado el desarrollo acelerado de la generación de electricidad basados en microrredes. Un elemento importan en las microrredes son los elementos de almacenamiento de energía. Los elementos de almacenamiento son esenciales para permitir balances de potencia entre la energía generada y la carga conectada; además, garantiza un flujo ininterrumpido de la energía hacía la carga [64]. Las baterías y los supercapacitores tienen colocado un elemento de enlace basados en convertidores bidireccionales de voltaje. Estos elementos ayudan a enlazar las baterías y supercapacitores con el bus de CD y a equilibrar la energía que se tiene en el sistema.

En el caso de sistemas fotovoltaicos autónomos, éstos operan con esquemas de seguimiento del punto de máxima potencia los cuales buscan cosechar la máxima energía. El problema que

surge con esto se da por el hecho de que no siempre existe una carga conectada que consuma la energía cosechada a partir de estos paneles. De hecho, en sistemas residenciales, el mayor consumo de energía se da en la noche (cuando el recurso solar no está disponible). Por lo anterior, estos sistemas deben poseer un banco de baterías y por lo tanto, un elemento de enlace entre el bus de CD y la batería.

Existen varias topologías de convertidores bidireccionales, cada uno con diferentes prestaciones que los hacen atractivos para diferentes aplicaciones (Figura 3.1). En la Tabla 3.1 se presenta una comparación de las prestaciones de algunas topologías de convertidores bidireccionales. Con base en esto, se selecciona un convertidor bidireccional de medio puente para operar al sistema fotovoltaico aislado que se trabaja en este sistema. Este convertidor puede operar como convertidor Boost o convertidor Buck según las necesidades del sistema [65].

Tabla 3.1. Comparación de las principales características de los convertidores CD-CD bidireccionales.

Parámetro	Medio puente (Figura 4.1a)	Medio Puente en cascada (Figura 4.1b)	Medio puente Intercalado (Figura 4.1c)	Puente completo (Figura 4.1d)
Eficiencia	Alta	Alta	Alta	Alta
N. de interruptores	2	4	4	1
N. de capacitores	2	2	2	7
N. de inductores	1	1	2	3
Transformador	---	---	---	1
Costo	Bajo	Moderado	Moderado	Alta
Peso	Bajo	Moderado	Alto	Alta
Ventajas	Bajas pérdidas de conmutación y conducción	Bajas pérdidas por calor y estrés eléctrico	Bajo estrés por conmutación	Aislado la salida de la entrada y bajas pérdidas de conmutación.
Desventajas	Altas pérdidas por calor y niveles de estrés eléctrico	No hay aislamiento entre la entrada y salida	La circuitería de control es complicada	Voluminoso y costoso.

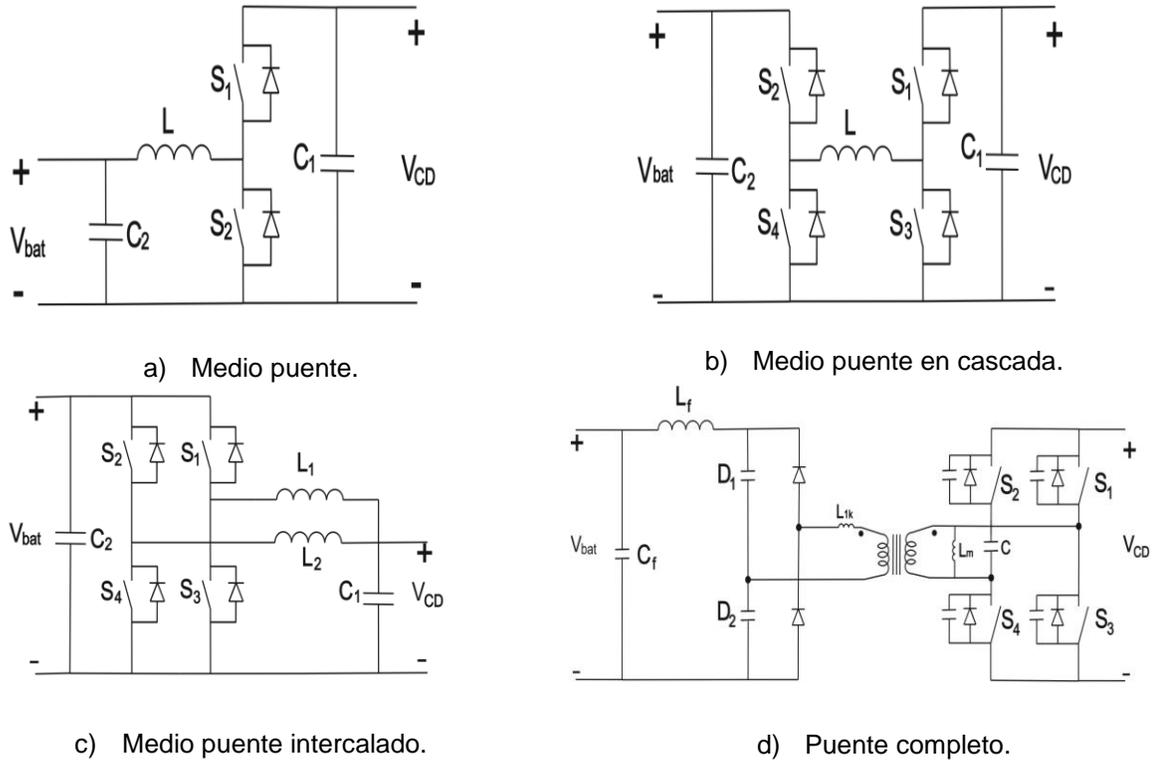


Figura 3.1. Topologías de convertidores bidireccionales.

3.2. Funcionamiento del convertidor bidireccional de medio puente

El convertidor CD-CD bidireccional se utiliza para cargar o descargar la batería según sean las necesidades del sistema, en esta tesis se trabajará un convertidor bidireccional de medio puente. Esta topología es simple, efectiva, de bajo costo y viable para niveles bajos de carga. Básicamente, el convertidor posee dos modos de operación: modo elevador y modo reductor [42]. Para que el convertidor bidireccional opere en modo reductor (Buck), Figura 3.2a, se hace conmutar al interruptor S_1 , mientras que el diodo D_2 funciona como de circulación libre. Por otro lado, para operación en modo elevador (Boost), Figura 3.2b, ahora se conmuta el interruptor S_2 y el diodo D_1 opera como de circulación libre.

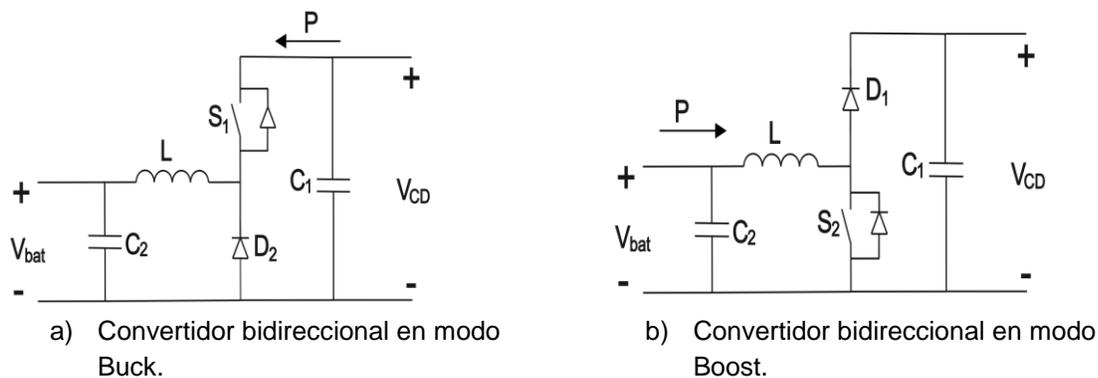


Figura 3.2. Convertidor bidireccional de medio puente: a) Operación Buck, b) Operación Boost.

3.2.1. Convertidor bidireccional en modo Buck

En este modo de operación, el convertidor bidireccional tiene la configuración que se presenta en la Figura 3.3. En esta configuración, se considera como entrada el voltaje en el bus de CD (v_{bus}) y la corriente que se le inyecta a la batería (i_{bat}). Utilizando la técnica de modelado de espacio de estados promediados [66], el modelo no lineal promediado del convertidor Buck es:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{bus} \\ i_{bat} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Linealizando las ecuaciones anteriores, el voltaje de salida en este convertidor se estima como:

$$\hat{v}_0 = \frac{V_{bus}\hat{d}}{LCRs^2 + Ls + R} - \frac{LRs\hat{i}_{bat}}{LCRs^2 + Ls + R} \quad (3.2)$$

en donde V_{bus} hace referencia al valor de tensión promedio en el bus de CD. En el caso de la corriente de inductor, ésta se estima como:

$$\hat{i}_L = \frac{V_{bus}(CRs + 1)\hat{d}}{LCRs^2 + Ls + R} + \frac{R\hat{i}_{bat}}{LCRs^2 + Ls + R} \quad (3.3)$$

Para el diseño de la ley de control se considera solamente que el sistema posee como entrada al ciclo de trabajo, por lo tanto, el controlador (se busca realizar un control modo corriente) se diseña considerando que:

$$\hat{i}_L = \frac{V_{bus}(CRs + 1)\hat{d}}{LCRs^2 + Ls + R} \quad (3.4)$$

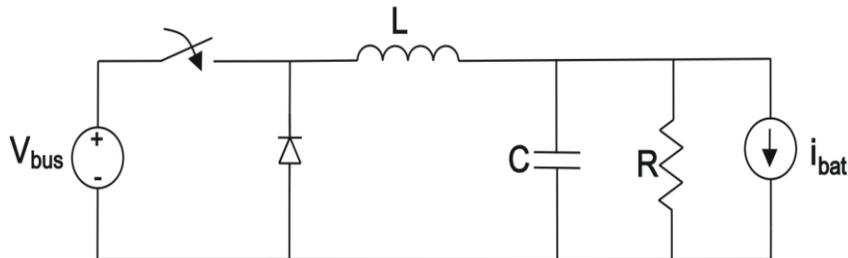


Figura 3.3. Convertidor bidireccional modo Buck.

3.2.2. Convertidor bidireccional en modo Boost

Tomando como referencia el circuito de la Figura 3.4 y trabajando con la técnica de espacio de estados promediados, el modelo no lineal promediado de este modo de operación es:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \quad (3.5)$$

en donde v_{in} es el voltaje de la batería, v_c es el voltaje en el bus de CD, i_L es la corriente de inductor. Linealizando el modelo anterior, la función de transferencia que relaciona la corriente de inductor en función de la variable de control es:

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{V_{cd}CRs + V_{cd} + RI_L(1-D)}{LCRs^2 + Ls + (1-D)^2R} \quad (3.6)$$

donde V_{cd} es el voltaje promedio del bus de CD e I_L es la corriente promedio asociada a una condición de operación dada por D . La anterior función de transferencia es importante ya que en este sistema se trabajará con un control modo corriente.

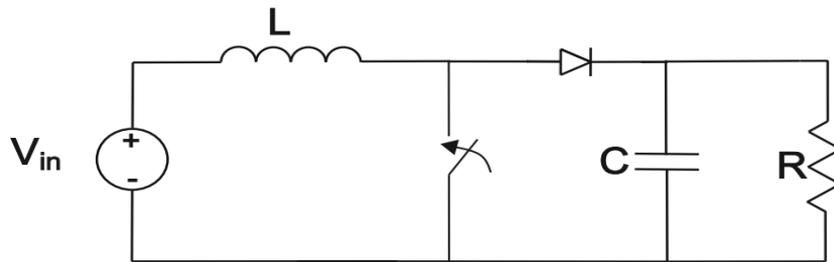


Figura 3.4. Convertidor bidireccional modo Boost.

3.3. Control modo corriente del convertidor bidireccional

El lazo de control para este modo de operación es un control modo corriente (Figura 3.5). La referencia de corriente se obtiene a partir de la potencia que se genera y de la potencia que consume la carga. Es decir, la referencia de corriente busca mantener un equilibrio de la energía generada y consumida. Lo anterior se representa con la siguiente ecuación:

$$i_{L,ref} = \left| \frac{P_{pv} - P_L}{V_{bat}} \right| \quad (3.7)$$

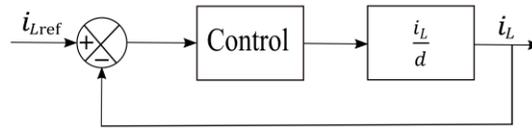


Figura 3.5. Lazo de control de un controlador modo corriente para el convertidor bidireccional.

En el lazo de control, el controlador seleccionado puede ser desde un controlador lineal (PI, PID, compensadores adelanto-retraso de fases, etc.) o no lineales como son (Takagi-Sugeno, retroalimentación del estado, etc.). Para esta tesis, se estudiarán las dinámicas de tres tipos de controladores: el control PI, el compensador tipo III y el controlador GPI.

3.3.1. Controlador PI

El controlador Proporcional Integral Derivativo (PI) posee la función de transferencia dada por:

$$G_{PI}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{s\tau_i} \right) \tag{3.8}$$

en donde K_p es la ganancia proporcional y τ_i es el tiempo integral. Este controlador se puede construir de forma analógica a partir del circuito que se muestra en la Figura 3.6.

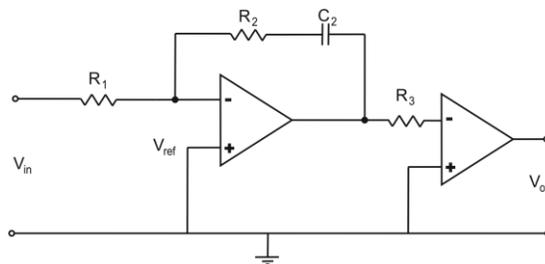


Figura 3.6. Circuito electrónico para construir un controlador PI.

Un controlador PI posee como principales ventajas sus efectos en el aumento en la velocidad de respuesta dada por la componente proporcional y su acción en la reducción del error en estado estacionario, además de que posee muy buena robustez en el rechazo de perturbaciones [67]. Lo anterior hace que este tipo de control se vuelva de los más utilizados en estos lazos de control, además de que son controladores que poseen simplicidad al momento de implementarse de forma analógica o digital. La técnica de sintonización de las ganancias

puede ser con base en métodos heurísticos, experimentales (Ziegler-Nichols), colocación de polos o técnicas basadas en la frecuencia.

3.3.2. Compensador tipo III

El compensador Tipo III es una red tipo adelanto-retraso de fase el cual posee tres polos y dos ceros. El compensador Tipo III se utiliza cuando es necesario incrementar más de 90° la fase, lo anterior se obtiene agregando al compensador Tipo II un polo más, con lo anterior se puede incrementar hasta 180° de fase [68]. El circuito del compensador Tipo III se presenta en la Figura 3.7 y a partir de éste, su función de transferencia es

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = - \frac{(sC_2R_2 + 1)(sC_3(R_1 + R_3) + 1)}{R_1(C_1 + C_2)s(sC_{12}R_2 + 1)(sC_3R_3 + 1)} \quad (3.9)$$

en donde $C_{12} = \frac{C_1C_2}{C_1+C_2}$. Esto es

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = - \frac{f_{if}}{s} \frac{(1 + s/f_{z1})(1 + s/f_{z2})}{2\pi(1 + s/f_{p1})(1 + s/f_{p2})} \quad (3.10)$$

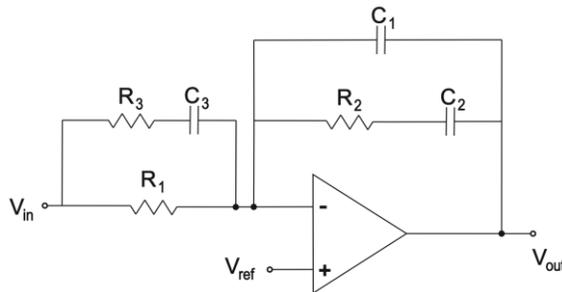


Figura 3.7. Compensador Tipo III.

3.3.3. Control Proporcional Integral Generalizado (GPI)

El control Proporcional Integral Generalizado (GPI, por sus siglas inglés) lo introdujo Fliess en un contexto de control predictivo para sistemas diferencialmente planos. Éste utiliza reconstructores de estado en lugar de los tradicionales observadores asintóticos de estados para operarlo en una ley de control retroalimentado. Estos estimadores se basan en

reconstructores integrales que trabajan con entradas, salidas e integrales iteradas de tales variables. Los efectos de los estados iniciales despreciados se compensan por medio de un número suficiente de integrales adicionales del error de salida [69]. De esta manera, empleando el principio de superposición, el controlador se complementa con un número finito de integradores que cancelan el efecto desestabilizante del estimador estructural. Como resultado, se obtiene un controlador PI de n -ésimo orden, el cual estabiliza el sistema en lazo cerrado mediante la asignación arbitraria de los polos del polinomio característico del sistema.

El esquema de control GPI se construye a partir de una estrategia de control prealimentada la cual se basa en aplanamiento diferencial y una retroalimentada la cual es el controlador GPI en una forma de compensador adelanto retraso de fase (Figura 3.8).

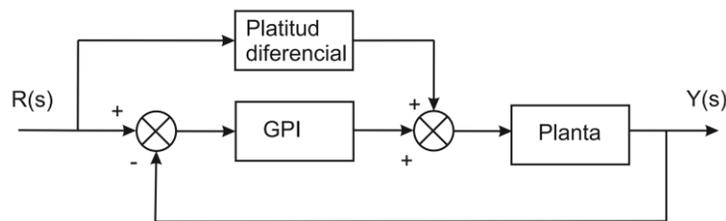


Figura 3.8. Esquema de control basado en Platitud diferencial + GPI.

a) Platitud Diferencial

Aplanamiento diferencial es una propiedad que poseen ciertos sistemas dinámicos, la cual permite simplificar las tareas de planeación de trayectorias sin resolver ninguna ecuación diferencial. La propiedad de aplanamiento diferencial permite una completa parametrización de todas las variables (estado, entradas y salidas) en términos de un conjunto de variables libres, llamadas salidas planas, y un número finito de sus derivadas [70].

Fliess y colaboradores [70], caracterizaron originalmente el concepto de aplanamiento diferencial usando herramientas de álgebra diferencial. En ese contexto, se puede ver a un sistema como un campo diferencial que se genera por un conjunto de variables (estado y entrada). Se dice que el sistema es plano si se puede encontrar un conjunto de variables, llamadas *salidas planas*, tal que todas las variables de estado y la entrada se puedan determinar a partir de estas salidas sin resolver ninguna ecuación diferencial. Matemáticamente, si el sistema tiene estados $x \in \mathbb{R}^m$ entonces el sistema es plano si existen salidas $y \in \mathbb{R}^m$ de la forma

$$y = h(x, u, \dot{u}, \dots, u^{(r)}) \tag{3.11}$$

tal que

$$x = \varphi(y, \dot{y}, \dots, y^{(q)}) \quad (3.12)$$

$$u = \alpha(y, \dot{y}, \dots, y^{(q)}) \quad (3.13)$$

Esta técnica es muy útil en situaciones donde se requiere la generación explícita de trayectorias. La salida plana de un sistema lineal controlable en una representación espacio de estado de la forma:

$$\dot{x} = Ax + bu \quad (3.14)$$

es dada, por una combinación lineal de los estados obtenidos de la última fila de la inversa de la matriz de controlabilidad de Kalman $[b, Ab, \dots, A^{n-1}b]$, esto es [71]:

$$F = [0 \ 0 \ \dots \ 1][b, Ab, \dots, A^{n-1}b]^{-1}x \quad (3.15)$$

En el caso de los sistemas lineales SISO, la salida plana siempre se puede hacer dependiente solo de las variables de estado del sistema. Considerando un convertidor Buck, la parametrización a partir de plitud diferencial de este sistema para un control modo voltaje es como la que se presenta en los siguientes renglones.

Retomando el modelo del convertidor Buck

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E \\ L \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (3.16)$$

en donde x_1 es la corriente de inductor y x_2 es el voltaje en el capacitor (las cuales dependen del ciclo de trabajo del convertidor) y E es el voltaje de entrada. Como primer punto se demostrará que el sistema es plano. Una condición suficiente para mostrar esta propiedad se obtiene probando que el sistema es controlable, esto es que el rango de la matriz de controlabilidad es n . En el caso del convertidor Buck la matriz de controlabilidad es

$$C = [B \ AB] = \begin{bmatrix} \frac{E}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-E}{CL^2} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

A partir de la ecuación anterior se aprecia que el sistema es de rango completo ($rango(C) = n$), lo que significa que el sistema es plano. Una expresión para estimar la salida plana se presenta en la Ecuación 3.18, esto es

$$F = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} \frac{E}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-E}{CL^2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \frac{CL^2}{E} x_2 \quad (3.18)$$

Una propiedad de estos sistemas es que cualquier múltiplo de la salida plana también es plana, por lo que la salida plana es

$$F = x_2 \quad (3.19)$$

Tomando en cuenta esta salida plana, la parametrización del convertidor Buck es la siguiente

$$x_1 = \frac{F}{R} - C\dot{F} \quad (3.20)$$

$$x_2 = F \quad (3.21)$$

$$u = \frac{LC}{E} \left(\ddot{F} + \frac{1}{RC} \dot{F} + \frac{1}{LC} F \right) \quad (3.22)$$

Con lo anterior, el convertidor Buck queda completamente parametrizado en el caso de querer hacer seguimiento de trayectoria para la tensión de salida. Normalmente, las trayectorias que se establecen quedan definidas a partir de una función de Bezier la cual posee la suavidad necesaria para llevar el sistema de un valor de referencia inicial a otro deseado. Una forma de construir el Bezier es mediante la expresión

$$\varphi(t, t_i, t_f) = \begin{cases} 0 & \text{para } t \leq t_1 \\ \left(\frac{t-t_1}{t_2-t_1} \right)^5 \begin{bmatrix} 252 - 1050 \left(\frac{t-t_1}{t_2-t_1} \right) + \\ 1800 \left(\frac{t-t_1}{t_2-t_1} \right)^2 - 1575 \left(\frac{t-t_1}{t_2-t_1} \right)^3 \\ + 700 \left(\frac{t-t_1}{t_2-t_1} \right)^4 - 126 \left(\frac{t-t_1}{t_2-t_1} \right)^5 \end{bmatrix} & \text{para } t \in (t_1, t_2) \\ 1 & \text{para } t \geq t_2 \end{cases} \quad (3.23)$$

con esto, la función plana posee una dinámica suave que permite que la componente prealimentada posea la información necesaria para realizar seguimiento de trayectoria. Con lo

anterior, la planeación de trayectoria queda en términos de la dinámica deseada, esto es, F^* . Con lo anterior,

$$x_1^* = \frac{F^*}{R} - C\dot{F}^* \quad (3.24)$$

$$x_2^* = F^* \quad (3.25)$$

$$u^* = \frac{LC}{E} \left(\ddot{F}^* + \frac{1}{RC} \dot{F}^* + \frac{1}{LC} F^* \right) \quad (3.26)$$

b) Plitud Diferencial del convertidor de voltaje en modo corriente

El control que se busca realizar en este tema de investigación es un control modo corriente tanto para el convertidor Buck y Boost. En este sentido, la estrategia prealimentada se vuelve más complicada, ya que no es tan simple encontrar la salida plana que parametrize al sistema para realizar seguimiento de trayectoria de corriente. En virtud de lo anterior, la salida plana para el convertidor Boost se construye a partir de una función de energía dada a partir de una representación tipo Hamiltoniana [72], [73], esto es:

$$F = \frac{1}{2} [Li_L^2 + Cv_c^2] \quad (3.27)$$

Con esto, el convertidor Boost parametrizado en términos de la función de energía anteriormente presentada queda de la siguiente manera

$$i_L^* = -\frac{RCE}{2L} + \alpha^* \quad (3.28)$$

$$v_c^* = \sqrt{\frac{2}{C} F^* - \frac{L}{C} \left[-\frac{RCE}{2L} + \alpha^* \right]^2} \quad (3.29)$$

$$u^* = \frac{\left(\frac{E^2}{L} + \frac{2}{R^2 C} [v_c^*]^2 \right) - \ddot{F}^*}{\left[\frac{E}{L} + \frac{2}{RC} i_L^* \right] v_c^*} \quad (3.30)$$

$$\alpha^* = \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{RCE}{L} \right)^2 + \frac{4}{L} [RC\dot{F}^* + 2F^*]} \quad (3.31)$$

A partir de lo anterior, se puede generar la referencia de corriente de inductor y voltaje de capacitor para llevar la energía del sistema de un estado uno a un segundo estado. En términos del voltaje, la energía del sistema sin normalizar se puede estimar como

$$F_i = \frac{1}{2} \left[\frac{Lv_{c-i}^4}{R^2 E^2} + Cv_{c-i}^2 \right] \quad (3.32)$$

$$F_f = \frac{1}{2} \left[\frac{Lv_{c-f}^4}{R^2 E^2} + Cv_{c-f}^2 \right] \quad (3.33)$$

Considerando lo anterior, la componente prealimentada se construye a partir de referencias de energía que se estimarán basados en la potencia que se requiere inyectar de la batería hacia la carga.

En resumen, platitud diferencial es una propiedad del sistema, y no implica que se intente transformarlo, mediante una retroalimentación y un cambio de coordenadas, en un sistema lineal. De hecho, la propiedad de aplanamiento diferencial es precisamente lo contrario, no linealizar sistemas no lineales. Por lo tanto, la ley de control consta de dos partes, una parte prealimentada, deducida de platitud diferencial, y otra parte retroalimentada que toma el error de seguimiento (en este caso GPI). La estructura de la combinación de ambas partes constituye la ley de control de linealización exacta prealimentada, la cual se establece a continuación.

$$v = \xi_n^* + \Lambda(e) \quad (3.34)$$

donde ξ_n^* constituye la entrada a la forma de Brunovský (obtenida a partir de platitud diferencial) y $\Lambda(e)$ es la componente retroalimentada de la ley de control de linealización exacta prealimentada. El control retroalimentado puede ser cualquier tipo de control, como por ejemplo modos deslizantes, PID clásico, GPI, etc. Luego, la combinación de la parte prealimentada y la retroalimentada resulta en la siguiente ley de control

$$u = \psi(\xi^*, v) = \psi(\xi^*, \xi_n^* + \Lambda(e)) \quad (3.35)$$

En el Anexo 2 se presenta la linealización exacta prealimentada del convertidor Buck en modo voltaje, la cual genera la cadena de integradores del sistema (forma canónica de Brunovsky).

c) Control retroalimentado: GPI

Como se menciona anteriormente, la componente prealimentada del lazo de control presentado en la Figura 3.8 genera una cadena de integradores, lo anterior implica que el controlador Proporcional Integral Generalizado (GPI, por sus siglas en inglés) termina controlando una cadena de integradores dada por la forma canónica de Brunosky. A partir de lo anterior, si se considera el siguiente sistema lineal [74]

$$\dot{y} = u, y(0) = y_0, \dot{y}(0) = \dot{y}_0 \quad (3.36)$$

En este caso, las variables de estado son

$$x_1 = y, x_2 = \dot{y} \quad (3.37)$$

Con lo anterior, su representación en espacio de estados es

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u \quad (3.38)$$

Una ley estabilizante basada en un controlador por retroalimentación del estado es

$$u = -k_2 x_2 - k_1 x_1 \quad (3.39)$$

en la cual se puede hacer una asignación arbitraria de polos. Si se considera que el estado x_2 no se encuentra disponible, normalmente se estima con la ayuda de un observador; sin embargo, del modelo se aprecia que

$$x_2 = \int_0^t u(\tau) d\tau + x_{20} \quad (3.40)$$

en donde la condición inicial x_{20} es desconocida. Entonces el reconstructor integral de x_2 se define como

$$\hat{x}_2 = \int_0^t u(\tau) d\tau \quad (3.41)$$

Si se utiliza la relación anterior en la ley de control se tiene que

$$u = -k_2 \hat{x}_2 - k_1 x_1 = -k_2 \int_0^t u(\tau) d\tau - k_1 x_1 \quad (3.42)$$

En donde la relación entre la estimación de x_2 con su valor real está dada por

$$x_2 = \hat{x}_2 + x_{20} \quad (3.43)$$

a partir de la ecuación anterior se aprecia que $\hat{x}_2 = x_2 - x_{20}$, con lo que la ley de control es

$$u = -k_2(x_2 - x_{20}) - k_1 x_1 \quad (3.44)$$

Con lo anterior, el sistema en lazo cerrado es gobernado por

$$\dot{x}_2 = u = -k_2(x_2 - x_{20}) - k_1 x_1 \quad (3.45)$$

Esto es

$$\begin{aligned} \dot{x}_2 + k_2 x_2 + k_1 x_1 &= k_2 x_{20} \\ \dot{y} + k_2 \dot{y} + k_1 y &= k_2 \dot{y}_0 \end{aligned} \quad (3.46)$$

Como resultado, en estado estable:

$$y \rightarrow (k_2/k_1)\dot{y}_0 \neq 0 \text{ ó } x_1 \rightarrow (k_2/k_1)x_{20} \neq 0 \quad (3.47)$$

De manera clásica, el error de estabilización se corrige por medio de una acción de control integral en el error de estabilización. Tomando en cuenta lo anterior, se propone una acción de control que incluya una compensación integral

$$\begin{aligned} u &= -k_2 \int_0^t u(\tau) d\tau - k_1 x_1 - k_0 \int_0^t x_1(\tau) d\tau \\ u &= - \int_0^t [k_2 u(\tau) + k_0 x_1(\tau)] d\tau - k_1 x_1 \end{aligned} \quad (3.48)$$

Con lo anterior, el sistema en lazo cerrado es

$$\dot{x}_2 + k_2 x_2 + k_1 x_1 + k_0 \int_0^t x_1(\tau) d\tau = k_2 x_{20} \quad (3.49)$$

en la cual, se puede definir que

$$\xi = \int_0^t x_1(\tau) d\tau - (k_2/k_0) \dot{y}_0 \quad (3.50)$$

Por lo que,

$$\dot{x}_2 + k_2 x_2 + k_1 x_1 = -k_0 \xi \quad (3.51)$$

$$\begin{aligned} \dot{\xi} &= y \\ \xi(0) &= -(k_2/k_0) \dot{y}_0 \end{aligned} \quad (3.52)$$

Como resultado, en estado estable:

$$x_1 \rightarrow 0 \quad (3.53)$$

En la ecuación característica del sistema en lazo cerrado

$$s^3 + k_2 s^2 + k_1 s + k_0 = 0 \quad (3.54)$$

se tiene la posibilidad de asignar raíces, esto mediante la correcta selección de las constantes k_0, k_1, k_2 .

En resumen, el sistema $\ddot{y} = u$, con condiciones iniciales desconocidas, es exponencialmente y asintóticamente estabilizado por medio de una ley de control PI generalizado (Figura 3.9)

$$u = -k_1 x_1 - \int_0^t [k_2 u(\tau) + k_0 x_1(\tau)] d\tau \quad (3.55)$$

Si se interpreta esta ley de control en el dominio de la frecuencia se tiene que

$$u(s) = -\left(\frac{k_1 s + k_0}{s + k_2}\right) y(s), \quad (3.56)$$

el cual es un controlador de adelanto de fase dado que el cero y el polo satisfacen la relación $\alpha = k_0/(k_1k_2) < 1$. En otras palabras, el cero del compensador se encuentra más cerca del origen que el polo.

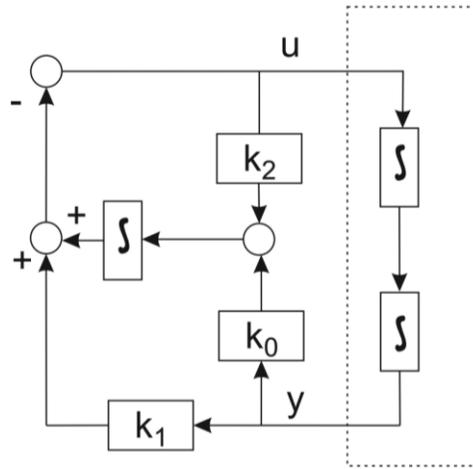


Figura 3.9. Controlador GPI.

Basados en el análisis anterior, es fácil comprobar que un sistema no perturbado formado por una cadena de n integradores se puede controlar para seguir asintóticamente y exponencialmente una trayectoria suave y^* usando el controlador GPI:

$$u = u^* - \left[\frac{k_{n-1}s^{n-1} + k_{n-2}s^{n-2} + \dots + k_0}{s^{n-1} + k_{2n-2}s^{n-2} + \dots + k_n} \right] (y - y^*) \tag{3.57}$$

En el anterior, el conjunto de coeficientes se eligen de tal forma que el polinomio característico del sistema en lazo cerrado:

$$p_c(s) = s^{2n-1} + k_{2n-2}s^{2n-2} + \dots + k_1s + k_0, \tag{3.58}$$

posea todas sus raíces en el semiplano izquierdo del plano complejo (sea Hurwitz). La Figura 3.10 muestra el esquema de control GPI para un sistema integrador de enésimo orden.

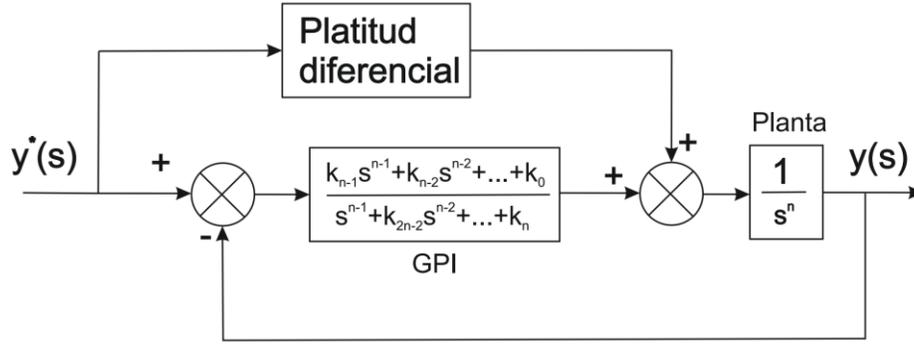


Figura 3.10. Controlador GPI para un sistema integrador de enésimo orden.

La robustez de los sistemas de control ante perturbaciones e incertidumbre es uno de los problemas centrales en el diseño de esquemas de control, desafortunadamente, el control GPI carece de esta característica. Sin embargo, a través de un análisis similar al presentado, considerando un sistema perturbado, es posible diseñar un controlador GPI robusto a perturbaciones e incertidumbres.

Para mostrar lo siguiente, se considera el siguiente sistema lineal perturbado

$$y^n = u + \mathcal{O}(t^{p-1}) \tag{3.59}$$

en donde $\mathcal{O}(t^{p-1})$ representa un polinomio en el tiempo de grado $p - 1$ completamente desconocido.

Se desea regular la salida del sistema y en un punto de operación a través de una señal de referencia suave y^* mediante una acción de control u a pesar de la perturbación $\mathcal{O}(t^{p-1})$. La ley de control para este sistema perturbado es

$$u = u^* - \left[\frac{k_{n+(p-1)}s^{n+(p-1)} + k_{n+(p-2)}s^{n+(p-2)} + \dots + k_1s + k_0}{s^p(s^{n-1} + k_{2n+(p-2)}s^{n-2} + \dots + k_{n+(p+1)}s + k_{n+p})} \right] (y - y^*) \tag{3.60}$$

la cual genera un polinomio característico del error del sistema en lazo cerrado dado por

$$p_c(s) = s^{2n+(p-1)} + k_{2n+(p-2)}s^{2n+(p-2)} + \dots + k_1s + k_0 \tag{3.61}$$

en donde el conjunto de coeficientes se eligen de tal forma que todas sus raíces se encuentren en el semiplano izquierdo del plano complejo. La siguiente figura (Figura 3.11) muestra el esquema de control a través de un GPI para un sistema integrador de n-ésimo orden perturbado.

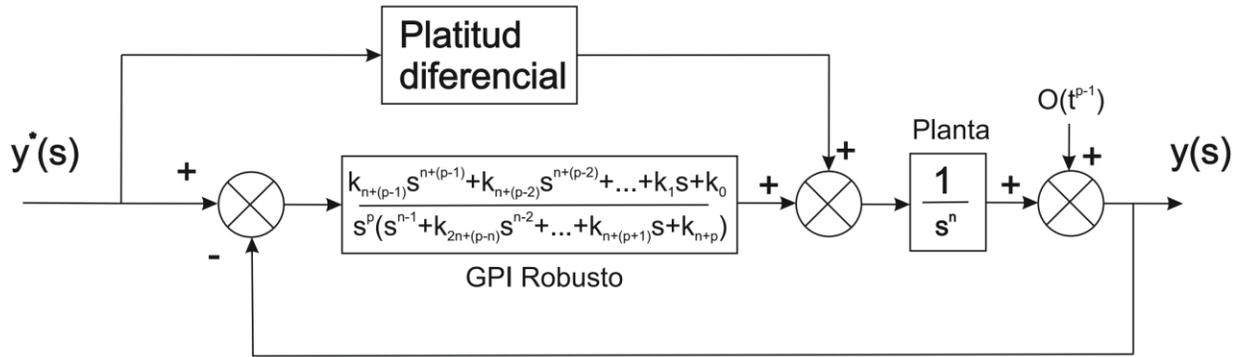


Figura 3.11. Controlador GPI robusto para un sistema de enésimo orden perturbado.

Como ejemplo para mostrar el diseño de un esquema de control GPI se considera el siguiente sistema de segundo orden perturbado:

$$m\ddot{y} = u + p_i(t) \tag{3.62}$$

donde $p_i(t)$ es una perturbación desestabilizante actuando en un tiempo t de manera aditiva

El objetivo es estabilizar a la salida y en cero, es decir $y^* = 0$; por lo tanto, la señal de un control nominal $u^* = \ddot{y}^* = 0$. Se considera que $p_i(t)$ es un polinomio de cuarto orden y se desea reconstruir el estado \dot{y} . Para esto, una combinación lineal de seis integraciones iteradas de la salida del sistema compensa la señal de perturbación $p_i(t)$ caracterizada en un polinomio de cuarto orden y elimina el error provocado por la reconstrucción estructural del estado no medido \dot{y} .

Entonces, usando la ley de control GPI robusto con $n = 2$ y $(p - 1) = 4$, se obtiene el siguiente controlador GPI:

$$u = -m \left[\frac{k_6 s^6 + k_5 s^5 + k_4 s^4 + k_3 s^3 + k_2 s^2 + k_1 s + k_0}{s^5 (s + k_7)} \right] y \quad (3.63)$$

el polinomio característico del sistema en lazo cerrado es

$$p_c(s) = s^8 + k_7 s^7 + k_6 s^6 + k_5 s^5 + k_4 s^4 + k_3 s^3 + k_2 s^2 + k_1 s + k_0 \quad (3.64)$$

en donde k_0 a k_7 se obtienen igualando el polinomio característico con el polinomio Hurwitz de octavo orden dado por

$$p_H(s) = (s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)^4 \quad (3.65)$$

como resultado

$$k_7 = 8\xi\omega_n \quad (3.66)$$

$$k_6 = 24\xi^2\omega_n^2 + 4\omega_n^2 \quad (3.67)$$

$$k_5 = 32\xi^3\omega_n^3 + 24\xi\omega_n^3 \quad (3.68)$$

$$k_4 = 48\xi^2\omega_n^4 + 6\omega_n^4 + 16\xi^4\omega_n^4 \quad (3.69)$$

$$k_3 = 32\xi^3\omega_n^5 + 24\xi\omega_n^5 \quad (3.70)$$

$$k_2 = 24\xi^2\omega_n^6 + 4\omega_n^6 \quad (3.71)$$

$$k_1 = 8\xi\omega_n^7 \quad (3.72)$$

$$k_0 = \omega_n^8 \quad (3.73)$$

en donde ξ hace referencia al factor de amortiguamiento del polinomio Hurwitz y ω_n es la frecuencia natural no amortiguada de este mismo polinomio y son propuestas por el diseñador del controlador de acuerdo a las dinámicas deseadas.

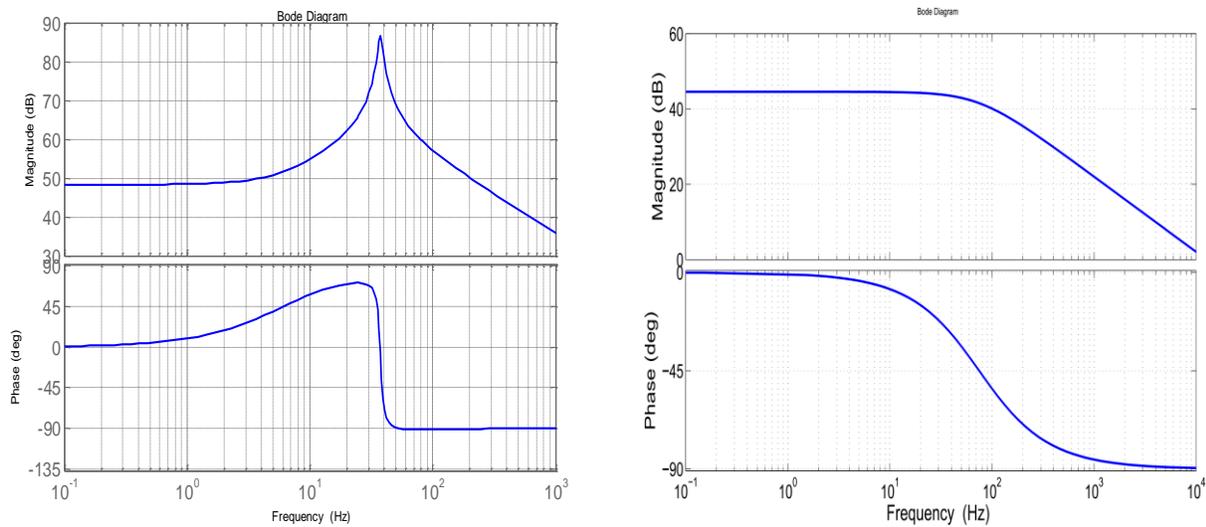
3.4. Simulación del convertidor bidireccional

En este apartado se presentan los resultados de simular al convertidor bidireccional en ambos modos de operación y operando de forma separada. Para ello, los parámetros del convertidor son los que se presentan en la Tabla 3.2.

Tabla 3.2. Parámetros del convertidor bidireccional.

Parámetro	Boost	Buck
V_{in}	48 V	300 V
V_{out}	300 V	48 V
D	0.84	0.16
f_s	50 kHz	50 kHz
L	$9.216 \times 10^{-4} H$	$9.216 \times 10^{-4} H$
C	$589.46 \times 10^{-6} F$	$1.085 \times 10^{-6} F$

Considerando estos parámetros, los diagramas de bode del convertidor bidireccional en los distintos modos de operación se presentan en la Figura 3.12.



a) Diagrama de bode del sistema en modo Boost.

b) Diagrama de bode del sistema en modo Buck.

Figura 3.12. Diagramas de bode del convertidor bidireccional (funciones de transferencia control-salida).

3.4.1. Control de corriente del convertidor bidireccional modo Boost

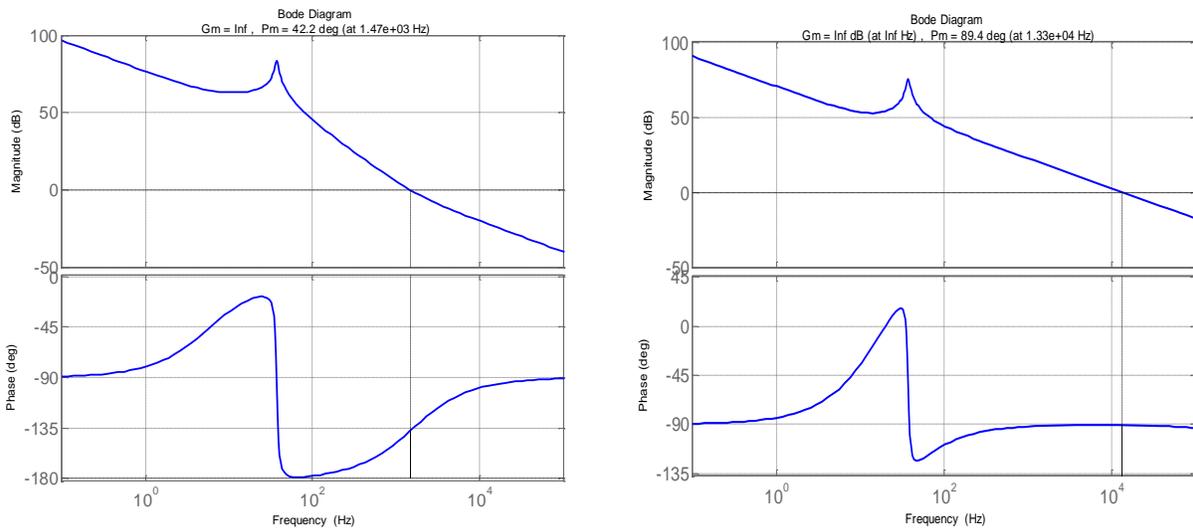
A partir de la función de transferencia del convertidor bidireccional en modo Boost se realiza la sintonización de las ganancias para los controladores PI, compensador tipo III y GPI. Considerando lo anterior, el controlador PI sintonizado para el convertidor bidireccional modo Boost es

$$G_{PI} = \frac{0.0159876529963445s + 161.725412625956}{s} \tag{3.74}$$

Mientras, el compensador Tipo III sintonizado es

$$G_{\text{tipo III}} = \frac{0.006912s^2 + 1.487s + 80}{2.7 \times 10^{-9}s^3 + 0.027s^2 + s} \quad (3.75)$$

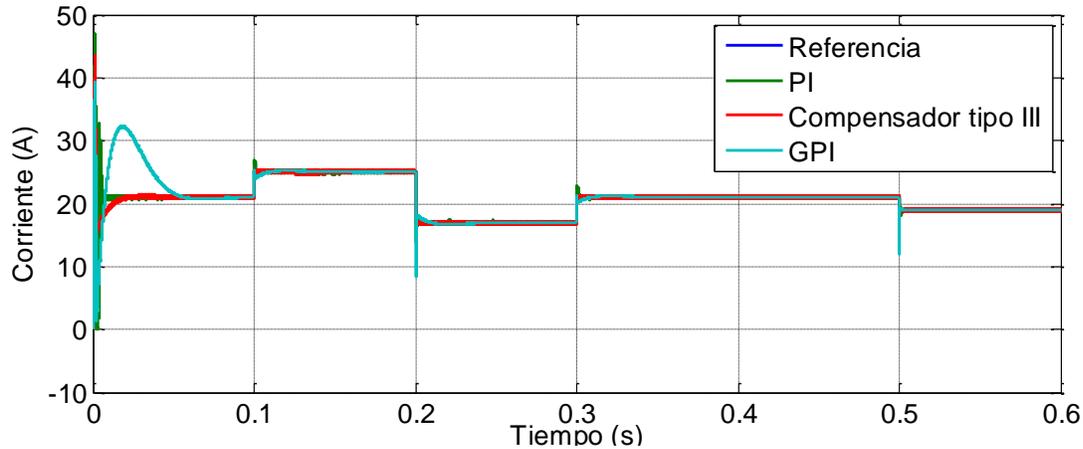
con lo anterior, las ganancias de lazo para el sistema en modo Boost con el controlador PI y compensador Tipo III son:



a) Ganancia de lazo PI.

b) Compensador Tipo III.

Figura 3.13. Ganancia de lazos con distintos controladores operando un convertidor bidireccional modo Boost.



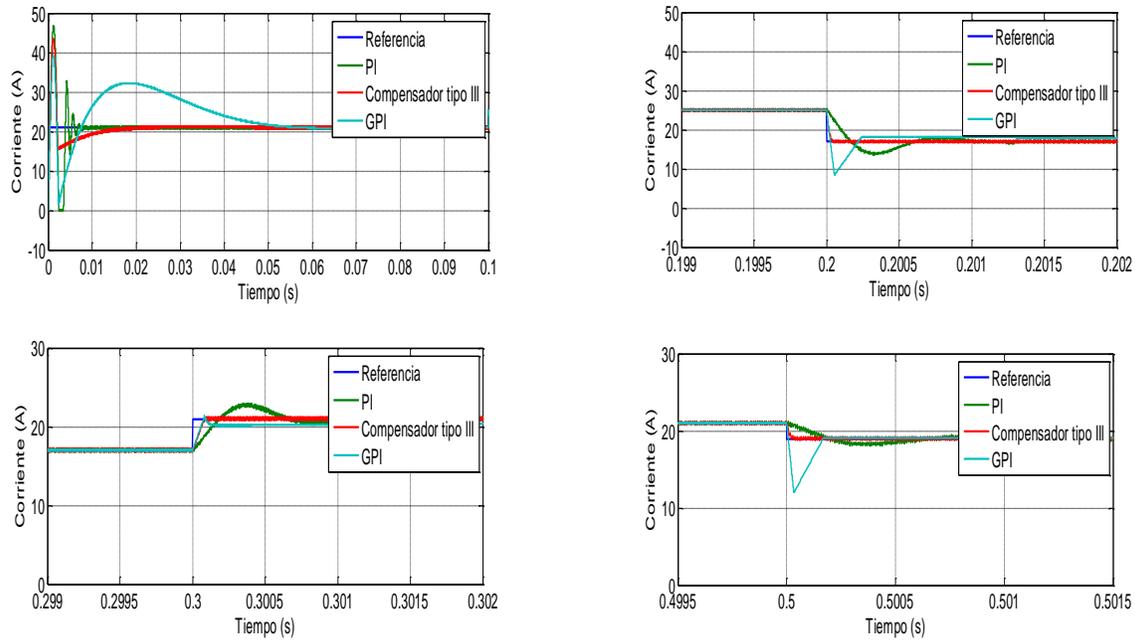
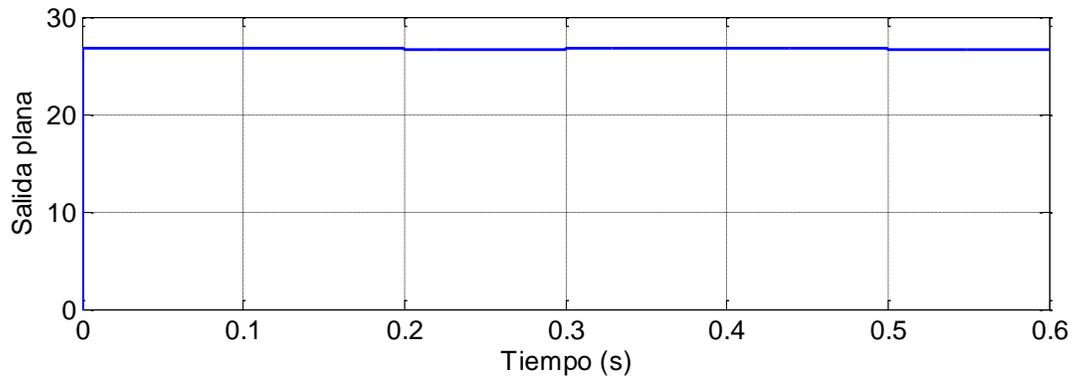
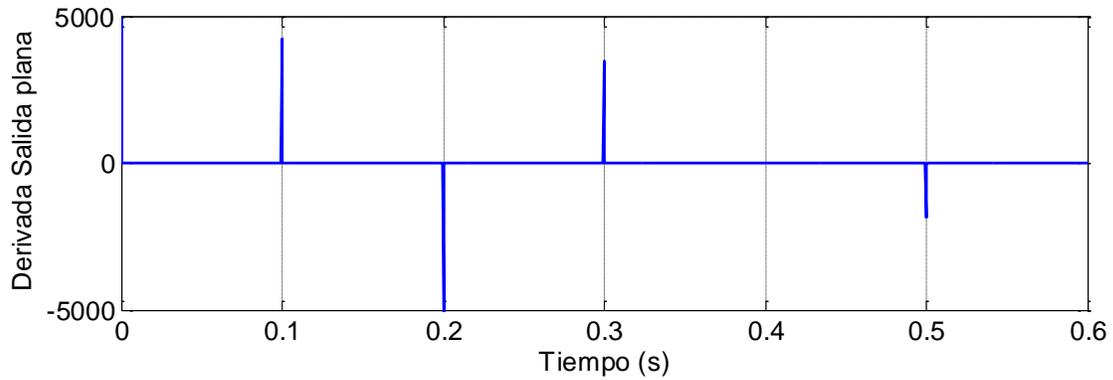


Figura 3.14. Comparación de dinámicas de controladores en un convertidor bidireccional en modo Boost.

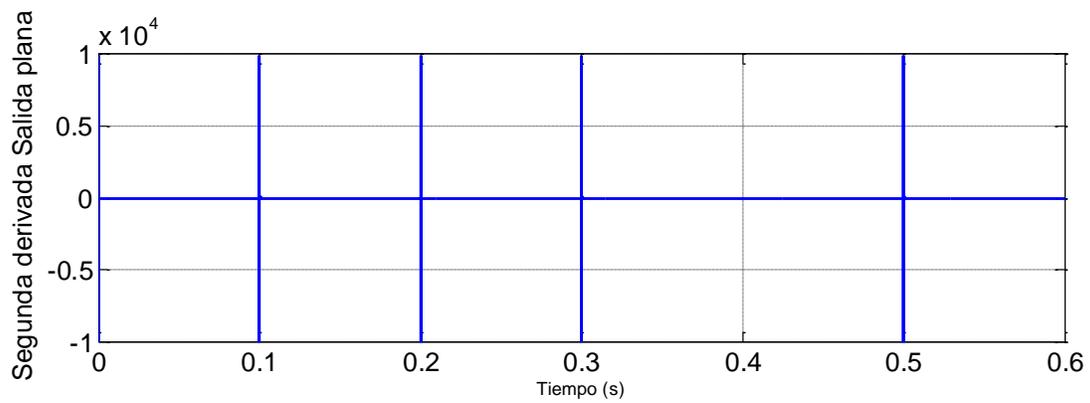
Considerando los resultados de la simulación con los distintos cambios en la referencia de corriente, se aprecia que el control basado en un compensador tipo tres es el que presenta mejores resultados. Lo anterior se establece a partir de la velocidad de respuesta que se genera con este controlador y en el error en estado estacionario que se produce al utilizarlo.



a) Dinámica de la salida plana.



b) Dinámica de la derivada de la salida plana.



c) Dinámica de la segunda derivada de la salida plana.

Figura 3.15. Dinámica de las derivadas de la componente prealimentada.

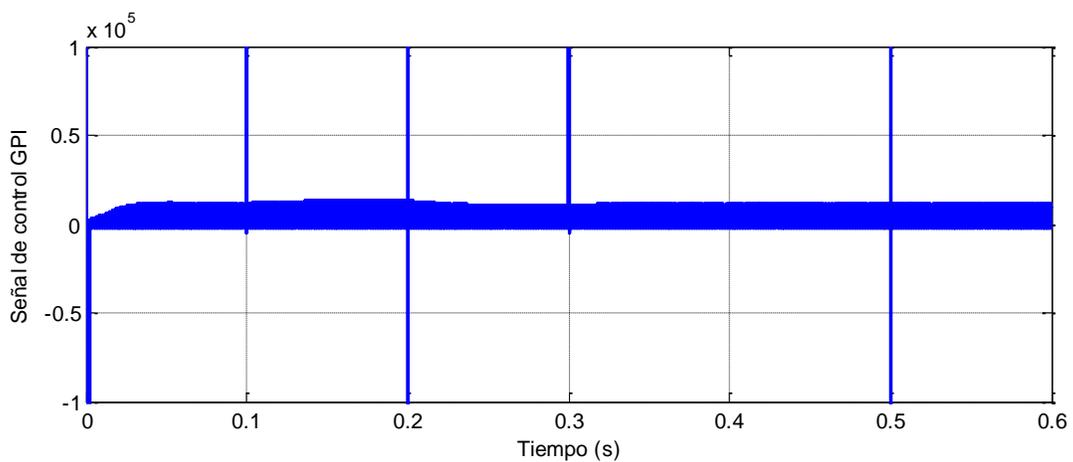


Figura 3.16. Señal de control del sistema controlado con GPI + plitud diferencial.

Por otro lado, la operación con el controlador GPI implica tener que colocar una componente prealimentada, la cual depende de la salida plana y sus derivadas. Dado que éstas depende de los cambios de referencia (en este sistema deben ser muy rápidos), se producen valores muy grandes en la componente prealimentada (Figura 3.15). Esto provoca que la señal de control se encuentre muy por arriba de su valor establecido para este tipo de sistemas lo cual se muestra en la Figura 3.16. En virtud de esto, se establece que el controlador GPI+ aplanamiento diferencial es capaz de operar al sistema y realizar seguimiento, pero los valores que se pueden obtener de las derivadas de la salida plana para sistemas dinámicos muy rápidos, como es este caso, son muy grandes, y al momento de la implementación será un problema.

Capítulo 4 . Integración de los componentes del sistema fotovoltaico autónomo

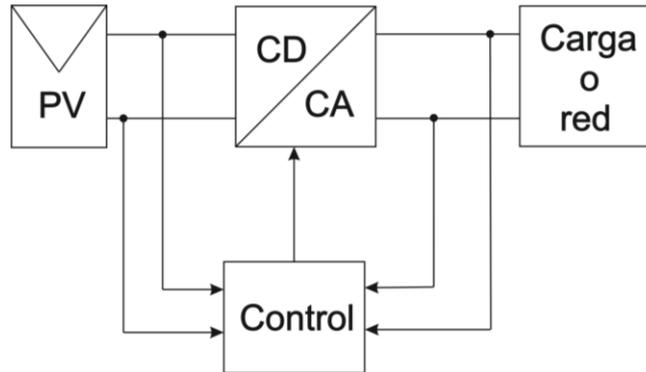
En este cuarto capítulo se presenta un estudio de los principales elementos que conforman un sistema fotovoltaico autónomo, sus controladores y su sistema de gestión de energía. En la sección 4.2 se describe la configuración del sistema fotovoltaico autónomo utilizado para el estudio de esta tesis. Una vez descrito el sistema, el dimensionamiento de los elementos utilizados se presenta en la sección 4.3. Los principales modos de operación del sistema fotovoltaico; y la descripción del gestor de energía se detalla en la sección 4.4 de este capítulo. La sección 4.5 del capítulo se utiliza para presentar las principales características del bus de CD y muestra un estudio numérico del capacitor mínimo a utilizarse en un sistema fotovoltaico autónomo. Finalmente, la sección 4.6 detalla los efectos de la reducción del capacitor y analiza las consideraciones a tomar para operar al sistema con un capacitor reducido.

4.1. Introducción

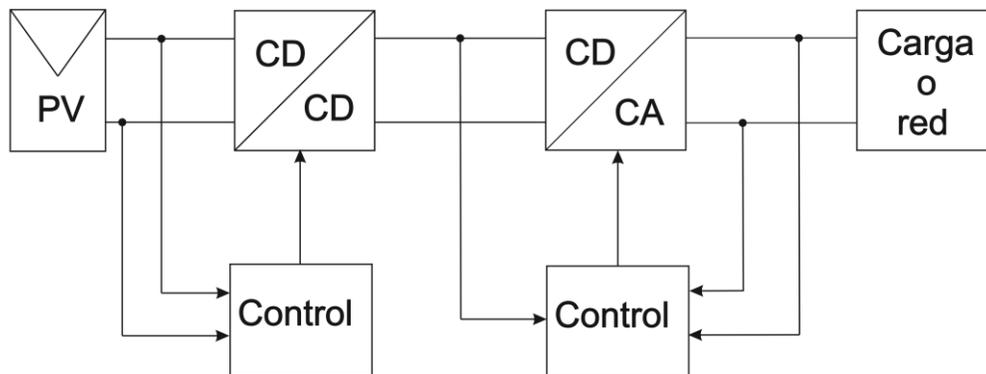
En un sistema fotovoltaico, el voltaje y la corriente que se generan se pueden utilizar para alimentar una carga, almacenar energía en una batería o inyectarla a la red. Actualmente, este tipo de sistemas hace uso de convertidores de voltaje con el propósito de regular el voltaje y la corriente que suministra el sistema fotovoltaico. Gracias a éstos se pueden mejorar las características dinámicas y de estado estacionario de este tipo de fuente de generación de electricidad, se logra el seguimiento del punto de máxima potencia y se satisface la regulación del voltaje aún cuando la naturaleza de la fuente de energía es cambiante.

Son varias las configuraciones que se pueden implementar para operar los sistemas fotovoltaicos, una de ellas surge a partir del número de etapas de procesamiento de energía que se tiene en el sistema. Una primera configuración es el operarlos como sistemas con una sola etapa de conversión de energía eléctrica (Figura 4.1a). En este arreglo, el inversor debe encargarse del seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT), del control de corriente y en algunos casos, de la regulación del voltaje en el bus de CD [5]. En la Figura 4.1b se muestra la

configuración de un sistema fotovoltaico aislado con doble etapa de procesamiento de energía. En esta configuración, el primer convertidor de voltaje normalmente se encarga de realizar el seguimiento del punto de máxima potencia y dependiendo del tipo de controlador que se utilice, el inversor de voltaje es el encargado de realizar la conversión de energía de acuerdo a las especificaciones para alimentar una carga o inyectarse a la red.



a) Sistema fotovoltaico con una sola etapa de manejo de energía.



b) Sistema fotovoltaico con dos etapas de manejo de energía.

Figura 4.1. Configuraciones de un sistema fotovoltaico.

Tradicionalmente, en los sistemas fotovoltaicos autónomos, la fuente de energía se conecta a la carga a través de un convertidor CD-CD el cual busca extraer la máxima potencia. Para ello, el sistema cuenta con un elemento almacenador de energía que se conecta a la entrada o la salida del convertidor CD-CD; las configuraciones típicas se muestran en la Figura 4.2 [75]. En este trabajo se selecciona la configuración mostrada en 4.2b, ya que se busca primero extraer la máxima energía con el convertidor CD-CD presente y después esta energía, canalizarla a la carga o a la batería, según sean las condiciones energéticas.

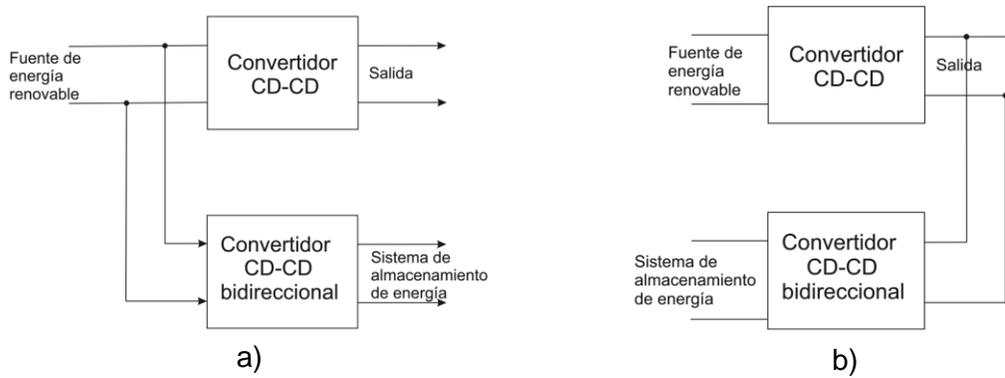


Figura 4.2. Configuración de conexión del elemento de almacenamiento de energía.

4.2. Descripción del sistema

Considerando lo anterior, en este tema de tesis se trabaja con una configuración con dos etapas de manejo de energía (Figura 4.1.b), cuyo elemento de almacenamiento de energía se conecta en el bus de CD a través de un convertidor bidireccional. Para la determinación del modo de operación del convertidor bidireccional se utiliza un esquema de control supervisorio. Además, cada uno de los convertidores presentes posee un esquema de control para la correcta operación de la etapa en donde se encuentra el elemento. La Figura 4.3 muestra la configuración completa mediante un diagrama de bloques del sistema estudiado en esta tesis. Este esquema presenta la ventaja de proveer mayor flexibilidad en la elección de la tensión nominal de la batería y permite controlar la carga y descarga de la misma para equilibrar el flujo de potencia del sistema [4].

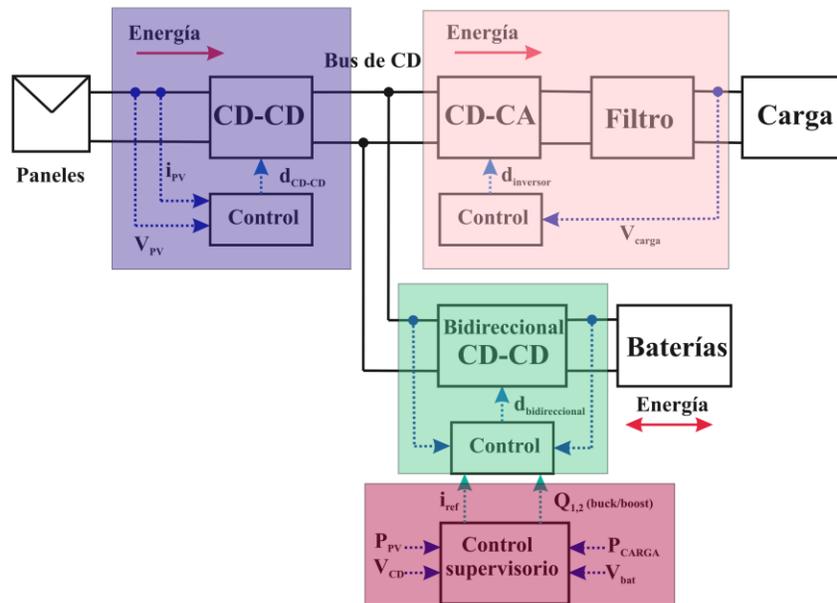


Figura 4.3. Representación del sistema fotovoltaico autónomo.

En la configuración anterior, el panel fotovoltaico se conecta a un convertidor debido a que la potencia que provee este elemento es variante con la radiación solar y con la temperatura a la que se encuentre. Por lo tanto, para mantener una mejor eficiencia aun cuando existan cambios en las condiciones ambientales es necesario operar a este convertidor con un esquema de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT, por sus siglas en inglés) [5].

Para sistemas autónomos, el esquema de MPPT, sólo es posible si existe un elemento almacenador de energía. La batería se necesita para almacenar el exceso de energía generada por el panel fotovoltaico [6]. El problema que surge con las baterías se da por sus características de operación, las cuales deben evitar niveles de sobrecarga o descarga de la batería, y por los niveles de tensión y corriente con los cuales puede operar. El no prestar atención a estas condiciones de operación reduce de manera significativa la vida útil de la batería. Lo anterior se resuelve mediante la incorporación de un convertidor bidireccional, el cual se encarga del proceso de carga y descarga de ésta.

En el caso del convertidor conectado a la carga, normalmente se dispone de un inversor, el cual genera la señal de corriente alterna necesaria para alimentar una carga de CA; las cuales son más comunes. Este convertidor se utiliza para transformar el voltaje de corriente directa presente en el bus de corriente directa (CD), a una señal alterna (CA), la cual debe poseer ciertas características de magnitud, frecuencia y contenido armónico [7].

Finalmente, el capacitor en el bus de corriente directa se utiliza como un elemento desacoplador, entre la potencia de CD y la de CA, y como un elemento almacenador transitorio de energía para evitar las perturbaciones de potencia en el bus de CD. Tradicionalmente, los diseñadores seleccionan capacitores electrolíticos para este propósito, ya que éstos ofrecen una alta capacidad de almacenamiento a un precio razonable [8].

En la configuración anterior, el convertidor que se conecta en los paneles es un convertidor Boost, el cual se controla con un esquema de seguimiento del punto de máxima potencia. El convertidor bidireccional es un convertidor de medio puente no aislado que tiene las funciones de elevación y reducción de tensión (Buck+Boost) y cada modo de operación posee un lazo independiente de control. El inversor de voltaje es un puente completo cuyo esquema de control está basado en controladores PI. En resumen, la configuración del sistema completo es como se muestra en la Figura 4.4.

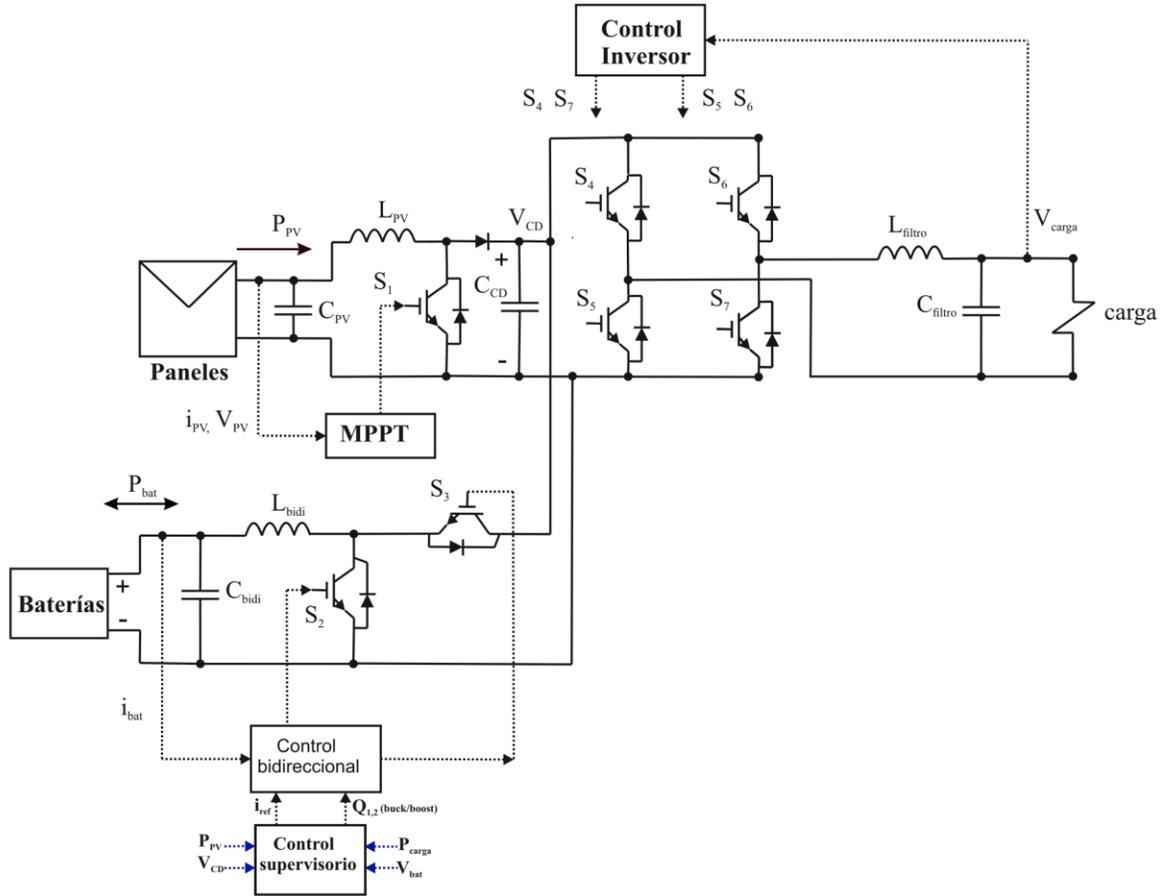


Figura 4.4. Sistema fotovoltaico autónomo con sus convertidores y esquema de control.

4.3. Dimensionamiento del sistema fotovoltaico

La radiación solar es el parámetro clave para el diseño de los sistemas fotovoltaicos. Los principales factores que afectan la generación de electricidad en los paneles son su orientación, su ángulo de montaje respecto a la horizontal y las condiciones climáticas. Asimismo, en varias partes del mundo, la radiación recibida se modifica considerablemente en verano respecto a las épocas invernales. Por ejemplo, en ciertas regiones del norte de México la radiación en invierno llega a niveles de 5 kW/m^2 , mientras que en verano ésta puede subir a 8 kW/m^2 por día, generando una radiación promedio de 6.5 kW/m^2 por día [76].

La radiación recibida por la superficie fotovoltaica depende de su orientación e inclinación con respecto a la posición del sol, lo anterior genera que el recurso solar en un lugar se especifique como la proporción de radiación medida sobre un plano horizontal. Actualmente existen mapas y tablas las cuales proporcionan información referente a la radiación recibida en distintas regiones del planeta.

Como se mostró en los párrafos anteriores, la cantidad de energía que entrega un sistema de paneles fotovoltaicos depende de la radiación que recibe y de su temperatura de operación. Por lo tanto, es posible estimar la energía eléctrica (en kW-horas/por día) que se espera obtener del sistema fotovoltaico, a partir de considerar las siguientes aproximaciones:

- La capacidad real del sistema fotovoltaico es aproximadamente 15 % menor a la potencia establecida; luego entonces, la capacidad efectiva se encuentra entorno al 85% de lo establecido.
- La energía eléctrica esperada (kW-horas) es el producto de la capacidad real del sistema y de la radiación (horas pico de sol) a un ángulo de elevación. El nivel de generación de energía eléctrica del sistema fotovoltaico depende de la época del año.

Existen varias metodologías y programas computacionales para realizar el dimensionamiento de sistemas fotovoltaicos. Uno de los métodos más simples para dimensionar un sistema fotovoltaico es mediante el uso de las eficiencias energéticas de cada uno de los componentes presentes en el sistema (Tabla 4.1). Con lo anterior, la capacidad real del sistema fotovoltaico se reduce en un porcentaje considerable a lo establecido en la placa de valores nominales del sistema [76].

Tabla 4.1. Eficiencia promedio de los componentes presentes en un sistema fotovoltaico [76].

Componente	Eficiencia
Paneles	80-85 %
Inversor	80-90 %
Cable	97-98 %
Fusibles, interruptores	98-99 %
Baterías	65-75 %

Para realizar el dimensionamiento del sistema fotovoltaico se considera la siguiente carga instalada (Tabla 4.2)

Tabla 4.2. Carga alimentada con el sistema fotovoltaico.

Componentes	Horas operando	Potencia (W)	Energía (kWh)
4 Lámparas	8	60	0.480
1 Refrigerador	6	290	1.74
1 Pantalla	3	156	0.468
1 Computadora	7	65	0.455
Lavadora	32 horas al mes	400	0.426
Total		971 W	3.569 kWh

Se supondrá que se trata de un sistema autónomo y que se encuentra instalado en Cuernavaca, Morelos, la cual recibe una radiación anual promedio de 5.69 kWh/m² [77] y cuyo número de horas pico promedio es de 5.94 horas. A partir de lo anterior y considerando una carga de 3.5 kWh de consumo diario se tiene que el dimensionamiento de los paneles es el siguiente:

$$\# \text{ Paneles} = \frac{\text{Energía consumida}}{\text{Horas pico} * \text{Potencia Paneles} * \text{Eficiencia del sistema}} \tag{4.1}$$

$$\# \text{ Paneles} = \frac{3.5kWh}{5.94 * 250 * 0.7} = 3.367 \text{ módulos} \approx 4 \text{ módulos}$$

Con lo anterior, son 4 los módulos de 250 W (Tabla 4.3) que se requieren para alimentar una carga de 3.5 kWh. En este sentido, este sistema es capaz de producir la siguiente cantidad de energía diaria (la cual es superior a la requerida).

$$\text{Energía entregada} = \# \text{ Paneles} * \text{Potencia Paneles} * \text{Eficiencia} * \# \text{Horas Pico de radiación} \tag{4.2}$$

$$\text{Energía entregada por 4 paneles} = 4 * 250 * 0.7 * 5.94 = 4158 \text{ Wh}$$

Tabla 4.3. Parámetros del panel fotovoltaico.

Parámetro	Valor
Corriente de cortocircuito	8.71 A
Voltaje en circuito abierto	36.3 V
Corriente en P _{max}	8.17 A
Voltaje en P _{max}	30.6 V
Potencia en P _{max}	250 W
Temperatura	25°C
Celdas en serie	36

En el caso de la batería con la que se podría operar, es una batería de ciclo profundo que puede proporcionar 125 Ah y se busca operarla a un nivel de descarga no mayor al 60%. El número de baterías necesarias para el sistema se establece con base en el siguiente cálculo, el cual considera que la batería se carga todos los días y su uso es para cuando los paneles no pueden proporcionar la energía que requiere la carga conectada y que se desea tener dos días de autonomía. Con lo anterior, primero se estima la cantidad de Ah que requiere la carga, esto es:

$$\text{Cantidad de Ah requeridas} = \frac{\text{Energía consumida en un día (Wh)}}{\text{Voltaje nominal de la batería}}$$

(4.3)

$$\text{Cantidad de Ah requeridas} = \frac{3.5\text{kWh}}{48\text{V}} = 72.91667 \text{ Ah/día}$$

Con esto, la capacidad del banco de baterías en función del número de días de autonomía es

$$\text{Capacidad del banco} = \frac{\text{Días de autonomía} * \text{Cantidad de Ah requeridos}}{\text{Eficiencia de la batería} * \text{Nivel de descarga}}$$

(4.4)

$$\text{Capacidad del banco} = \frac{2 * 72.91667}{0.75 * 0.6} = 324.07 \text{ Ah}$$

Finalmente, el número de baterías requeridas es

$$\text{Capacidad del banco} = \frac{\text{Capacidad del banco de baterías}}{\text{Cantidad de Ah que puede entregar la batería}}$$

$$\text{Capacidad del banco} = \frac{324.07}{125} = 2.59$$

(4.5)

≈ Se requiere de 3 baterías para lograr la autonomía deseada

En el caso del inversor, su dimensionamiento depende de la potencia instantánea máxima que manejará, la cual en este caso es de 1136 W. El inversor que se instale debe de soportar un 25-30% más de potencia máxima, esto es

$$\text{Tamaño de inversor} = \text{Potencia máxima} * 1.3$$

(4.6)

$$\text{Tamaño de inversor} = 1136 * 1.3 = 1476.8 \text{ W}$$

4.3.1. Dimensionamiento del convertidor Boost encargado del MPPT

El esquema de MPPT se realizará con un convertidor Boost, ya que es necesario elevar el nivel de tensión en el bus de CD, el cual se encuentra conectado a la salida de este convertidor. Para ello, el dimensionamiento de los componentes del convertidor se hará con base en las características eléctricas de los paneles cuando se encuentran operando con la máxima radiación y en el punto de máxima potencia. Asimismo, la salida de tensión se considera de 325 V, dado que este nivel de tensión permite operar correctamente el MPPT (elevar la tensión con base en la extracción de la máxima potencia) y al inversor de tensión. Tomando en cuenta lo anterior, los datos con los que se diseña el convertidor son los que se muestran en la Tabla 4.4.

Tabla 4.4. Parámetros de diseño del convertidor Boost.

Parámetro	Boost
V_{in}	122 V
V_{out}	300 V
D	0.5933
f_s	50 kHz
Δi_L	409.8 mA
P_0	1000 W

A partir de estos datos, el valor del inductor es

$$L = \frac{V_{in}D}{\Delta i_L f_s} = \frac{(122)(0.5933)}{409.8 \text{ mA} * 50 \times 10^3} = 3.5327 \text{ mH} \quad (4.7)$$

En el caso del capacitor de salida, éste se trata del que se encuentra conectado en el bus de CD y su valor debe ser grande para desacoplar dinámicas entre los distintos subsistemas. Para estimar el valor mínimo de este capacitor se utiliza la expresión [78]

$$C = \frac{P_0}{2\pi f_{cd} \Delta V} = \frac{1000}{2 * \pi * 60 * 300 * 15} = 589.4627 \mu\text{F} \quad (4.8)$$

Cuyo valor es el mínimo de capacitancia para obtener 5% de rizo de tensión.

4.3.2. Dimensionamiento del convertidor bidireccional Buck-Boost

Cuando se opera este convertidor en modo Boost, el capacitor de salida es el que se encuentra conectado en el bus de CD, el cual posee una magnitud de $589.4627\mu F$. En el caso del inductor, el valor de inductancia es (con base en los datos de la Tabla 4.5 y tomando un rizo de corriente del 5% del valor nominal)

$$L = \frac{V_{in}D}{\Delta i_L f_s} = \frac{(48)(0.84)}{(25/24)(50 \times 10^3)} = 7.74144 \times 10^{-4} \text{ H} \quad (4.9)$$

Cuando este convertidor opera en modo Buck, el capacitor de salida es

$$C = \frac{(V_{in} - V_{out})D}{8L\Delta V_c f_s^2} = \frac{(300 - 48)(.16)}{8 * 7.74144 \times 10^{-4} * 2.4 * (50 \times 10^3)^2} = 1.0850694 \times 10^{-6} \text{ F} \quad (4.10)$$

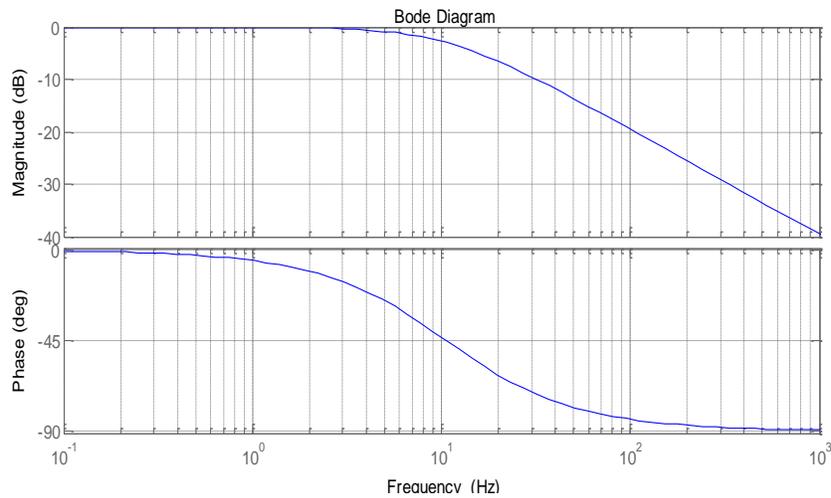
Tabla 4.5. Parámetros de diseño del convertidor bidireccional.

Parámetro	Boost	Buck
V_{in}	48 V	300 V
V_{out}	300 V	48 V
D	0.84	0.16
f_s	50 kHz	50 kHz
Δi_L	1.04166 A	1.04166 A

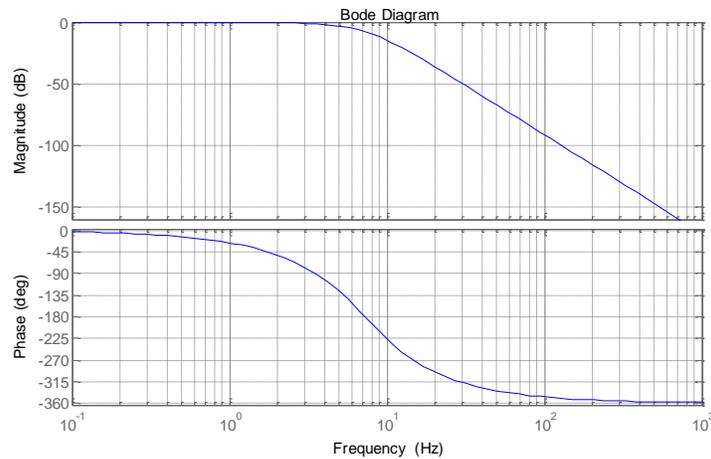
4.3.3. Filtros pasa-bajas

Para operar al control supervisorio y generar las referencias de corriente en varios lazos de control es necesario utilizar una serie de filtros, los cuales ayudan en la estimación de los valores promedios de varias señales utilizadas (dado que los valores de corriente y voltaje son señales conmutadas y no de corriente directa). En este caso se utilizan filtros pasabajas, los cuales deben poseer una buena atenuación de las señales de altas frecuencias y una dinámica rápida para evitar que estos filtros modifiquen de manera significativa la respuesta del sistema en general. En este sentido, para operar este sistema se trabaja con dos filtros pasa bajas, uno de primer orden el cual posee la dinámica dado por el bode de la Figura 4.5a y cuya función de transferencia es

$$G_{fprimerorden} = \frac{1}{0.015s + 1} \tag{4.11}$$



a) Bode del filtro de primer orden.

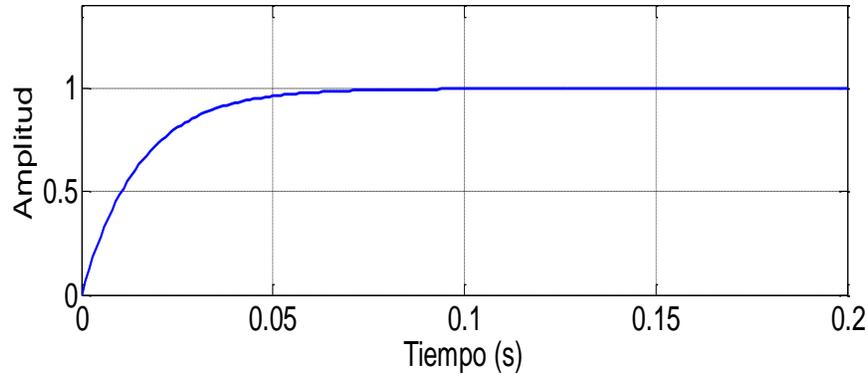


b) Bode del filtro Bessel de cuarto orden.

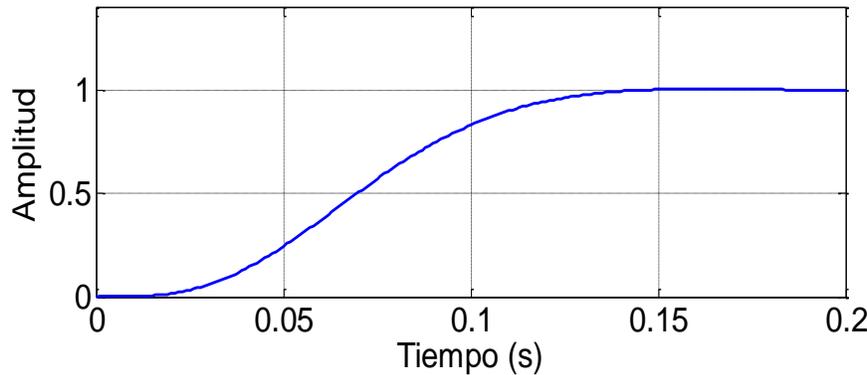
Figura 4.5. Diagrama de bode de los filtros utilizados en las simulaciones.

En el caso del filtro de cuarto orden, se trata de un filtro Bessel (Figura 4.5b) el cual posee una $\omega_n = 30 \text{ rad/seg}$. Con lo anterior, su función de transferencia es

$$G_{\text{filtro_bessel}} = \frac{4.128 \times 10^6}{s^4 + 140.8s^3 + 8920s^2 + 2.931 \times 10^5 s + 4.128 \times 10^6} \quad (4.12)$$



a) Respuesta dinámica del filtro de primer orden.



b) Respuesta dinámica del filtro de Bessel de orden cuatro.

Figura 4.6. Respuestas dinámicas de los filtros utilizados.

Para este sistema, es importante considerar la respuesta dinámica de estos filtros ya que éstos agregan retardos a los lazos de control debido a la dinámica natural que estos sistemas poseen. En este sentido, surge una relación inversa entre la velocidad de respuesta del filtro y las señales que éstos atenúan. Lo anterior imposibilita utilizar filtros con dinámicas muy rápidas, ya que éstos permiten pasar señales que le restan eficiencia al desempeño del filtro. Con lo anterior, los filtros anteriormente presentados fueron seleccionados con esas dinámicas ya que son los que poseen una buena velocidad de respuesta y de atenuación de elementos necesarios de filtrar.

4.4. Modos de operación y control supervisorio del sistema fotovoltaico

Para este trabajo se propone realizar la operación del sistema fotovoltaico mediante un arreglo de dos etapas en donde la batería se instale en el bus de CD. Además el sistema debe de poseer un convertidor bidireccional para realizar los procesos de carga y descarga de baterías. El arreglo propuesto es el que se muestra en la Figura 4.4.

Para realizar el control de sistema se utiliza un controlador supervisorio el cual debe garantizar el balance de potencia del bus de CD y además se debe garantizar la máxima vida útil de la batería. Para este sistema se tienen los siguientes objetivos de control:

- Balance de potencia independientemente de la radiación solar, carga de la batería y demanda de la carga.
- Transiciones suaves entre los distintos modos de operación, evitando grandes esfuerzos de voltaje y corriente.

El control de la gestión de energía de este sistema se basa en regular el voltaje en el bus de CD y, el proceso de carga y descarga de la batería. El problema de regulación de voltaje en el bus de CD se da por el hecho de que la energía que recibe el conjunto de paneles es variante o pueden surgir problemas con el sombreado parcial. Normalmente se propone un esquema de control en donde el convertidor Boost se opere de manera que se logre el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT), para lo cual utilizan alguna de las estrategias conocidas para tal fin. Además, el sistema debe poseer un convertidor bidireccional tipo Buck-Boost que se utiliza para cargar y descargar la batería que actúa como almacenador de energía del sistema. Este sistema permite mantener el equilibrio de potencias y regular la tensión en el bus de CD [4].

Lo que se busca obtener con el control supervisorio es lo siguiente:

- 1) Garantizar siempre la regulación (con variaciones permisibles por el rango de operación del inversor) de voltaje en el bus de CD.
- 2) Evitar transiciones innecesarias entre los distintos modos de operación.
- 3) Controlar el flujo de energía del banco de baterías.
- 4) Priorizar la energía proveniente del panel sobre la energía de la batería.

El voltaje en el bus de CD es la referencia que se debe tomar en cuenta al momento de decidir el modo de operación del sistema completo. Para ello se debe establecer un v_{CDref} y límites superior e inferior para este nivel de tensión (Figura 4.7). Una descripción de los principales modos de operación del sistema es el que se presenta en la Tabla 4.6. A partir de esta tabla se determinan los modos de operación descritos anteriormente.

El modo de operación responde al valor de tensión en el bus de CD. Si el nivel de tensión se encuentra por arriba del nivel máximo establecido (V_{cd_max}), el control supervisorio debe drenar la energía del bus de CD, para ello cambia la operación del convertidor bidireccional a modo Buck, con lo cual este excedente energético se inyecta en el banco de baterías presente en el sistema fotovoltaico. Con lo anterior, el nivel de tensión en el bus de CD comienza a reducirse hasta llegar al nivel mínimo de tensión establecido en el bus de DC.

Cuando la tensión en el bus de CD alcanza el nivel mínimo establecido, la operación del convertidor bidireccional cambia de modo Buck a modo Boost, lo anterior es debido a que se busca aumentar el nivel de tensión en esta etapa del sistema. Esta operación del convertidor bidireccional continuará hasta que se alcanza nuevamente el nivel máximo de tensión. Conviene mencionar que el tiempo que le toma al sistema llegar al nivel máximo o mínimo de tensión en el bus de CD depende en gran medida del tamaño del capacitor, esto es, valores grandes de capacitor hacen que el tiempo de carga y descarga del capacitor sea grande comparado con valores significativamente más pequeños de capacitor. Con esto, el problema de reducir el valor de capacitancia se da por el aumento en la velocidad en el cambio de tensión en el convertidor.

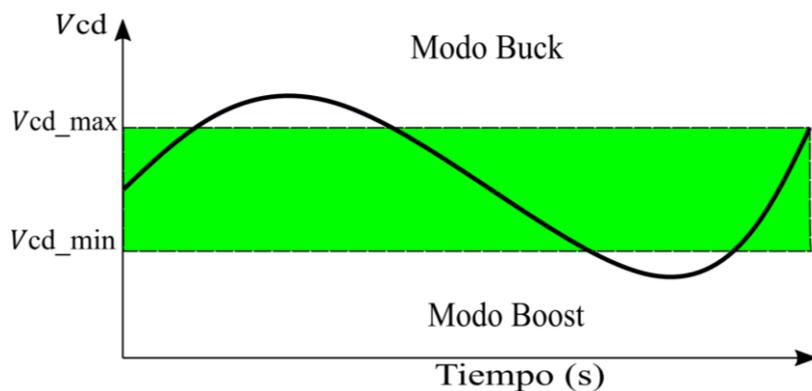


Figura 4.7. Niveles tensión para el control supervisorio.

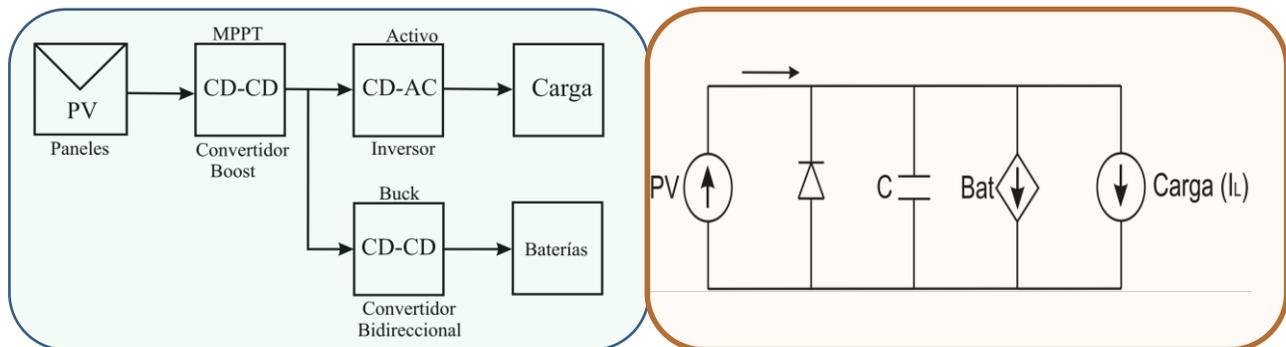
Tabla 4.6. Reglas de operación del control supervisorio.

S1	S2	A1	Operación	Q1	Q2	A2
0	0	-	Intermedio	0	0	-
0	1	0	Boost	0	1	1
1	0	1	Buck	1	0	0
1	1	-	No existe	x	x	-

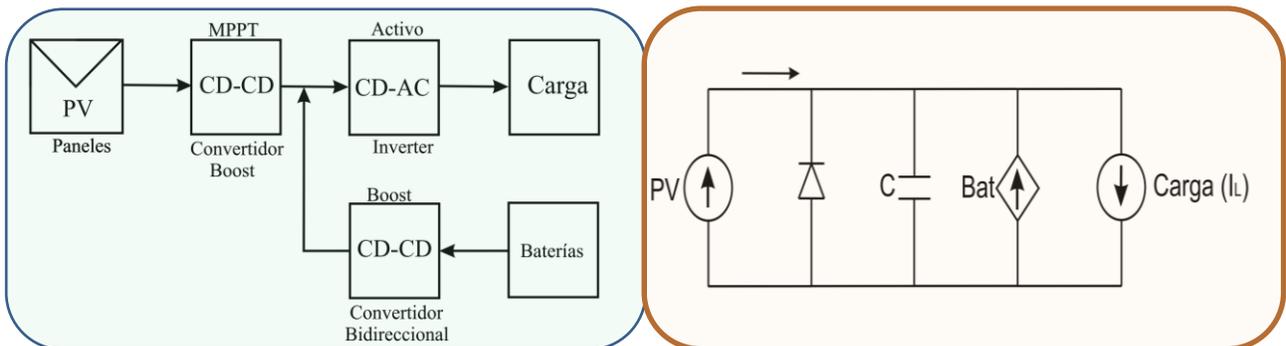
Tomando en cuenta los elementos presentes en el sistema (convertidor Boost, convertidor bidireccional e inversor) y considerando sus posibles modos de operación de los convertidores, el sistema fotovoltaico posee los siguientes modos de operación (Figura 4.7).

a) Primer modo de operación

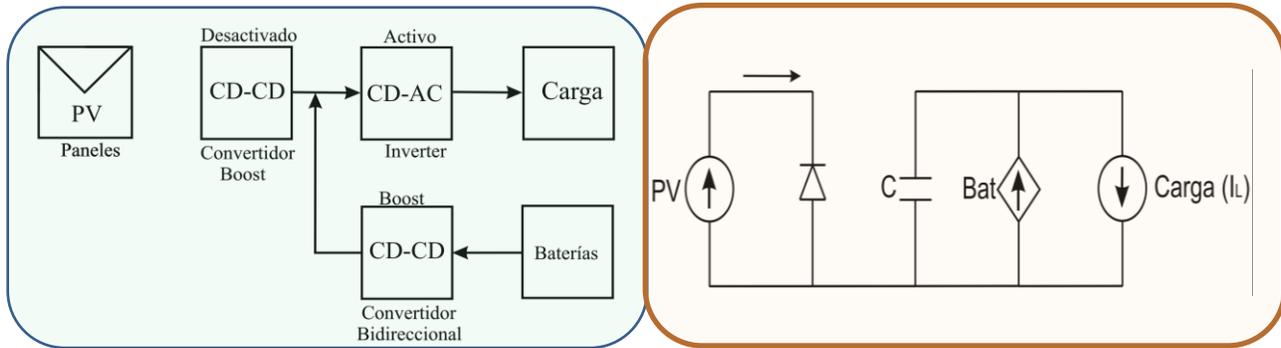
En este primer modo de operación, el convertidor Boost trabaja en modo de seguimiento para extraer la máxima energía con el propósito de alimentar a la carga y para cargar al banco baterías (Figura 4.8a). Lo anterior implica que el inversor se encuentra operando en modo activo y el convertidor bidireccional opera como convertidor Buck. Este modo de operación continuará hasta el momento en que la batería esté completamente cargada o cambien las condiciones ambientales que hagan que disminuya o aumente la energía proveniente de la radiación solar.



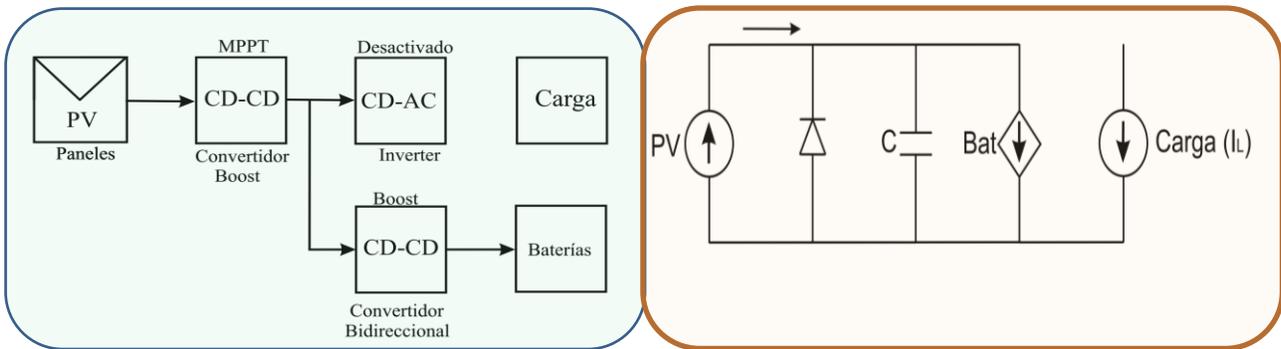
a) Primer modo de operación.



b) Segundo modo de operación.



c) Tercer modo de operación.



d) Cuarto modo de operación.

Figura 4.8. Modos de operación del sistema fotovoltaico autónomo.

b) Segundo modo de operación

En el segundo modo de operación, el flujo de potencia es como el que se muestra en la Figura 4.8b. En éste, el panel fotovoltaico opera con el convertidor Boost en modo MPPT, el inversor se encuentra operando y el convertidor bidireccional opera en modo Boost para complementar la energía que produce el panel fotovoltaico ya que éste no genera suficiente energía para alimentar a la carga. El modo de operación se determina a partir de los niveles de tensión en el bus de CD, la batería y a la salida del inversor. Este modo de operación es posible si la batería posee energía almacenada, lo cual implica que ésta configuración existe hasta que la batería llegue a su nivel mínimo de carga o aumente el nivel de potencia que se extrae de los paneles.

c) Tercer modo de operación

Para esta configuración, el panel no produce energía (horarios nocturnos), por lo que el convertidor Boost se desactiva y la carga se alimenta con la energía que almacenó la batería

durante el día. Por lo anterior, el convertidor bidireccional opera en modo Boost y el inversor se encuentra en modo activado. El flujo de energía es como el que muestra en la Figura 4.8c y continuará de esta manera hasta que se alcance un nivel mínimo en el banco de baterías o los paneles comiencen a generar energía eléctrica.

d) Cuarto modo de operación

Para este modo, la energía que genera el panel se utiliza para cargar el banco de baterías (Figura 4.8d). El balance de potencia en el bus de CD se logra con la ayuda del panel fotovoltaico. Esta operación se mantiene hasta que la batería se cargue completamente, cambien las condiciones ambientales o se conecte una carga al sistema fotovoltaico aislado.

4.5. El bus de CD

En los sistemas fotovoltaicos, el bus de CD juega un papel fundamental para desacoplar dinámicas entre convertidores y para amortiguar las fluctuaciones entre la potencia de entrada y salida en esta etapa del sistema. Lo anterior es importante, ya que mediante este elemento del sistema se reducen fluctuaciones en la tensión en el bus de CD (con capacitores grandes, el voltaje en el bus de CD se vuelve relativamente constante). Lo descrito es relevante ya que en sistemas fotovoltaicos, se tiene la desventaja que la energía producida oscila conforme lo hacen las condiciones ambientales y mediante el uso de capacitores de gran capacidad de almacenamiento se logra reducir estas fluctuaciones [46]. Gracias a esto, los tipos de controladores que se utilizan son simples en diseño y operación (normalmente se utilizan controladores PI)

El tipo de capacitor que se selecciona para operar estos sistemas es electrolítico, ya que éste es el que cumple con el nivel de capacitancia requerida para una apropiada operación en el bus de CD. Adicionalmente, este tipo de capacitor provee filtrado de corriente de alta frecuencia del inversor PWM y permite un gran nivel de almacenamiento de energía. El problema que surge con este tipo de capacitor se da por su confiabilidad (los capacitores electrolíticos poseen un tiempo de vida corto comparado con el resto del sistema) [79]. El cálculo del capacitor se realiza de forma tal que se tiene un nivel de capacitancia elevada, lo que genera que el rizo de tensión en el bus de CD siempre sea mayor al voltaje de línea.

En esta tesis, el sistema que se estudia incluye paneles solares, baterías, capacitor de enlace en el bus de CD y una carga. Cuando los paneles solares generan más energía que la que

consume la carga, el exceso de energía se almacena en un banco de baterías generando un flujo de energía como el que se presenta en la Figura 4.9. En el caso en donde el conjunto de paneles fotovoltaicos genera menos energía de la que se consume por la carga, la energía faltante la suministra el banco de baterías y el flujo de energía es como el que se presenta en la Figura 4.10.

Para ambos casos, se cumple la relación

$$i_{cd}(t) = i_{PV}(t) + i_{Bat}(t) \tag{4.13}$$

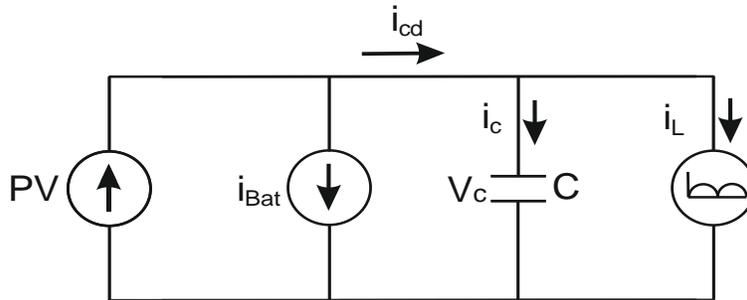


Figura 4.9. Flujo de energía en un sistema fotovoltaico con exceso de energía.

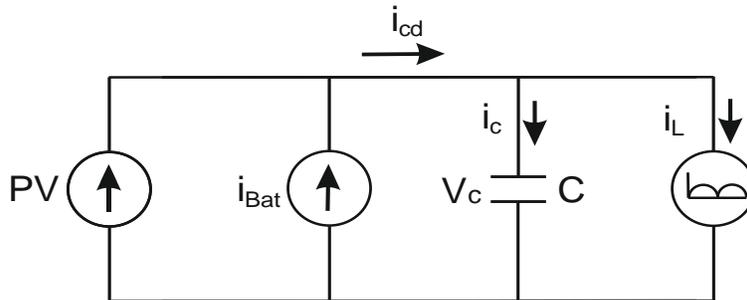


Figura 4.10. Flujo de energía en un sistema fotovoltaico generando menos energía de la que consume la carga.

Simplificando las dos fuentes de corriente, considerando (Ec. 4.13), y dejando el sistema en función de la corriente $i_{cd}(t)$, el circuito equivalente queda como el que se presenta en la Figura 4.11.

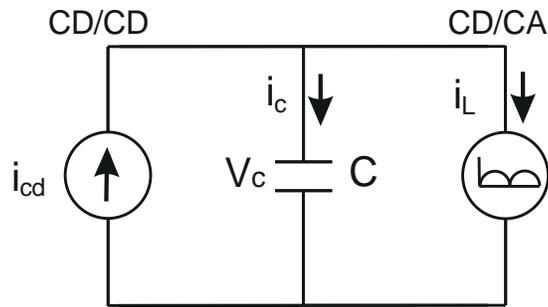


Figura 4.11. Sistema fotovoltaico representado con fuentes de corriente.

Aplicando la ley de corriente de Kirchoff se establece que

$$i_{cd}(t) = i_c(t) + i_L(t) \tag{4.14}$$

en donde

$$i_L(t) = \hat{i}_{inv} |\text{sen}(\omega t)| \tag{4.15}$$

Con lo cual

$$i_{cd}(t) = i_c(t) + \hat{i}_{inv} |\text{sen}(\omega t)| \tag{4.16}$$

Despejando i_c se tiene que

$$i_c(t) = i_{cd} - \hat{i}_{inv} |\text{sen}(\omega t)| \tag{4.17}$$

Considerando que

$$i_c(t) = C \frac{dV_c(t)}{dt} \tag{4.18}$$

La ecuación queda de la siguiente manera

$$C \frac{dV_c(t)}{dt} = i_{cd} - \hat{i}_{inv} |\text{sen}(\omega t)| \quad (4.19)$$

Resolviendo para el voltaje se tiene que (considerando solo para medio ciclo)

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \int (i_{cd} - \hat{i}_{inv} |\text{sen}(\omega t)|) dt \quad (4.20)$$

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \left(i_{cd} t + \frac{\hat{i}_{inv}}{\omega} \cos(\omega t) \right) + V_X$$

Para calcular V_X se evalúa en $t = 0$, esto es

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \left(i_{cd} t + \frac{\hat{i}_{inv}}{\omega} \cos(\omega t) \right) + V_X$$

$$V_c(0) = \frac{1}{C} \left(i_{cd}(0) + \frac{\hat{i}_{inv}}{\omega} \cos(\omega(0)) \right) + V_X \quad (4.21)$$

$$V_c(0) = \frac{\hat{i}_{inv}}{\omega C} + V_X$$

$$V_X = V_c(0) - \frac{\hat{i}_{inv}}{\omega C}$$

En donde $V_c(0)$ es el voltaje inicial del capacitor e $\hat{i}_{inv} = (i_{cd}\pi)/2$. Con esto, el voltaje del capacitor es (la cual sólo aplica para medio ciclo del voltaje de capacitor)

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \left(i_{cd}t + \frac{\hat{i}_{inv}}{\omega} \cos(\omega t) \right) + V_c(0) - \frac{\hat{i}_{inv}}{\omega C} \tag{4.22}$$

Una restricción que se tiene para esta tensión es que la magnitud de $V_c(t)$ debe ser mayor en todo momento al voltaje de línea, con lo cual se garantiza que el inversor de voltaje tenga a la salida el nivel pico requerido por la carga ($V_p = 120\sqrt{2}$). Tomando lo anterior, el punto crítico se da cuando el voltaje instantáneo de capacitor sea igual al voltaje de línea, esto es

$$V_c(t) = V_{Linea}(t)$$

$$\frac{1}{C} \left(i_{cd}t + \frac{\hat{i}_{inv}}{\omega} \cos(\omega t) \right) + V_c(0) - \frac{\hat{i}_{inv}}{\omega C} = V_p \sin(\omega t) \tag{4.23}$$

La solución de la Ecuación 4.23 posee el inconveniente de poseer dos variables, éstas son el capacitor (C) y el tiempo (t); por lo que, la ecuación no tiene solución a menos que se establezca un valor de capacitor que genere un rizo que lleve el nivel de tensión en el capacitor a una magnitud igual al de línea. El no tener en cuenta esto, puede llevar a seleccionar un valor de capacitor que genere un rizo de tensión que haga que $V_c < V_{Linea}$, lo cual haría que la operación del sistema no sea apropiado, ya que el inversor no tendría la capacidad de proporcionar el nivel de tensión establecido (el inversor posee un comportamiento de convertidor reductor). Lo anterior se detalla en la Figura 4.12.

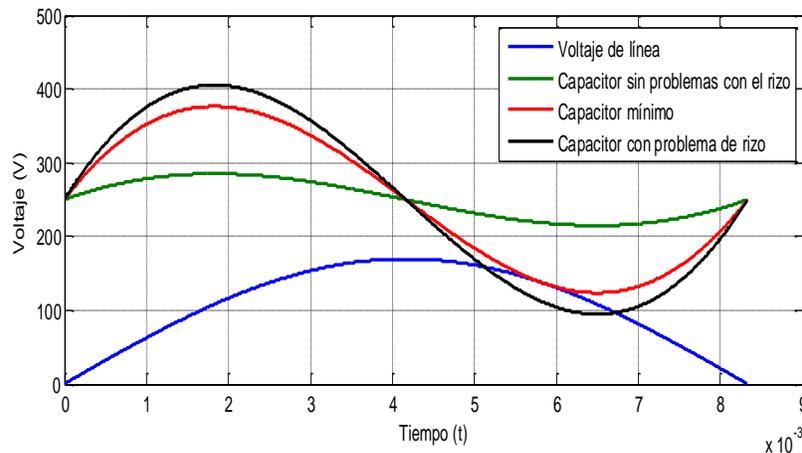


Figura 4.12. Dinámica del voltaje del capacitor con distintos valores de capacitor.

Por lo anterior, se establece que la solución de la Ecuación 4.23 solo puede realizarse de forma numérica y no analítica. Tomando en cuenta lo anterior, se debe buscar generar una alternativa para eliminar alguna de las variables de la ecuación. Considerando que

$$V'_c(t) = V'_{Linea}(t) \quad (4.24)$$

$$\frac{i_{cd}}{C} - \frac{\pi i_{cd}}{2C} \text{sen}(\omega t) = \omega V_p \text{cos}(\omega t)$$

Se establece que el valor del capacitor se puede expresar como

$$C = \frac{i_{cd}[2 - \pi \text{sen}(\omega t)]}{2\omega V_p \text{cos}(\omega t)} \quad (4.25)$$

Sustituyendo el valor de C en la Ecuación 4.23 se tiene que

$$V_c(0) + \frac{2t\omega V_p \text{cos}(\omega t)}{2 - \pi \text{sen}(\omega t)} + \frac{\pi V_p \text{cos}(\omega t)}{2 - \pi \text{sen}(\omega t)} [\text{cos}(\omega t) - 1] = V_p \text{sen}(\omega t) \quad (4.26)$$

En la ecuación anterior, el único elemento desconocido es la variable t dado que se sustituyó el valor de C (Ecuación 4.25). Por lo anterior, se utiliza la herramienta `vpasolve` de MATLAB® para resolver la Ecuación (4.26) de forma numérica. Analizando la dinámica del voltaje del capacitor y del voltaje de línea, el problema que surge en la solución de la Ecuación 4.26 se da por el desconocimiento del tiempo en donde ambos niveles de tensión son iguales (lo cual ocurre en diferentes puntos en función del nivel $V_c(0)$), para lo cual se establece el siguiente rango de tiempo para encontrar una de las múltiples soluciones (el primer cruce se da en este rango de tiempo)

$$\frac{1}{240} \leq t \leq \frac{1}{120} \quad (4.27)$$

Considerando lo anterior, se desarrolló un programa de MATLAB® (Anexo 2) para encontrar el valor mínimo de capacitor que garantice que el voltaje del capacitor será siempre mayor al voltaje de línea. El cual encuentra el valor del capacitor mínimo para un nivel de tensión de CD

comprendido entre 170 V y 400 V y una potencia de 1000 W. Tomando en cuenta lo anterior, el resultado se muestra en la Tabla 4.7 (solo se muestran parte de los resultados).

Tabla 4.7. Valor de capacitor mínimo de acuerdo con el nivel de CD.

Nivel de CD (V)	170	190	230	250	270	300	350	400
Capacitor (μF)	889.74	878.48	36.8	27.77	21.90	16.205	10.766	7.7128

Tomando en cuenta los resultados de la Tabla 4.7, se aprecia que con valores de voltaje de CD cercanos al nivel de voltaje pico de línea, el valor de la capacitancia crece muy rápidamente. Lo anterior se puede observar en la Figura 4.13; y por el contrario, niveles grandes de voltaje de CD permite rizados mayores lo que reduce el valor del capacitor significativamente.

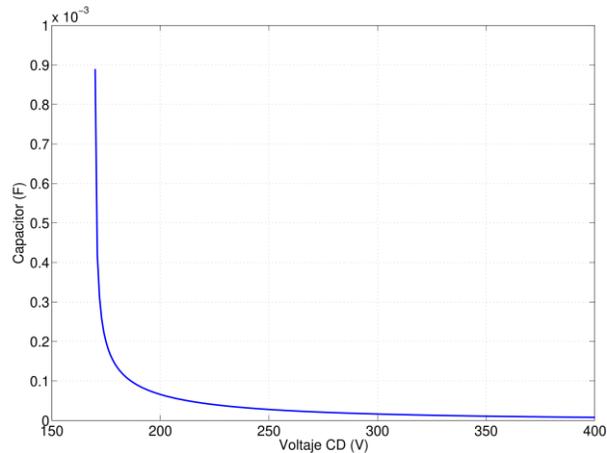


Figura 4.13. Comportamiento de la capacitancia a partir del nivel de tensión en el capacitor.

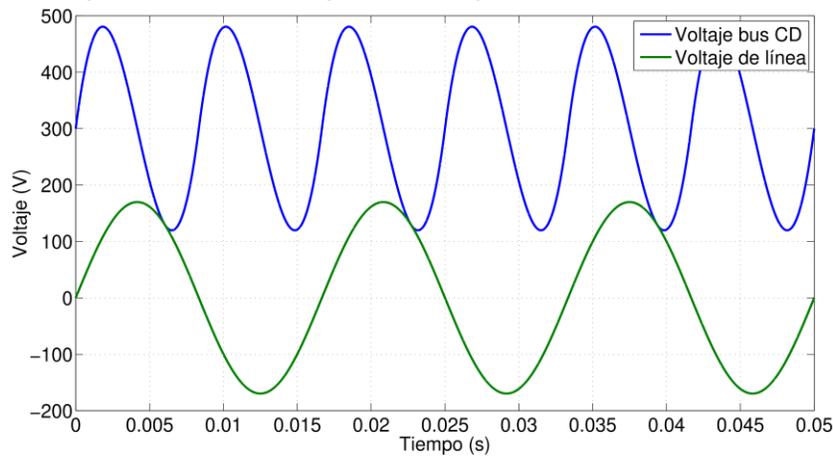


Figura 4.14. Dinámica del voltaje de línea y voltaje del bus de CD con capacitor mínimo.

Analizando el caso de estudio de este tema de tesis en donde $P = 1000\text{ W}$, $V_{CD} = 300\text{ V}$, $V_L = 120\text{ V}_{rms}$ y $f = 60\text{ Hz}$, el capacitor mínimo es de $C = 16.205\text{ }\mu\text{F}$. Utilizando este capacitor el comportamiento del voltaje del bus de CD y el voltaje de línea es como se muestra en la Figura 4.14. Como se aprecia, el voltaje del bus de CD posee un nivel alto de rizo de tensión pero éste siempre cumple el requisito de ser mayor al voltaje de línea para cumplir con los requisitos de operación en el inversor de tensión.

Realizando un ajuste de curvas mediante métodos numéricos y herramientas computacionales (Curve Fitting Toolbox de Matlab) y considerando una aproximación exponencial, la curva que se mostró en la Figura 4.13 se puede estimar con la siguiente aproximación

$$C = 1.16 \times 10^4 V_{CD} + 2.573 \times 10^{-6} \quad (4.28)$$

la cual queda en función del voltaje en el bus de CD y genera la siguiente curva de capacitor (Figura 4.15).

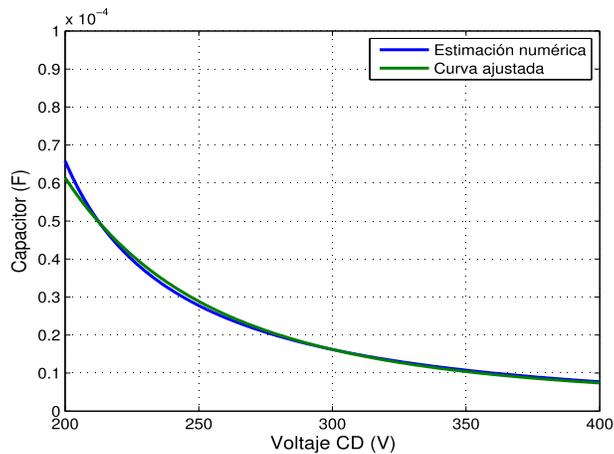


Figura 4.15. Comparación de curva ajustada y estimada.

4.7. Cálculo del capacitor y nivel de tensión en el bus de CD de acuerdo con el índice de modulación

En la sección 4.6 de este capítulo se presentó una estimación del capacitor mínimo en el bus de CD para garantizar la correcta transferencia de energía del inversor a la carga. Esta estimación considera que el sistema no está limitado en el valor que el índice de modulación ($ma = \hat{v}_{control} / \hat{v}_{triang}$) puede tener. Lo anterior implica que el índice de modulación está comprendido en un rango entre 0-1, lo cual no es posible por diferentes factores. Con esto, el considerar que

$$V_c(t) = V_{Linea}(t) \quad (4.29)$$

$$\frac{1}{C} \left(i_{cd} t + \frac{\hat{i}_{inv}}{\omega} \cos(\omega t) \right) + V_c(0) - \frac{\hat{i}_{inv}}{\omega C} = V_p \text{sen}(\omega t)$$

solo es válido si el índice de modulación del control del inversor posee un valor de 1 (tomando en cuenta que el voltaje de entrada del inversor es $V_c(t)$ y el voltaje de salida es $V_{Linea}(t)$). En caso de querer reducir el índice máximo de modulación, el voltaje mínimo en el bus de CD debe crecer en proporción inversa a el nivel máximo que se desea tener de m_a . Por consiguiente, la ecuación anterior se convierte en

$$V_c(t) = \left[\frac{1}{m_a} \right] V_{Linea}(t) \tag{4.30}$$

$$\frac{1}{C} \left(i_{cd} t + \frac{\hat{i}_{inv}}{\omega} \cos(\omega t) \right) + V_c(0) - \frac{\hat{i}_{inv}}{\omega C} = \left[\frac{1}{m_a} \right] V_p \text{sen}(\omega t)$$

Asimismo, la expresión

$$V'_c(t) = \left[\frac{1}{m_a} \right] V'_{Linea}(t) \tag{4.31}$$

$$\frac{i_{cd}}{C} - \frac{\pi i_{cd}}{2C} \text{sen}(\omega t) = \left[\frac{1}{m_a} \right] \omega V_p \cos(\omega t)$$

Con lo anterior,

$$C = \frac{i_{cd} [2 - \pi \text{sen}(\omega t)]}{2\omega \left[\frac{1}{m_a} \right] V_p \cos(\omega t)} \tag{4.32}$$

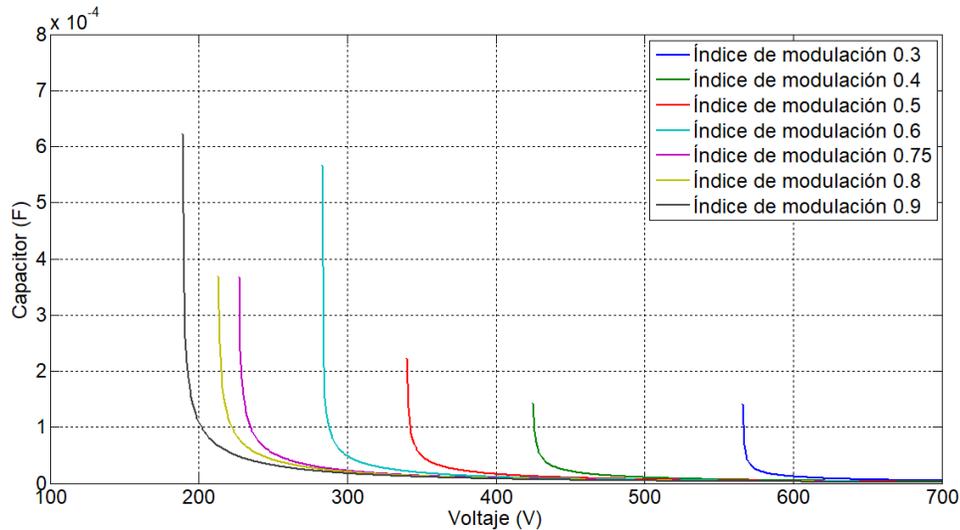


Figura 4.16. Comportamiento de la capacitancia a partir del nivel de tensión en el capacitor y el índice de modulación en la operación del inversor de tensión.

Considerando las ecuaciones anteriores, se establece que el cálculo del capacitor mínimo también queda en función del índice de modulación máxima que se desee en el sistema, lo cual repercute en el nivel mínimo del voltaje en el bus de CD. Tomando en cuenta este índice de modulación, se generan una serie de curvas Voltaje-Capacitor mínimo, las cuales quedan en función del índice de modulación máximo con el cual se busca controlar al inversor de tensión (Figura 4.16). Con base en estas curvas, se aprecia el nivel de tensión mínimo para operar al sistema con un valor de capacitancia mínima y con ello obtener a la salida del inversor de tensión un voltaje de salida cuyo valor de tensión RMS sea el deseado (en este caso $120 V_{RMS}$) y con mínima distorsión armónica.

4.8. Consideraciones para reducir el capacitor en el bus de CD

Los capacitores en el bus de CD se utilizan para absorber la diferencia instantánea de potencia entre la fuente de entrada y la carga, minimiza las variaciones de tensión y proporciona la suficiente energía durante los tiempos de espera en el sistema (en caso de requerirlos). De la gran variedad de tipos de capacitores, los capacitores electrolíticos son la elección más popular debido a su eficiencia volumétrica y bajo costo. Sin embargo, éstos poseen una serie de puntos en contra tales como una alta resistencia en serie equivalente, baja capacidad de corriente de rizo, tiempo de vida corto (comparado con otros elementos) y requieren de un mantenimiento considerable [80].

En el caso de sistemas fotovoltaicos conectados a red, el voltaje en el bus de CD se regula por medio del inversor de voltaje. Cuando se trabaja con sistemas autónomos, el convertidor bidireccional es el encargado de regular la tensión en el bus de CD y el inversor se encarga de controlar el voltaje de salida del sistema [46]. En este sentido, la facilidad de realizar la tarea anterior (para sistemas autónomos o conectados a red) depende en gran medida del capacitor en el bus de CD, ya que éste garantiza el tener un nivel de tensión de bus CD con poco rizo, un

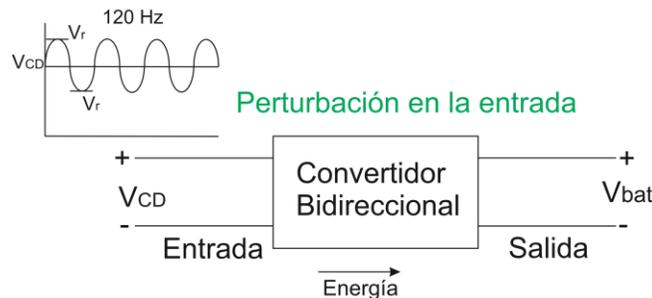
desacoplamiento de dinámicas entre convertidores de tensión (la dinámica del convertidor encargado del MPPT es mucho más rápida que la del inversor de tensión), alto nivel de almacenamiento de energía y posibilita el uso de controladores simples [81].

Son varios los esfuerzos que se han hecho para reducir la capacitancia requerida en el bus de CD, dando la oportunidad así de incrementar la densidad de potencia y mejorar la confiabilidad de los sistemas electrónicos de potencia. Entre los métodos que se han utilizado para reducir el capacitor se encuentran las siguientes aproximaciones [80]:

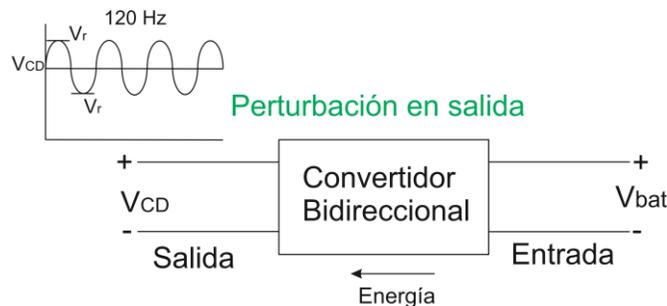
- a) **Cambiando el rendimiento del sistema.** Con este tipo de aproximación se permite tener con un capacitor pequeño un alto voltaje de rizo en el bus de CD. Sin embargo, este tipo de aproximación es impráctico ya que, se degrada en cierta medida el desempeño del sistema. De acuerdo con algunos resultados, este tipo de aproximación es útil solo para cierto tipo de aplicaciones [82], [83].
- b) **Con un control sofisticado.** Esta aproximación se basa en reducir los capacitores a partir del uso de estrategias de control sofisticadas, las cuales algunos de estos también dependen de una relación específica en la frecuencia de operación entre los convertidores conectados. Además, en estos sistemas, el desempeño de los controladores es altamente dependiente de la exactitud de los cálculos y se ve afectado por el conjunto de retardos en los lazos de control y retardos presentes en otros elementos del sistema [47], [81], [84].
- c) **Incrementando la frecuencia del rizo del voltaje en el bus de CD.** En esta aproximación proponen convertidores front-end multifase del doble de frecuencia para reducir el rizo de tensión. Sin embargo, esta aproximación no reduce de manera significativa el voltaje en el bus de CD.
- d) **Circuito de cancelación de rizo con un elemento de cancelación.** El concepto surge a partir de la idea de cancelar el voltaje de rizo a partir de un inductor acoplado. En este método, se establece que la capacitancia posee un valor infinito y el inductor acoplado genera, junto con el capacitor, un filtro pasa-bajas [85], [86].
- e) **Conectando filtros activos.** Se utilizan filtros activos para la reducción del capacitor en el bus de CD tal como se realiza en [87]–[90]. El circuito se conecta en paralelo con el capacitor en el bus de CD. El circuito que se agrega sirve como una impedancia activa o fuente de energía. Son varias las formas en que se ha realizado la conexión en paralelo de este filtro activo.

El reducir el capacitor en el bus de CD ayuda a reducir costos en el sistema y mejora la confiabilidad (ya que se puede hacer uso de capacitores de materiales más duraderos). Sin embargo, incrementa el voltaje de rizo y reduce su capacidad de almacenamiento. Debido a lo anterior, se requiere un desempeño superior del controlador y la velocidad de respuesta de éste debe incrementarse considerablemente para mantener el nivel de tensión en el bus de CD dentro de los límites establecidos [47].

En virtud de lo anterior, la reducción de capacitor implica mejorar los controladores de los convertidores, en el caso de un sistema autónomo, el convertidor bidireccional. Cuando el capacitor en el bus de CD se reduce, el convertidor bidireccional experimentará en modo Buck un voltaje de entrada con un alto nivel de rizo (perturbaciones en el voltaje de entrada, Figura 4.17a). Por el contrario, cuando el bidireccional opere en Boost, tendrá un voltaje de carga con un rizo de tensión elevado, lo cual se puede ver como perturbaciones en la carga (Figura 4.17b).



a) Convertidor bidireccional modo Buck con capacitor del bus de CD reducido.



b) Convertidor bidireccional modo Boost con capacitor del bus de CD reducido.

Figura 4.17. Efectos de reducir el capacitor en el bus de CD.

Considerando la Figura 4.17a se establece que el controlador para el convertidor bidireccional en modo Buck debe poseer la suficiente robustez para entregar una corriente constante (para evitar daños en el elemento de almacenamiento de energía y evitar reducir su vida útil) a la batería; no importando el rizo de tensión que se está presentando en el bus de CD. Por el

contrario, el controlador del convertidor bidireccional modo Boost debe poseer la característica de entregar la corriente con las características apropiadas a pesar de las variaciones que se están presentando en la carga.

Además de lo anterior, se tiene que prestar especial atención al control supervisorio del sistema ya que a partir de éste es que se evita que la energía en el bus de CD crezca a valores que puedan provocar daños al sistema fotovoltaico; o en caso contrario, a partir de éste se evita que la tensión en el bus de CD caiga por debajo de valores que lleven a reducir la eficiencia del sistema. Con lo anterior, se establece que con la ayuda del control supervisorio se logra el equilibrio energético en el sistema. En concreto, con un capacitor pequeño se reduce el nivel de energía que se puede almacenar, con esto se genera una facilidad para llegar a un estado de desborde o vaciado de energía en el bus de CD (lo anterior se refleja con aumento o reducción de tensión, según sea el caso).

En este sentido, la energía que un capacitor puede almacenar es [78]

$$W_c = \frac{1}{2r} \frac{P}{4\pi f} \quad (4.33)$$

dado que la frecuencia de línea es fija, la energía que se almacena es proporcional a la potencia promedio e inversamente proporcional al rizo, pero no se altera por cambios en el voltaje de CD. Por otro lado, la energía que se requiere almacenar en el sistema es:

$$W_s = \frac{P}{4\pi f} \quad (4.34)$$

Tomando en cuenta las expresiones anteriores y considerando los parámetros del sistema se tiene que el sistema debe de almacenar al menos

$$W_s = \frac{1000 \text{ W}}{4\pi(60 \text{ Hz})} = 1.326291192 \text{ J} \quad (4.35)$$

Considerando que el rizo que se tiene con el capacitor mínimo calculado ($16.205 \mu F$) de la sección anterior es de 90.9384% ($r = 0.45469$), la energía que almacena este capacitor es de

$$W_c = \frac{1}{2(0.45469)} \frac{1000 \text{ W}}{4\pi(60 \text{ Hz})} = 1.45845 \text{ J} \quad (4.36)$$

lo cual es ligeramente superior al valor mínimo de energía almacenada en el bus de CD, lo cual permite mantener el balance energético del bus de CD. En caso de bajar un poco este valor de capacitor, por ejemplo $C = 13 \mu F$ ($r = 0.566791107$) lo que genera que este capacitor almacene una energía de:

$$W_c = \frac{1}{2(0.566791107)} \frac{1000 W}{4\pi(60 Hz)} = 1.17 J \quad (4.37)$$

el cual es menor al valor mínimo requerido para este sistema, lo que generará que el equilibrio energético no pueda mantenerse durante la operación a plena carga del sistema. Con lo anterior, se demuestra, desde la perspectiva de rizo y energético, cual es el capacitor más pequeño que se puede colocar en el sistema que se está estudiando en esta tesis. Lo anterior difiere un poco del valor real debido a que los cálculos se hacen con valores ideales, los cuales no son los que aparecen en la operación del mismo.

4.9. Control del inversor de voltaje

Tomando como referencia el circuito de la Figura 17, el modelo promediado del inversor es:

$$\begin{bmatrix} i'_L \\ v'_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_d R_o}{L_f(R_d + R_o)} & \frac{-R_o}{L_f(R_d + R_o)} \\ \frac{R_o}{C_f(R_d + R_o)} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2D - 1}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix} V_{cd} \quad (4.38)$$

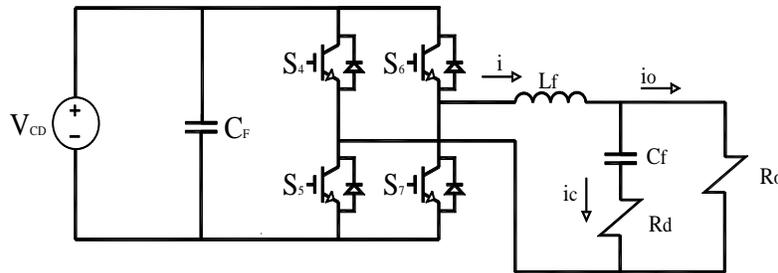


Figura 4.18. Inversor de voltaje.

Realizando un diseño de filtro para atenuar las componentes de alta frecuencia (tomando como referencia un factor de calidad $Q = 1$, una frecuencia de corte de un onceavo de la frecuencia de conmutación $f = 4545.4545 Hz$ y una carga $R_o = 14.4 \Omega$) el valor del inductor y capacitor es

$$L_f = \frac{R_o}{\omega_0^2} = \frac{14.4}{(28559.933)^2} = 5.0420286 \times 10^{-4} H \quad (4.39)$$

$$C_f = \frac{L_f}{R_o^2} = \frac{5.0420286 \times 10^{-4}}{(14.4)^2} = 2.431533 \times 10^{-6} F \quad (4.40)$$

y su diagrama de Bode es el siguiente

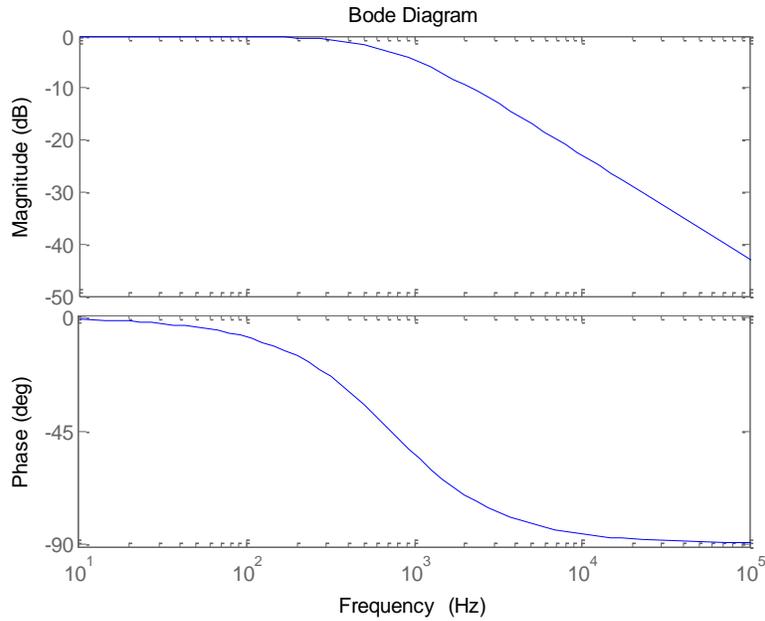


Figura 4.19. Diagrama de bode del filtro en el inversor de voltaje.

En este caso, el control del inversor se realiza con un doble lazo de control, uno interno de corriente de inductor y otro externo de voltaje de salida (Figura 4.20). El control para el lazo interno de corriente se diseña considerando la función de transferencia $i_L(s)/d(s)$, ésta es

$$\frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{2C_f(R_0 + R_d)^2V_{cd} + 2V_{cd}(R_0 + R_d)}{L_fC_f(R_0 + R_d)^2s^2 + s(R_0R_dC_f + L_f)(R_0 + R_d) + (R_0R_d + R_0^2)} \quad (4.41)$$

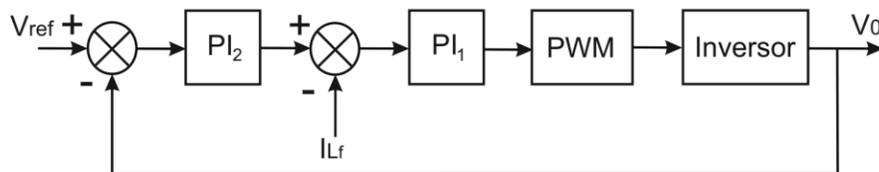


Figura 4.20. Lazos de control del inversor de tensión.

La ganancia de lazo con el PI_1 , es

$$T_{L1} = \frac{K_{p1}s + K_{I1}}{s} * \frac{V_{dc}}{V_{tri}} * \frac{2C_f(R_0 + R_d)^2V_{cd} + 2V_{cd}(R_0 + R_d)}{L_f C_f (R_0 + R_d)^2 s^2 + s(R_0 R_d C_f + L_f)(R_0 + R_d) + (R_0 R_d + R_0^2)} \quad (4.42)$$

Para el diseño del controlador externo (control de voltaje) se asume que el control interno genera una ganancia unitaria (Figura 4.21).

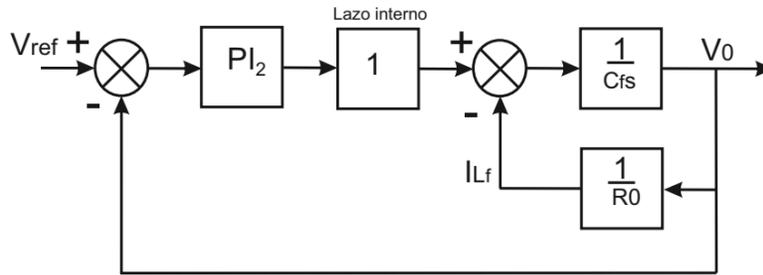


Figura 4.21. Lazo externo de control de voltaje del inversor.

El controlador PI_2 de este sistema se obtiene a partir de una expresión matemática que relacione la corriente de inductor y el voltaje de salida, esto es

$$T_{L2} = \frac{K_{p2}s + K_{I2}}{s} * \frac{R}{RCs + 1} \quad (4.43)$$

En estos lazos de control, el controlador interno (PI_1) se debe diseñar primero y el sistema compensado posee una dinámica más rápida que la del lazo externo. Tomando las ganancias del primer lazo de control, el sistema compensado posee el siguiente diagrama de bode (Figura 4.22). El diagrama de bode del lazo externo de control se muestra en la Figura 4.23.

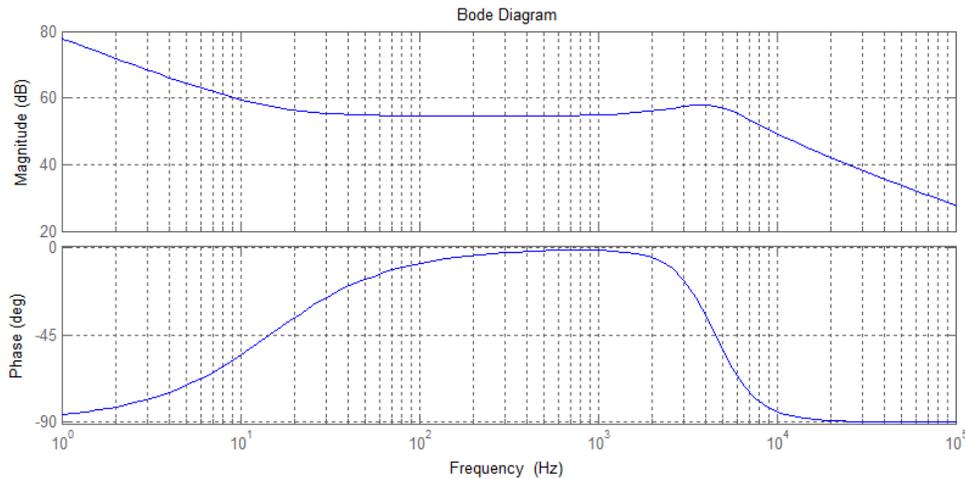


Figura 4.22. Diagrama de bode del lazo de control de corriente del inversor de voltaje.

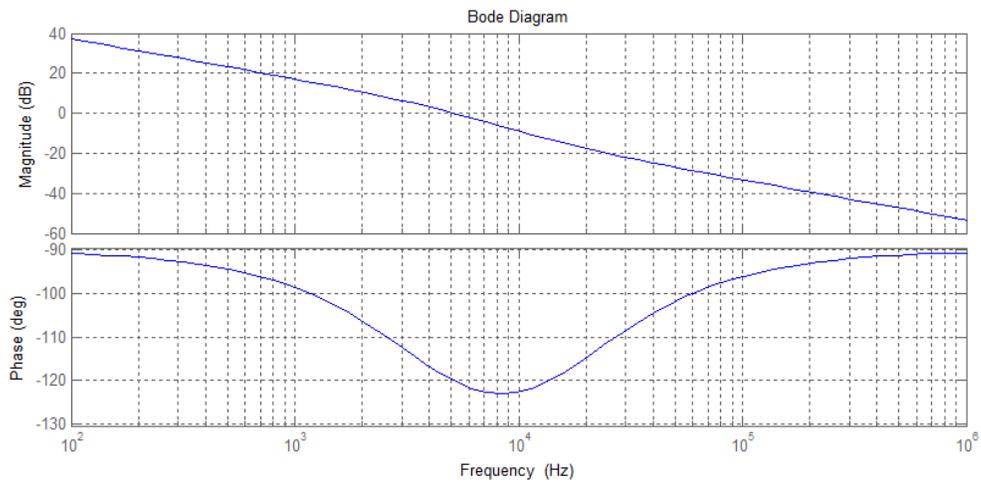


Figura 4.23. Diagrama de bode del lazo de control de voltaje del inversor.

Capítulo 5 . Simulación de un sistema fotovoltaico autónomo

En este capítulo 5 se presentan los resultados de la integración de cada uno de los elementos presentes en un sistema fotovoltaico autónomo. El objetivo es mostrar los distintos modos de operación en el convertidor bidireccional y el desempeño del control PI, compensador tipo III y GPI operando al sistema con un capacitor nominal en el bus de CD y uno de valor mínimo. En la sección 5.1 se recuerdan los escenarios que este sistema posee. Mientras, las simulaciones del sistema fotovoltaico con capacitor nominal se muestran en la sección 5.2. Finalmente, los resultados de operar al sistema con un capacitor mínimo se describen en el apartado 5.3 de este capítulo. Con base en él, se detalla los beneficios de operar al sistema con un controlador GPI en ambos lazos de control en el convertidor bidireccional.

5.1. Introducción

Una vez presentada la descripción de cada uno de los elementos presentes en el sistema fotovoltaico autónomo (Figura 4.4), se procede a analizar el comportamiento del sistema en cada uno de los modos de operación y con los tres tipos de controladores para el convertidor bidireccional (PI, compensador tipo III y GPI). El análisis comprenderá la revisión del voltaje en el bus de CD, la corriente en el convertidor bidireccional, el voltaje en la carga y el balance de potencia en la batería, panel y carga.

La simulación que se presentará tendrá cuatro etapas o escenarios los cuales corresponden a cada uno de los modos de operación que se describieron en el capítulo 4 y poseen una duración de 5 segundos. Los modos de operación (Figura 5.1) corresponden a casos donde:

- 1) En el *Escenario 1*, la radiación solar no genera suficiente energía para alimentar a la carga, por lo tanto la batería (la cual posee carga almacenada) proporciona la energía restante para cumplir los requerimientos energéticos de la carga.
- 2) En el *Escenario 2*, se ha producido un aumento en la radiación solar y por lo tanto se genera más energía de lo que se consume. Este excedente de energía se debe almacenar en el banco de baterías (el cual tiene la capacidad de recibir esta energía).

- 3) En el *Escenario 3*, el sistema no posee una carga conectada y por lo tanto, se debe almacenar toda la energía generada en el banco de baterías (el estado de carga de las baterías permite recibir toda la energía producida por los paneles fotovoltaicos).
- 4) En el *Escenario 4*, los paneles fotovoltaicos no generan energía (horario nocturno) y todos los requerimientos energéticos del sistema se satisfacen con la carga almacenada en el bando de baterías (el estado de carga de las baterías permite suministrar toda la energía requerida por la carga).

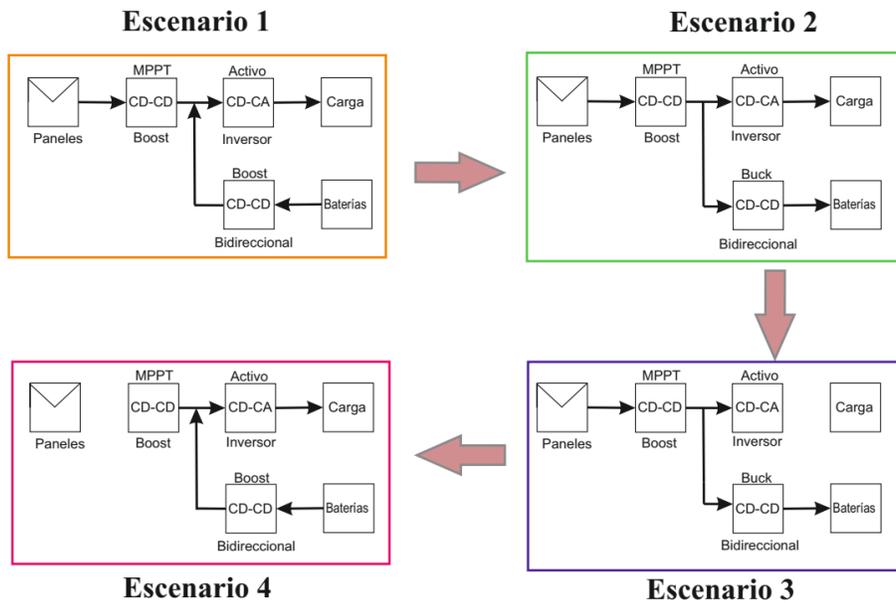


Figura 5.1. Escenarios de la simulación del sistema fotovoltaico aislado.

Con base en lo anterior, la Tabla 5.1 muestra los valores de potencia, voltaje y corriente en los paneles fotovoltaicos, la batería y la carga. Estos valores, corresponden a un balance energético teórico que se debe obtener con la ayuda del control supervisorio. Con base en esta tabla, las simulaciones que se presentan con cada uno de los controladores deben llevar a obtener los valores establecidos para cada escenario. Con esto, el desempeño de cada uno de los controlares se evaluará considerando los tiempos que le llevan a cada controlador llegar al valor en estado estacionario, los sobretiros que se generan y los posibles errores que pudieran llegar a existir, lo anterior se estudiará con un capacitor electrolítico de $589.4627 \mu F$ en el bus de CD y después con el valor mínimo de capacitancia establecida para ese sistema ($16.205 \mu F$).

Tabla 5.1. Balance energético ideal del sistema fotovoltaico autónomo y con elemento de almacenamiento de energía.

Paneles	Baterías	Carga
<i>Escenario 1 (Radiación $G = 300 \text{ W/m}^2$), Tiempo 0-1 seg.</i>		
$V_{PV} = 124.3 \text{ V}$	$V_{BAT} = 48 \text{ V}$	$V_L = 120 \text{ V}_{RMS}$
$i_{PV} = 2.282 \text{ A}$	$i_{BAT} = 7.0125 \text{ A}$	$i_L = 5.167 \text{ A}_{RMS}$
$P_{PV} = 283.7 \text{ W}$	$P_{BAT} = 336.6 \text{ W (Descarga)}$	$P_L = 620 \text{ W}$
<i>Escenario 2 (Radiación $G = 1000 \text{ W/m}^2$), Tiempo 1-2 seg.</i>		
$V_{PV} = 122 \text{ V}$	$V_{BAT} = 48 \text{ V}$	$V_L = 120 \text{ V}_{RMS}$
$i_{PV} = 8.196 \text{ A}$	$i_{BAT} = 7.9167 \text{ A}$	$i_L = 5.167 \text{ A}_{RMS}$
$P_{PV} = 1000 \text{ W}$	$P_{BAT} = 380 \text{ W (Carga)}$	$P_L = 620 \text{ W}$
<i>Escenario 3 (Radiación $G = 1000 \text{ W/m}^2$), Tiempo 2-3 seg.</i>		
$V_{PV} = 122 \text{ V}$	$V_{BAT} = 48 \text{ V}$	$V_L = 120 \text{ V}_{RMS}$
$i_{PV} = 8.196 \text{ A}$	$i_{BAT} = 20.833 \text{ A}$	$i_L = 0 \text{ A}_{RMS}$
$P_{PV} = 1000 \text{ W}$	$P_{BAT} = 1000 \text{ W (Carga)}$	$P_L = 0 \text{ W}$
<i>Escenario 4 (Radiación $G = 0 \text{ W/m}^2$), Tiempo 3-4 seg.</i>		
$V_{PV} = 0 \text{ V}$	$V_{BAT} = 48 \text{ V}$	$V_L = 120 \text{ V}_{RMS}$
$i_{PV} = 0 \text{ A}$	$i_{BAT} = 12.9167 \text{ A}$	$i_L = 5.167 \text{ A}_{RMS}$
$P_{PV} = 0 \text{ W}$	$P_{BAT} = 620 \text{ W (Descarga)}$	$P_L = 620 \text{ W}$

5.2. Simulación del sistema fotovoltaico autónomo.

Para realizar las simulaciones cuyos resultados se presentan en este apartado, el capacitor en el bus de CD corresponde a un valor estimado de acuerdo con el procedimiento establecido para obtener el desacoplo de sistemas y para obtener rizo pequeños de tensión. Asimismo, el primer convertidor CD-CD se opera con el esquema de MPPT propuesto en este trabajo y el inversor de tensión se controla con el controlador descrito en la sección 4.9 de esta tesis.

5.2.1. Simulación del sistema fotovoltaico con control PI en el convertidor bidireccional

En este apartado se presentan los resultados de operar al sistema fotovoltaico con un convertidor bidireccional operando con un control Proporcional-Integral (PI) para realizar un control modo corriente de inductor en el convertidor bidireccional. A partir de lo anterior, los lazos de control para el convertidor bidireccional en ambos modos de operación son como los que se muestran en la Figura 5.2 y la selección del modo de operación es responsabilidad del control supervisorio (para ello se considera las variables señaladas en la Figura 4.7).

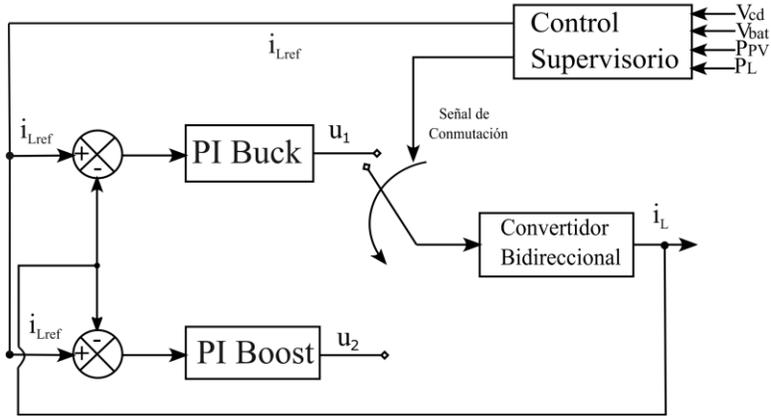
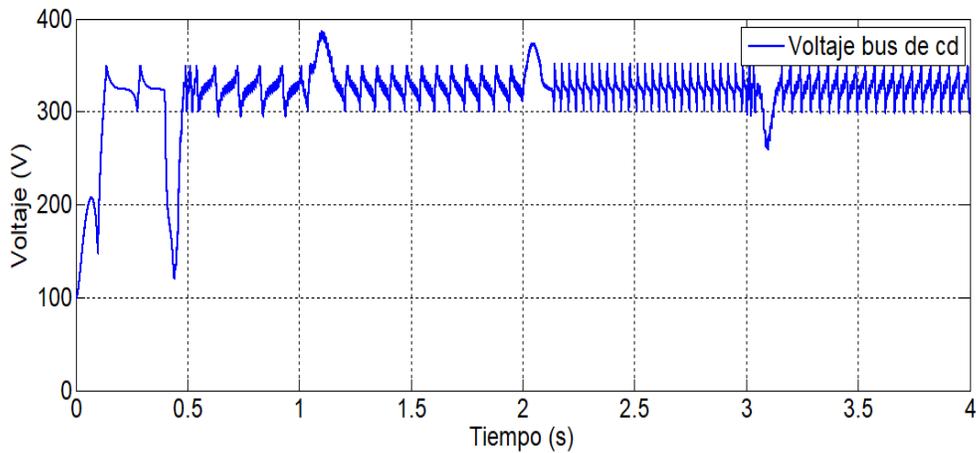
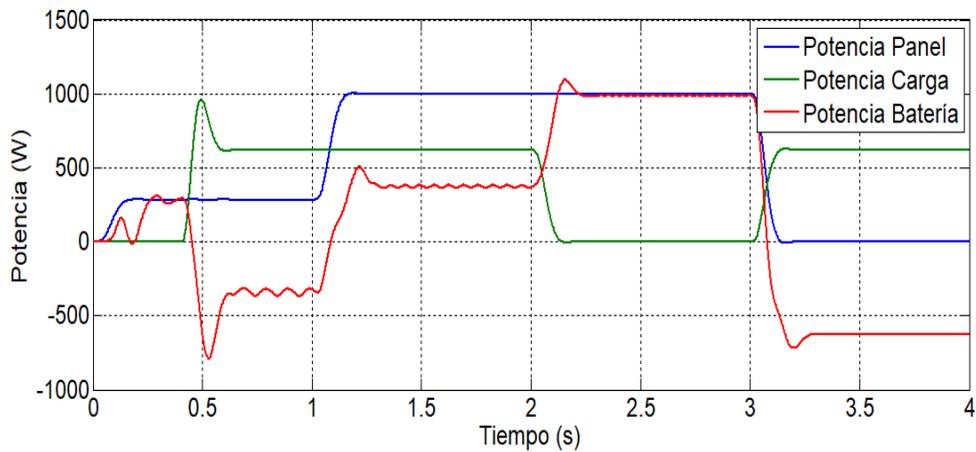


Figura 5.2. Lazos de control PI para el convertidor bidireccional.

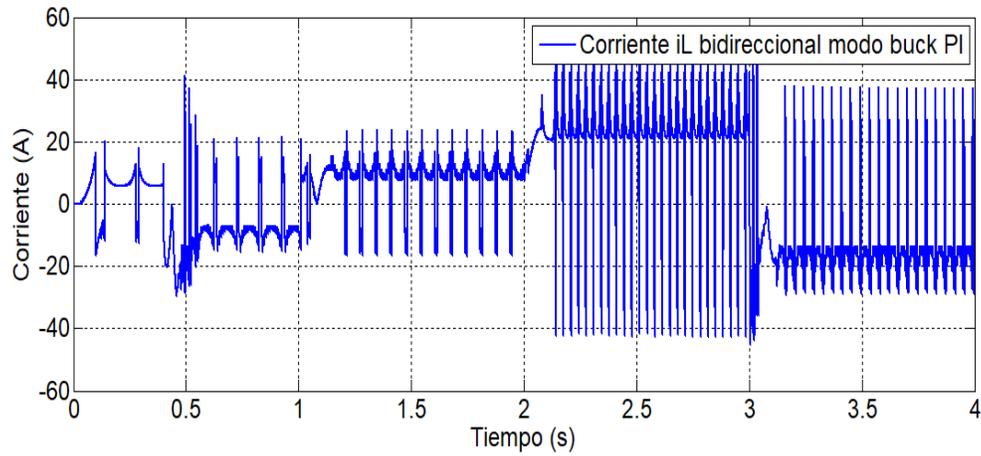
Considerando los escenarios establecidos en la Tabla 5.1., los resultados obtenidos al operar al sistema con un controlador PI en el bidireccional son los que se muestran en la Figura 5.3.



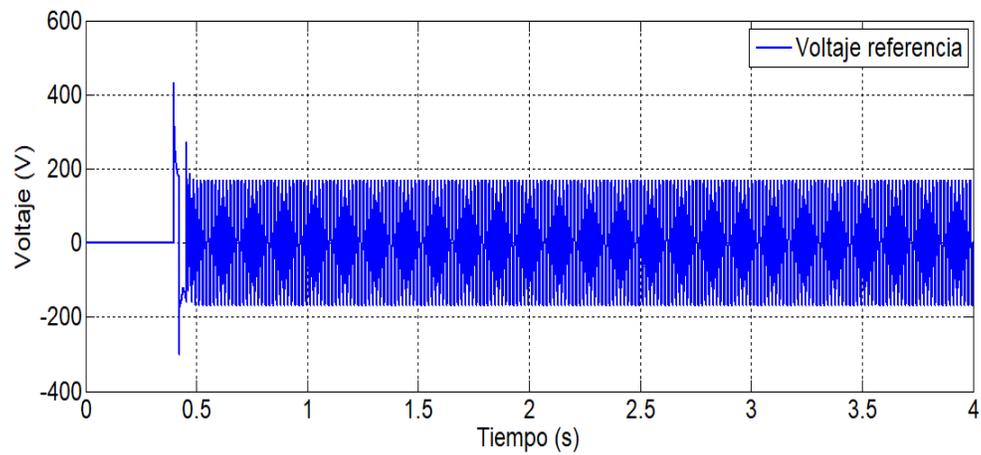
a) Voltaje en el bus de CD.



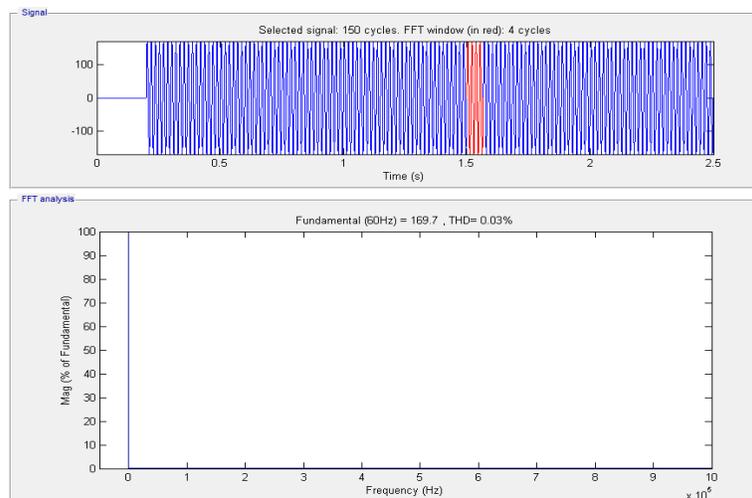
b) Balance de potencias en el sistema fotovoltaico autónomo.



c) Corriente en el inductor del convertidor bidireccional.



d) Voltaje de carga.



e) THD del voltaje de salida.

Figura 5.3. Simulación del sistema completo utilizando un controlador PI en el bidireccional.

Con base en los resultados de simulación (Figura 5.3), la corriente en el inductor del convertidor bidireccional realiza un buen seguimiento de referencia gracias al controlador PI y con esto se sigue de forma apropiada a los valores de corriente de inductor establecidas en el control supervisorio (Figura 5.3b). Además, la velocidad de respuesta es adecuada para cumplir con el balance de energía (Figura 5. 3c y Figura 5.3.d). Con lo anterior, el objetivo de transferir energía a la carga se realiza apropiadamente, lo cual ayuda a mantener el nivel de tensión en el bus de CD dentro de los límites establecidos (5.3a). En virtud de lo anterior, se determina que el controlador PI es suficiente para realizar el seguimiento de referencia de corriente cuando el sistema se opera bajo estas condiciones de operación. Así mismo, analizando el contenido armónico del voltaje de carga (Figura 5.3e), se aprecia que contiene una baja THD.

5.2.2. Simulación del sistema fotovoltaico con un compensador tipo III en el convertidor bidireccional

En esta sección, el control de sistema fotovoltaico autónomo con elemento de almacenamiento de energía utiliza un compensador tipo III en ambos modos de operación como se muestra en la Figura 5.4. Asimismo, el esquema de control supervisorio es el encargado de activar el lazo de control apropiado de acuerdo a los requerimientos del sistema.

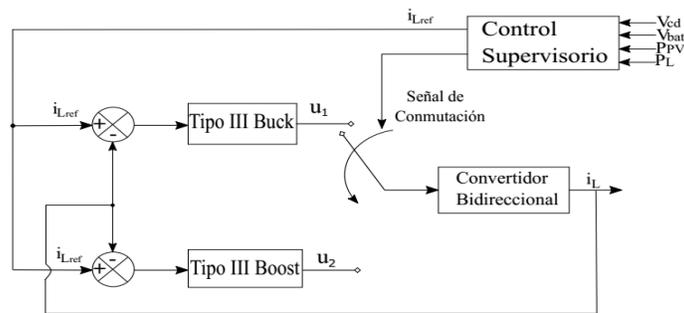
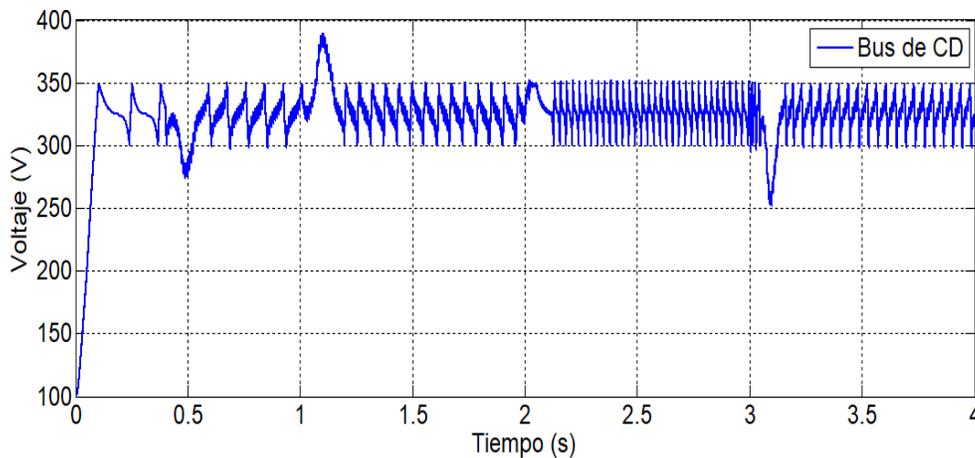
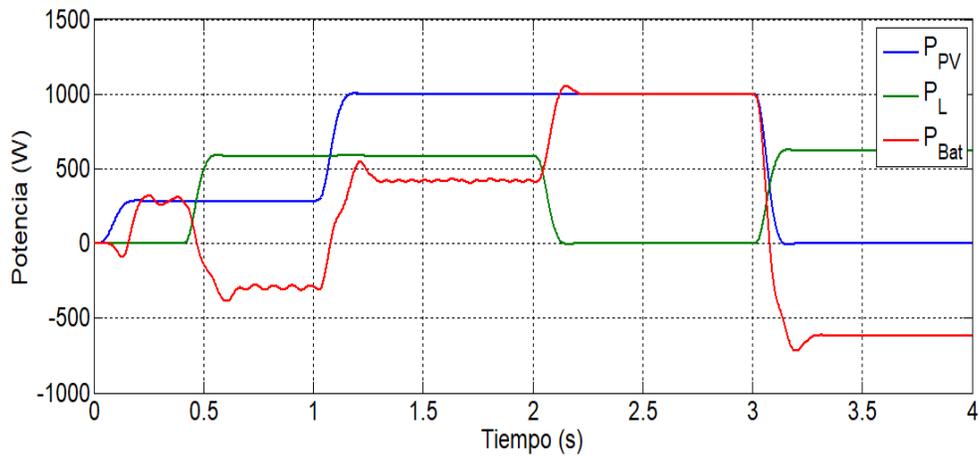


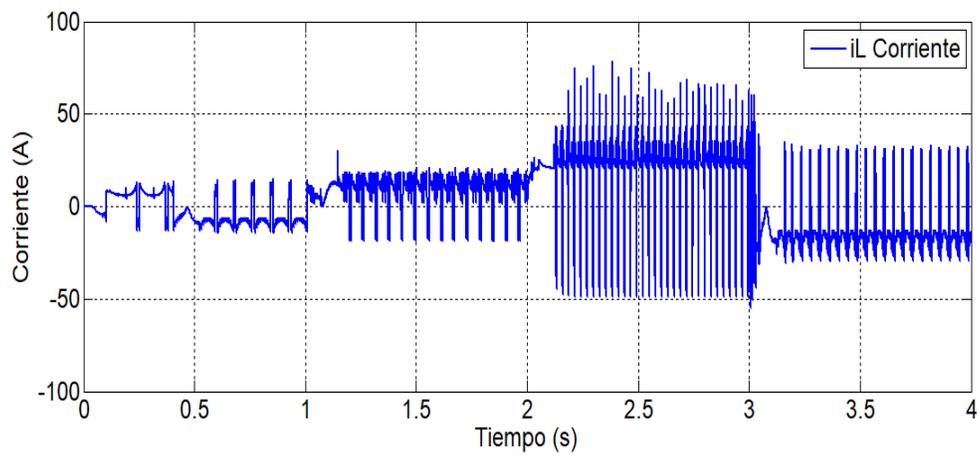
Figura 5.4. Lazos de control compensador tipo III para el convertidor bidireccional.



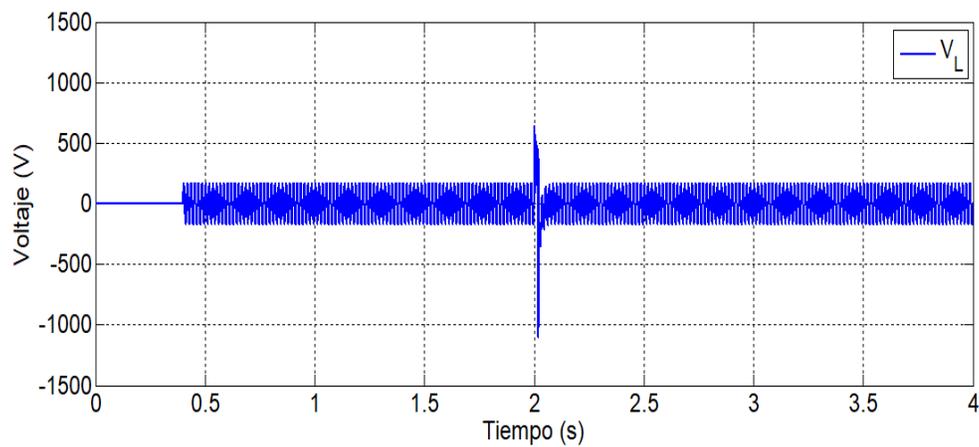
a) Voltaje en el bus de CD.



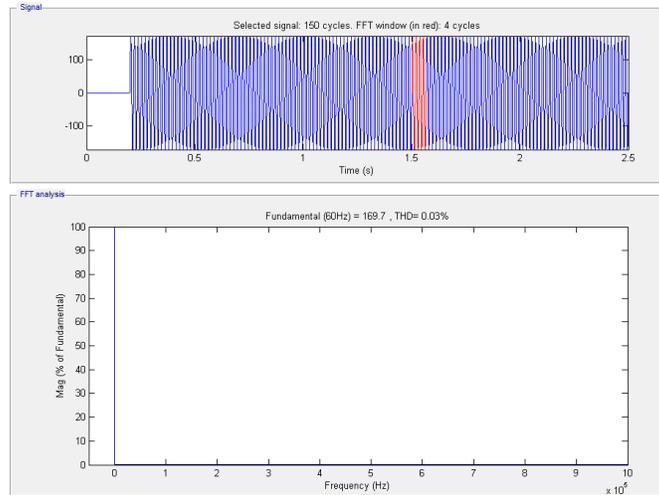
b) Balance de potencias en el sistema fotovoltaico autónomo.



c) Corriente en el inductor del convertidor bidireccional.



d) Voltaje de carga.



e) THD del voltaje de salida.

Figura 5.5. Simulación del sistema completo utilizando un controlador tipo III en el convertidor bidireccional.

A partir de los resultados de simulación (Figura 5.5), se observa que este controlador posee una buena dinámica al momento de operar el sistema fotovoltaico. Utilizando este controlador, la corriente de inductor posee un buen seguimiento de referencia (Figura 5.5b) con lo cual se mantiene el nivel de tensión en el bus de CD (Figura 5.5a), se obtiene el balance de potencia (5.5c) y se garantiza la transferencia energía a la carga conectada al sistema (Figura 5.5d) para cada uno de los modos de operación. Además de que el voltaje de salida posee un nivel bajo de THD (Figura 5.5e).

5.2.2. Simulación del sistema fotovoltaico con un control GPI en el convertidor bidireccional

En este caso, el convertidor bidireccional posee un controlador GPI para ambos modos de operación (Figura 5.6). Además, dado que esta estrategia de control necesita de una componente prealimentada para conseguir la dinámica de un doble integrador, a los lazos de retroalimentados se les agrega para cada modo de operación la componente pre-alimentada. Esta componente prealimentada se construye a partir de considerar seguimiento de referencia de energía con la cual se realiza de forma indirecta un seguimiento de referencia de corriente. Para llevar a cabo el seguimiento de referencia, al sistema se le debe agregar una componente para suavizar las referencias que se establezcan de acuerdo con lo que establezca el supervisorio; lo anterior, es importante considerar debido a la forma en cómo se estructura la componente prealimentada, la cual depende de la salida plana y derivas de ésta.

Tomando en cuenta lo anterior, los resultados de utilizar un controlador GPI en este convertidor bidireccional son los que se presentan en la Figura 5.7. Con base en éstos, se aprecia que el balance energético del sistema se mantiene, ya que el sistema es capaz de realizar seguimiento de referencia de corriente (Figura 5.7b.) con lo cual el nivel de tensión en el bus de CD permanece dentro de los márgenes establecidos (Figura 5.7a) y la transferencia de potencia

hacia la carga es de una forma adecuada (Figura 5.7c); logrando así el equilibrio energético de todo el sistema. Además de que el voltaje de salida posee un nivel bajo de THD (Figura 5.7e).

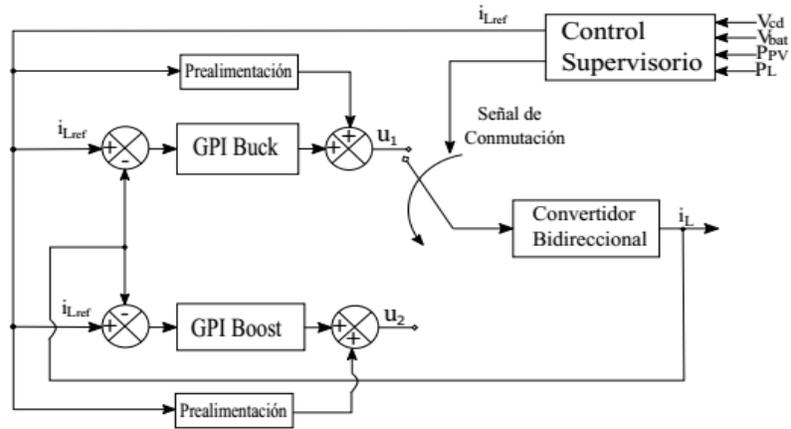
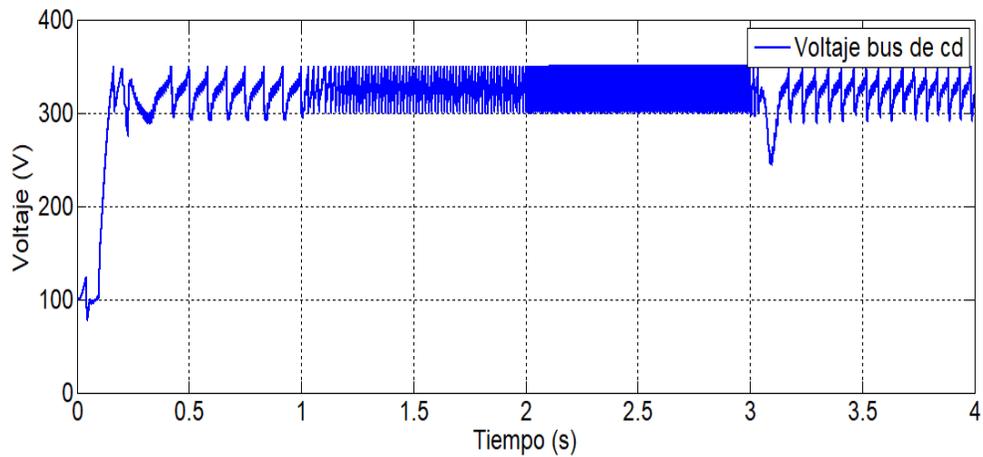
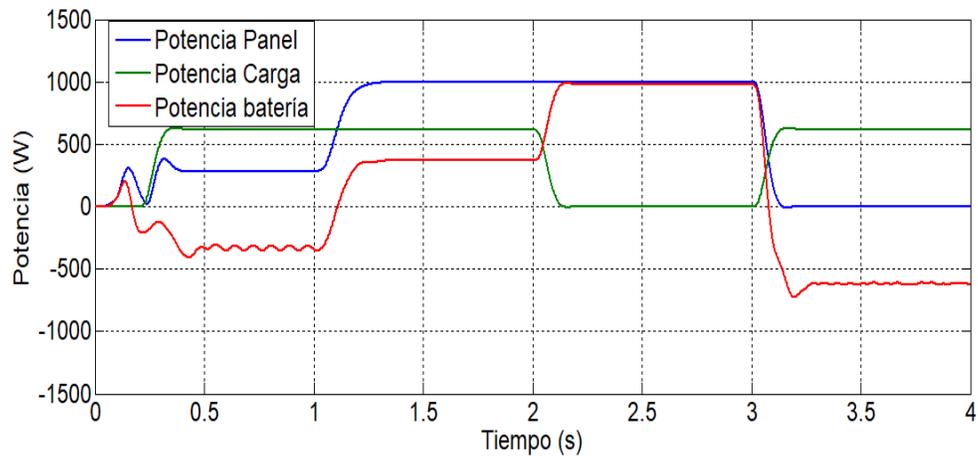


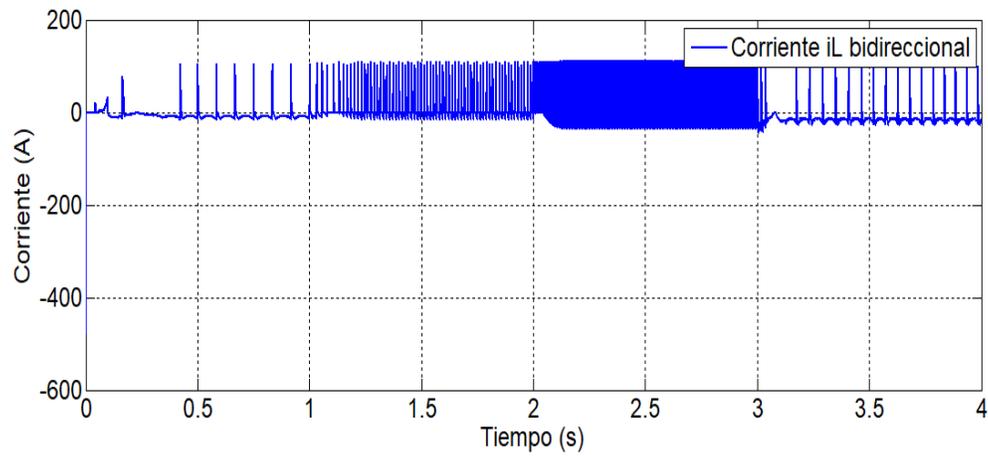
Figura 5.6. Lazos de control GPI para el convertidor bidireccional.



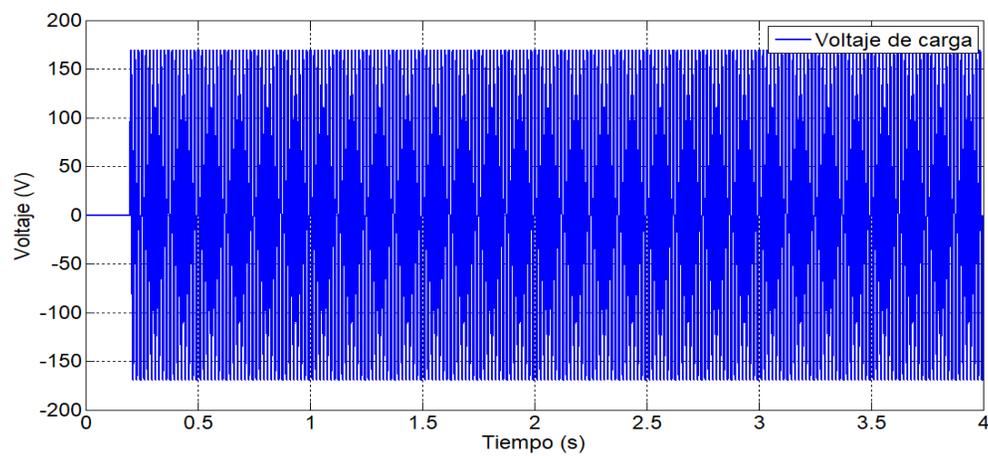
a) Voltaje en el bus de CD.



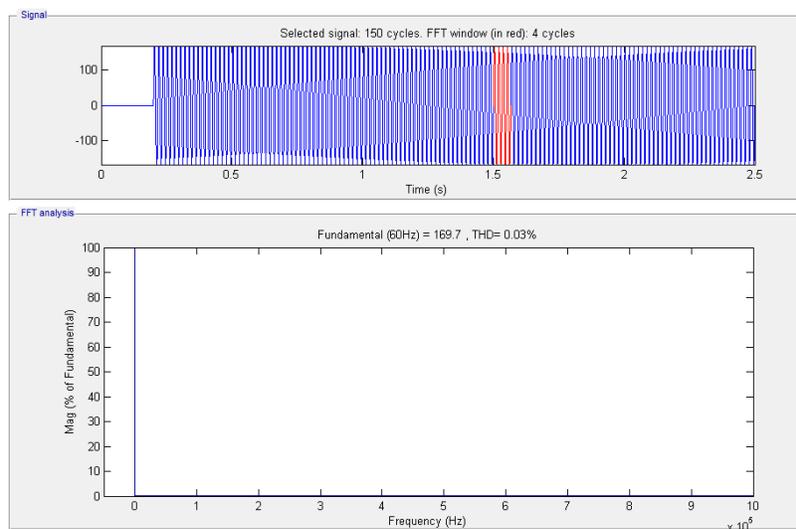
b) Balance de potencias en el sistema fotovoltaico autónomo.



c) Corriente en el inductor del convertidor bidireccional.



d) Voltaje de carga.



e) THD del voltaje de salida.

Figura 5.7. Simulación del sistema completo utilizando un controlador GPI en el bidireccional.

A partir de los resultados que se presentan para cada uno de los controladores, se aprecia que la dinámica de éstos es similar. Para este caso, los tres controladores son capaces de cumplir los objetivos del control supervisorio, esto es, mantienen el equilibrio energético del sistema para cada uno de los modos de operación, con lo anterior el nivel de tensión en el bus de CD se encuentra dentro del margen establecido para la operación de este sistema ($300 V \leq V_{cd} \leq 350 V$). Lo anterior es simple de cumplir debido a la capacidad energética que posee este capacitor electrolítico ($26.5258 J$). Con lo anterior, el nivel de tensión en el bus de CD no presenta valores grandes de rizo de tensión y las variaciones que éste posee se deben básicamente a la estructura que se estableció para el bus de CD (Figura 4.7).

En el caso de la potencia, éstas se encuentran operando de forma balanceada y conservando el equilibrio planteado en párrafos anteriores. Otra ventaja de operar con capacitores electrolíticos surge con la capacidad que se tiene de poder hacer frente al retraso que se genera en el sistema debido al uso de filtros para procesar los datos de potencia en la carga y en los paneles (la transferencia máxima de energía de acuerdo con la potencia generada es $1.3262 J$, lo cual es muy inferior a la capacidad que se tiene con este condensador). Esto es importante ya que cuando existen transiciones en las condiciones de operación, el control supervisorio no actúa de una forma instantánea, ya que aparecen retrasos debido a la velocidad de respuesta que estos filtros poseen (Figura 4.6). Lo anterior se logra contrarrestar con la presencia del capacitor en el bus de CD.

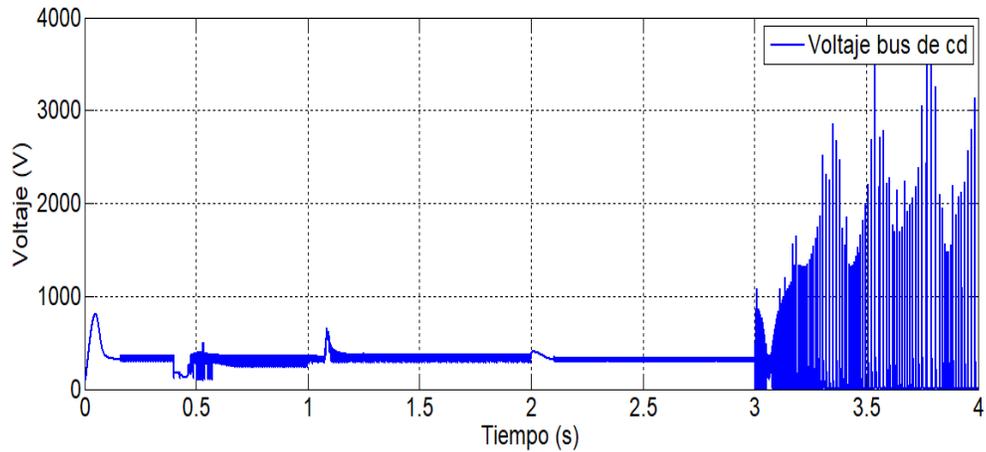
5.3. Simulación del sistema fotovoltaico autónomo con capacitor mínimo

Una vez presentado el desempeño del sistema operando con capacitor electrolítico diseñado con base en el criterio de rizo mínimo, en esta sección se estudia el comportamiento de cada controlador cuando el valor del capacitor en el bus de CD se lleva a un nivel mínimo teórico, el cual hace que el rizo de tensión en el bus de CD llegue a valores apenas superiores al voltaje de línea, lo cual genera que el sistema siga manteniendo el equilibrio de potencia, pero los rizados de tensión en el bus de CD se ven incrementados de manera significativa y la corriente en el inductor del convertidor bidireccional debe de estar cambiando de sentido (oscilando entre modo Buck y Boost) en periodos de tiempo muy cortos.

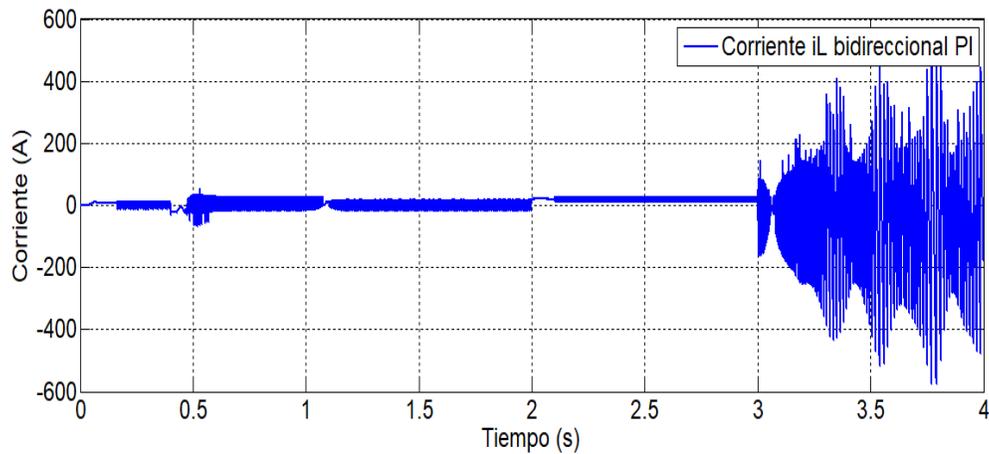
Lo anterior surge a partir de un aumento en la velocidad del sistema y por la poca capacidad de almacenamiento que se tiene con este nivel de capacitancia. En virtud de lo anterior, el control supervisorio debe estar inyectado y drenando energía al bus de CD para tratar de compensar los altos y bajos niveles de tensión que se generan en esta parte del sistema. Con esto, la respuesta dinámicas de los controladores debe de ser lo suficientemente rápida para responder a una velocidad superior al tiempo que le lleva al sistema cargar y descargar la energía del bus de CD y con ello evitar que la tensión suba a valores muy grandes o caiga a valores muy pequeños que comprometan su operación.

5.3.1. Simulación del sistema fotovoltaico con control PI en el convertidor bidireccional

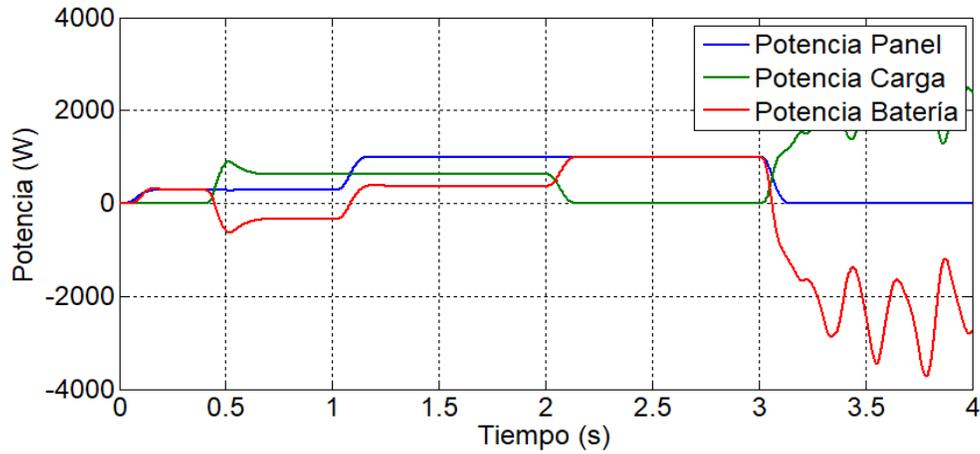
La simulación del sistema fotovoltaico autónomo con capacitor mínimo y control PI en ambos modos de operación del convertidor bidireccional (Figura 5.2) genera los resultados que se presentan en la Figura 5.8. Para obtener estos resultados de operación, se volvió a sintonizar las ganancias del controlador utilizado, ya que hubo una reducción en el capacitor de salida en el modo Boost de operación.



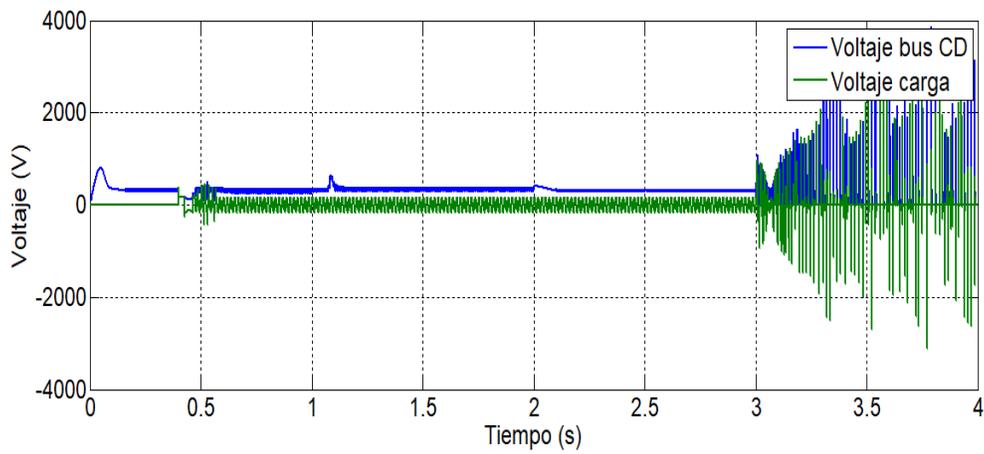
a) Dinámica en el voltaje en el bus de CD con controlador PI y capacitor mínimo.



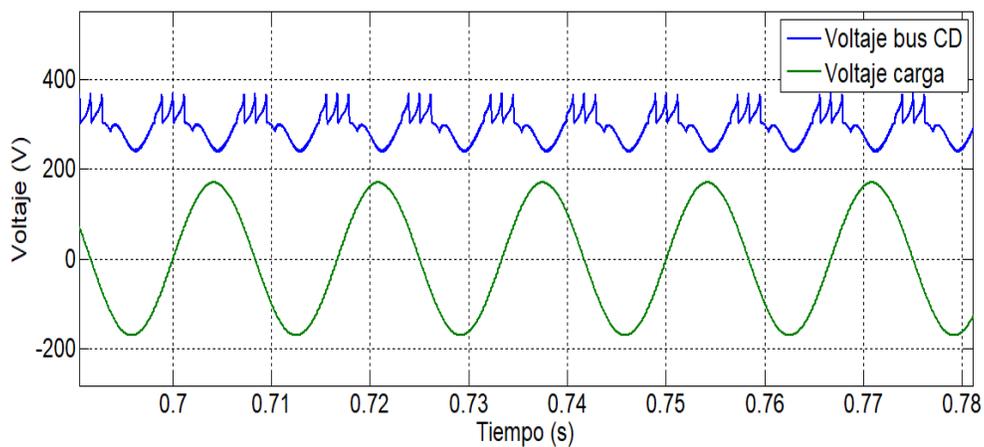
b) Dinámica en el la corriente de inductor en el convertidor bidireccional con controlador PI y capacitor mínimo.



c) Comportamiento de las potencias en el sistema fotovoltaico aislado con controlador PI y capacitor mínimo.



d) Comportamiento en el voltaje con controlador PI y capacitor mínimo.



e) Comparación de voltaje en el bus de CD y voltaje de carga con controlador PI y capacitor mínimo.

Figura 5.8. Simulación del sistema completo utilizando un controlador PI en el bidireccional y capacitor mínimo.

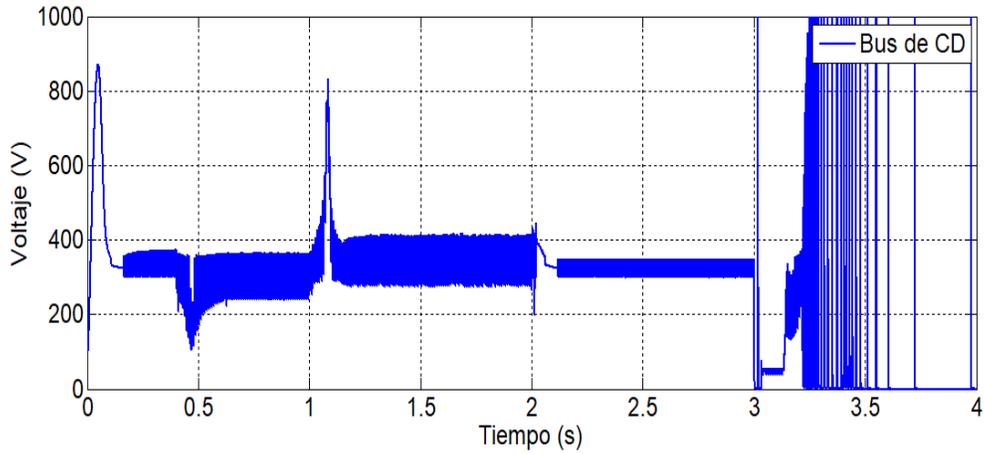
Como se aprecia en estos resultados de simulación, cuando se reduce el capacitor en el bus de CD, el rizo de tensión aumenta en magnitud (la frecuencia de este rizo es de 120 Hz). Con lo anterior, el sistema fotovoltaico empieza a experimentar rizados que llevan a la tensión a valores muy cerca del límite mínimo establecido, el cual es $120 V_{RMS}$. Otro factor que influye en la operación del sistema con capacitor pequeño es la carga conectada a la salida del inversor de tensión, cuanto más grande es la carga conectada, más compromete al sistema fotovoltaico autónomo.

Considerando estos resultados, el controlador PI es capaz de mantener el equilibrio energético del sistema. Pero para lograr lo anterior, la corriente de inductor (Figura 5.8b) debe estar cambiando de sentido en instantes muy pequeños de operación, lo cual no es apropiado para la batería que se encuentra conectada en este convertidor de tensión. En este sentido, operar al sistema con un capacitor más pequeño (valor mínimo) demanda un mejor desempeño del controlador que se encuentra en cada uno de los modos de operación del convertidor bidireccional. Con esto, se espera que el controlador ayude a reducir el número de oscilaciones que se presentan en el cambio de sentido de la corriente en el inductor.

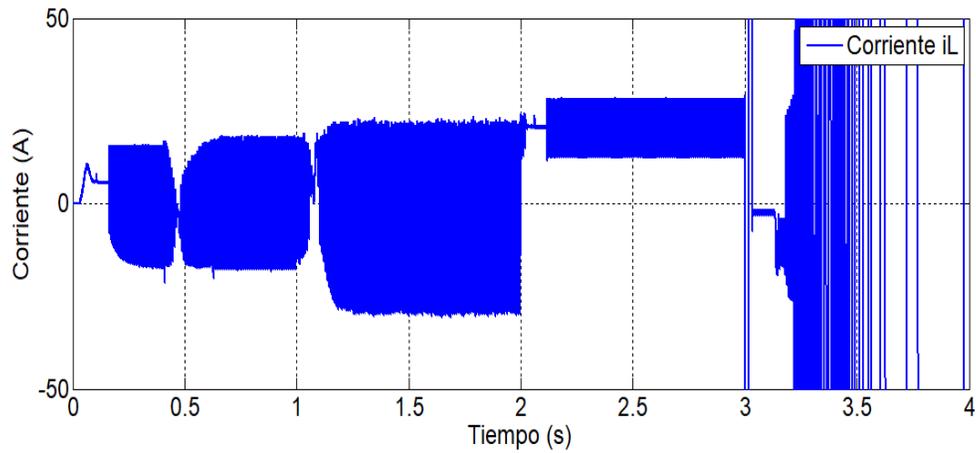
5.3.2. Simulación del sistema fotovoltaico con controlador tipo III en el convertidor bidireccional

La simulación del sistema fotovoltaico autónomo con capacitor mínimo y controlador tipo III en ambos modos de operación del convertidor bidireccional (Figura 5.4) genera los resultados que se presentan en la Figura 5.9. Estos resultados se obtienen a partir de una resintonización de ganancias para el nuevo valor de capacitor en el bus de CD.

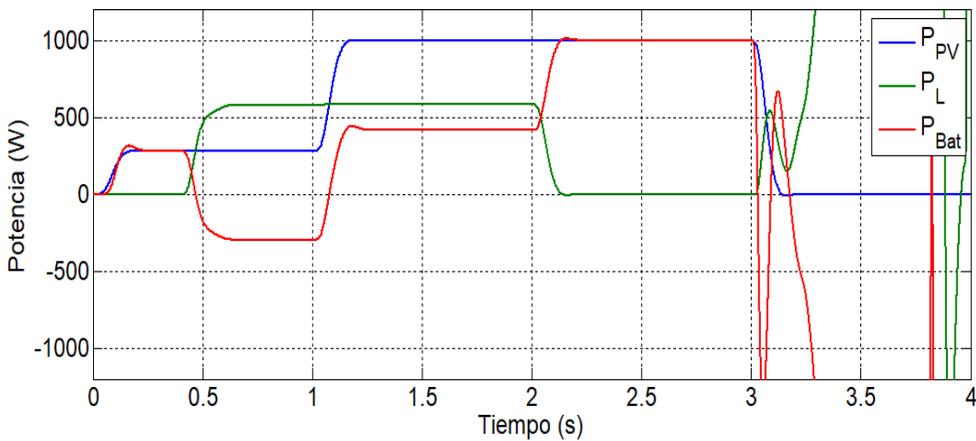
Como se aprecia con estos resultados, el sistema fotovoltaico autónomo operando con un valor de capacitancia pequeña genera rizados de tensión muy grandes en el bus de CD. Lo anterior propicia a que el control supervisorio deba estar cambiando el modo de operación del bidireccional para mantener el equilibrio energético, ya que la capacidad de almacenamiento de este capacitor es mínima. Como consecuencias de estos cambios en los modos de operación, la corriente en el convertidor bidireccional cambia de forma muy rápida su magnitud y sentido lo cual no es apropiado para mantener el tiempo de vida de la batería; sino por el contrario, reduce su vida útil de operación.



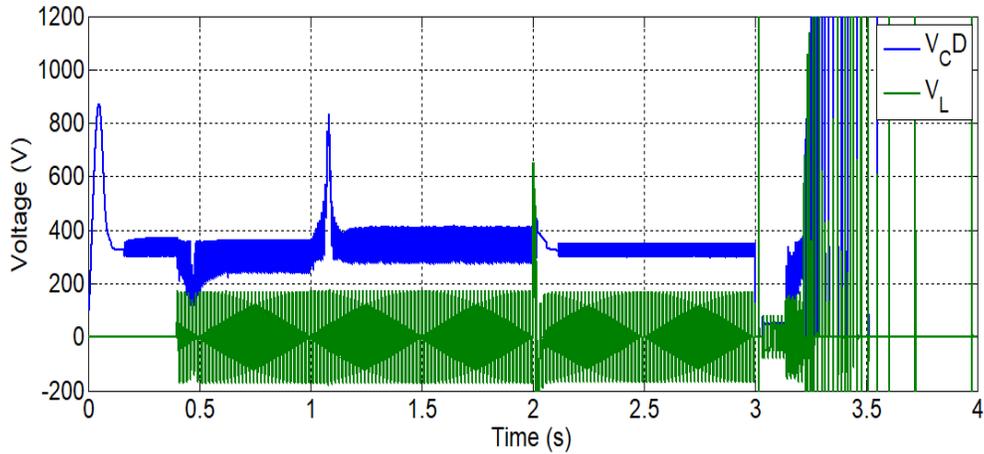
a) Dinámica en el voltaje en el bus de CD con compensador tipo III y capacitor mínimo.



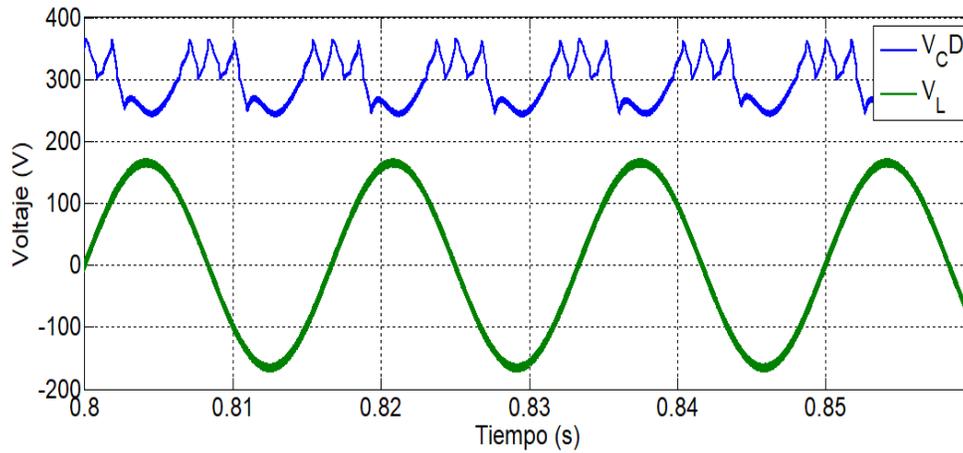
b) Dinámica en la corriente de inductor en el convertidor bidireccional con compensador tipo III y capacitor mínimo.



c) Comportamiento de las potencias en el sistema fotovoltaico autónomo con compensador tipo III y capacitor mínimo.



d) Comportamiento en el voltaje de carga con compensador tipo III y capacitor mínimo.



e) Comparación de voltaje en el bus de CD y voltaje de carga con compensador tipo III y capacitor mínimo.

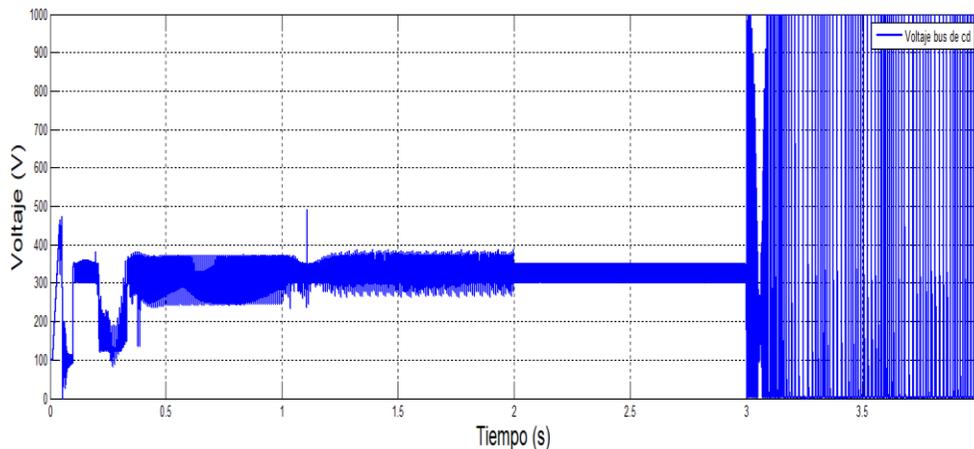
Figura 5.9. Simulación del sistema completo utilizando un compensador tipo III en el bidireccional y capacitor mínimo.

Es importante mencionar que a pesar de poseer un rizo de tensión en el bus de CD con valores muy grandes, esta tensión nunca baja más allá del valor mínimo para garantizar la transferencia de potencia en el sistema. Con esto, se observa que el control del convertidor en ambos modos de operación es importante para reducir el capacitor en el bus de CD. Sin embargo, el control supervisorio es del igual o mayor importancia, ya que éste es el que determina inyectar o drenar energía del bus de CD. A partir de lo anterior el gestor de energía determina la cantidad y el sentido del flujo de energía; sin embargo, el reducir el capacitor aumenta la velocidad de carga y descarga de este elemento de energía, lo que dificulta el trabajo de regulación en el bus de CD.

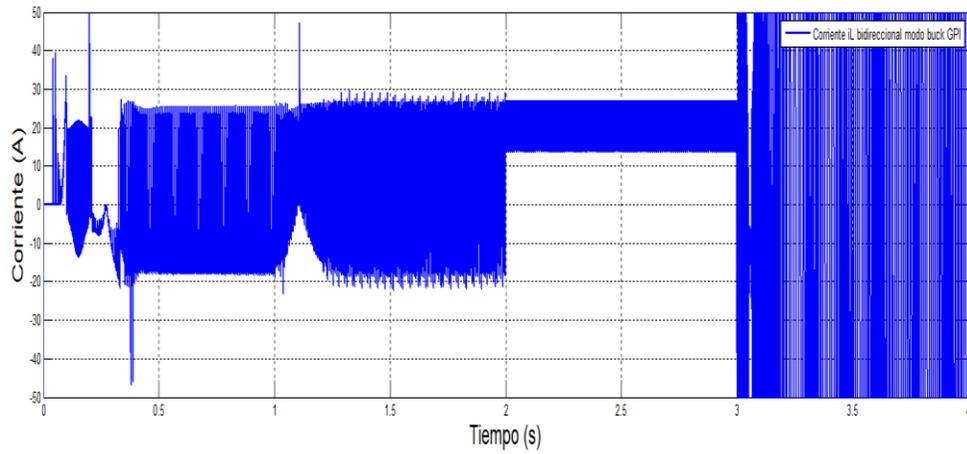
5.3.3. Simulación del sistema fotovoltaico con GPI en el convertidor bidireccional

En esta sección se presentan los resultados de simular el sistema fotovoltaico completo considerando un controlador basado en GPI+ aplanamiento diferencial en el convertidor bidireccional. Para ello, se utiliza una componente prealimentada basada en niveles energéticos a transferir de un punto a otro, la cual genera las referencias de corriente en el lazo de control, ya que se considera un voltaje de salida constante. Además, en lugar de utilizar una curva de Bezier para suavizar la dinámica de las referencias se utiliza una función de transferencia de primer orden la cual le imprime la suavidad necesaria para operar la salida plana y sus derivadas (esto es, la energía y sus derivadas). Con este nivel mínimo de capacitor se busca que el sistema mantenga una apropiada transferencia de energía, aun cuando el rizo de tensión en el bus de CD sea muy grande (pero su magnitud siempre será superior al voltaje de línea para evitar la caída en la transferencia de potencia).

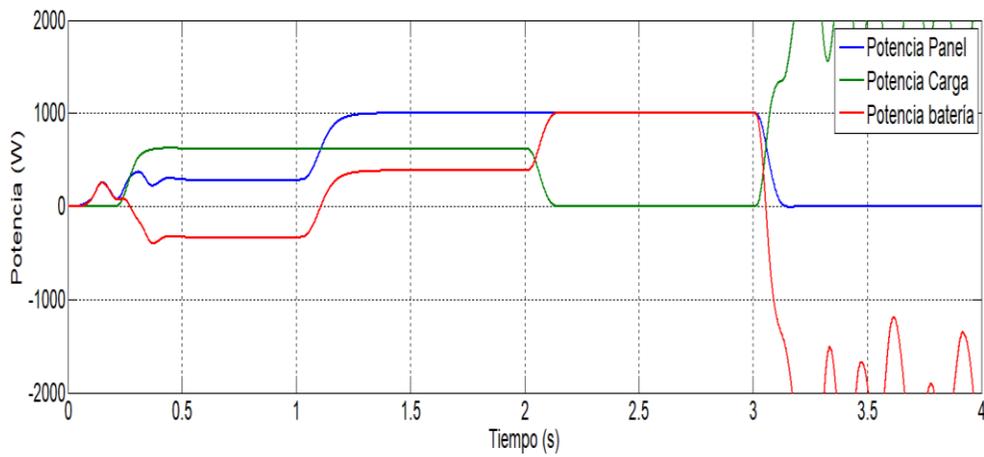
Los resultados de operar al sistema fotovoltaico con un valor de capacitor mínimo en el bus de CD y GPI con aplanamiento diferencial en el bidireccional son los que se muestran a continuación (Figura 5.10). Como se aprecia con estos resultados, este controlador no es capaz de mantener la operación adecuada del sistema con el capacitor mínimo. Lo anterior se aprecia en la última condición, en donde el voltaje en el bus de CD se cae por debajo del voltaje de línea, lo cual genera que la transferencia de potencia no sea adecuada. Lo anterior, no ocurre con los otros controladores, los cuales si mantienen la transferencia de potencia.



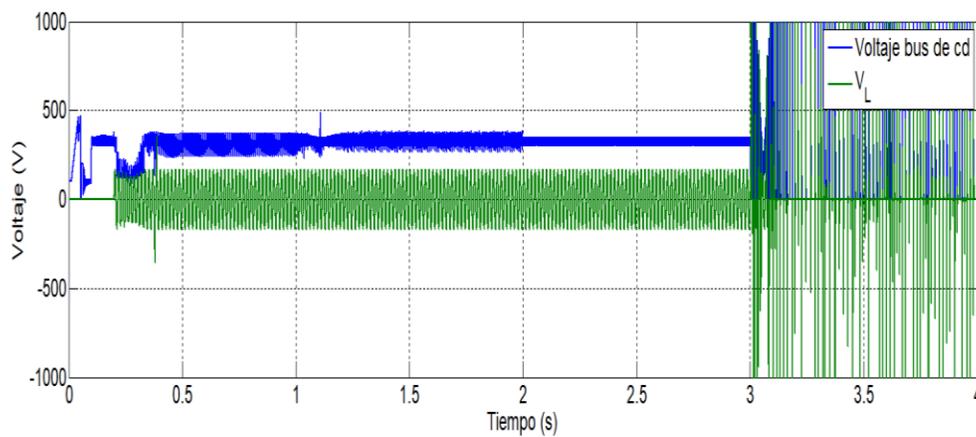
a) Dinámica en el voltaje en el bus de CD con GPI y capacitor mínimo.



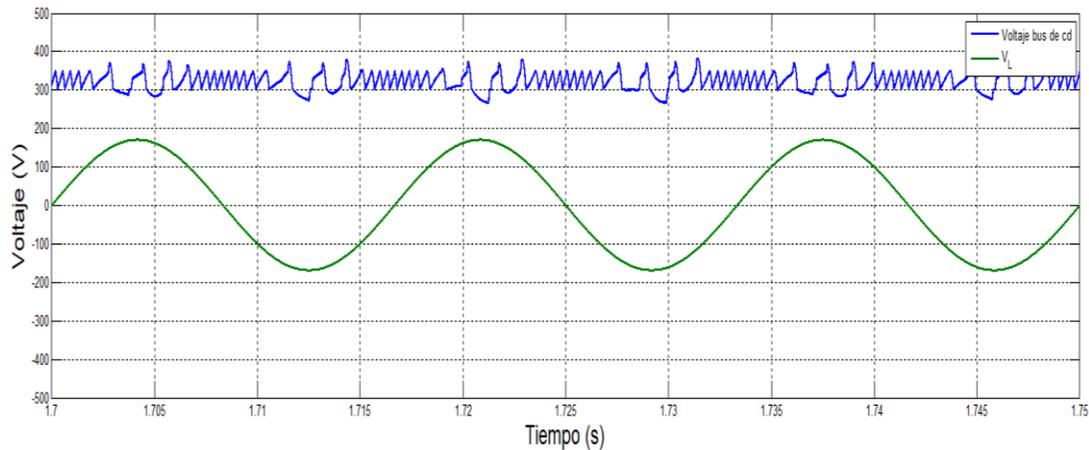
b) Dinámica en la corriente de inductor en el convertidor bidireccional con GPI y capacitor mínimo.



c) Comportamiento de las potencias en el sistema fotovoltaico autónomo con GPI y capacitor mínimo.



d) Comparación de voltaje en el bus de CD y voltaje de carga con GPI.



e) Comparación de voltaje en el bus de CD y voltaje de carga con GPI y capacitor mínimo.

Figura 5.10. Simulación del sistema completo utilizando GPI en el bidireccional y capacitor mínimo.

Tomando en cuenta estos resultados y considerando que la componente prealimentada se vuelve un problema debido a la dinámica que el sistema posee, se concluye que el controlador GPI no es una buena opción para operar al sistema con un capacitor mínimo y por lo tanto, se debe buscar alguna otra opción para reducir el capacitor y hacer frente a las perturbaciones que surgen dada esta reducción del elemento de enlace en el bus de CD.

Capítulo 6 . Conclusiones

En este capítulo se presentan las conclusiones a las que se llegó con el desarrollo de esta tesis. En el punto 6.1 se presentan las conclusiones obtenidas con este trabajo. En la sección 6.2 se describen los trabajos futuros recomendados para incrementar el conocimiento, la experiencia y mejorar lo hecho hasta ahora. Finalmente, en la sección 6.3 se muestra el artículo desarrollado con este tema de investigación.

6.1. Conclusiones

Son múltiples las ventajas que tiene el operar sistemas fotovoltaicos autónomos. Sin embargo, el utilizar este tipo de sistemas requiere el resolver una serie de problemáticas para poder, entre otras cosas, garantizar la máxima cosecha de energía y con ello hacer más rentable la inversión inicial que se tiene que hacer al momento de instalar este tipo de sistemas. Además, el buscar incrementar la confiabilidad del sistema reduciendo el capacitor en el elemento de enlace en el bus de CD genera una serie de problemáticas en la dinámica y manejo de energía que deben resolverse y cuya solución se puede obtener desde la perspectiva de electrónica de potencia, controladores y/o gestores de energía.

En virtud de lo anterior, en este trabajo de tesis se desarrolló lo siguiente:

- Se propuso una técnica de MPPT basada en P&O, que responde bajo condiciones de sombreado parcial, posee dinámica rápida y de simple implementación.
- Se realizó un análisis del capacitor de enlace en un sistema fotovoltaico autónomo.
- Se estudió la técnica de control GPI controlando la corriente del inductor en un convertidor bidireccional (Buck+Boost) utilizado en un sistema fotovoltaico autónomo.
- Se analizó la interacción de los elementos anteriores en un sistema fotovoltaico autónomo.

En virtud de lo anterior, y de acuerdo con los resultados obtenidos en este trabajo de tesis, las conclusiones se pueden dividir en dos áreas: las conclusiones del seguimiento del punto de máxima potencia y las conclusiones que se obtienen de reducir el capacitor en el bus de CD a su valor mínimo y solucionar los problemas generados con el uso de un controlador GPI.

En el caso del seguimiento del punto de máxima potencia se concluye que:

- El no considerar un seguimiento del punto de máxima potencia que haga frente al sombreado parcial genera que, cuando surgen estas condiciones ambientales, la cosecha de energía se reduzca de manera significativa. Además, esta problemática se vuelve más crítica conforme esta condición se mantiene por periodos prolongados. Lo anterior es crítico, desde la perspectiva económica, ya que el sistema no se está operando en su máxima capacidad (tarda más en recuperarse la inversión debido a lo que se deja de cosechar), y desde el punto de vista técnico, ya que esta condición puede llevar a condiciones de falla en el sistema fotovoltaico.
- Mediante la combinación de la teoría de operación de P&O y colonia de hormigas es posible obtener un esquema de seguimiento del punto de máxima potencia que haga frente al sombreado parcial con una dinámica más rápida y menor gasto de recursos computacionales, tal como lo muestran los resultados obtenidos en esta tesis.
- Algo importante a considerar al momento de diseñar un esquema de seguimiento del punto de máxima potencia es la carga que se conecta a la salida del sistema. Lo anterior es debido a que, para ciertas impedancias de carga operando con determinados convertidores de voltaje, no se pueden obtener las condiciones para cumplir con el teorema de transferencia máxima de energía. Debido a esto, no es posible extraer la máxima energía del sistema fotovoltaico, y no por problemas en el esquema de seguimiento, sino por la impedancia conectada.

En el caso de las conclusiones respecto a la reducción del capacitor en el bus de CD y las técnicas de control del convertidor bidireccional se concluye que:

- Es importante considerar que para reducir el capacitor en el bus de CD, se tiene que visualizar el problema desde la perspectiva energética. Por lo anterior, también es crucial que cuando se aborde esta situación, se tome en cuenta la problemática del gestor de energía, y de sus elementos (como los filtros que se utilizan para obtener los valores promedios que son necesarios como los valores de referencia para los lazos de control).
- El controlador GPI depende en gran medida de la componente prealimentada para obtener la cadena de integradores (forma canónica de Brunovsky). Sin embargo, para dinámicas como las que se obtienen al reducir el capacitor en el bus de CD, hacen que la prealimentación tome un valor irreal, dada la velocidad de la trayectoria que se tienen que obtener con estas dinámicas. Lo anterior hace que operar este tipo de sistemas y los valores que se obtienen en el controlador no sean factibles.

- Este controlador no es dinámicamente superior a otros esquemas de control, por lo que su desempeño con el capacitor mínimo es similar a otros controladores. Por lo tanto, este controlador no se visualiza como una posibilidad para hacer frente a las perturbaciones que surgen con el capacitor mínimo, dada la rapidez de cambio de trayectorias.
- Tener un capacitor mínimo no permite la estabilización de la condición de operación donde los paneles fotovoltaicos estén sin generar energía y la alimentación de la carga se realiza con el banco de baterías (condición que ningún controlador pudo operar). Lo anterior, surge por el tratamiento de la información que se debe llevar a cabo para que el supervisorio genere las referencias adecuadas para obtener el equilibrio energético. Sin embargo, algunos resultados obtenidos muestran que la operación del sistema se logra con valores de capacitor superiores al mínimo, sin llegar a utilizar capacitores de magnitudes similares a los calculados con los procedimientos establecidos.

6.2. Trabajos futuros

En esta tesis se aborda la problemática asociada con el seguimiento del punto de máxima potencia en sistemas fotovoltaicos y se realiza un análisis para la reducción del capacitor en el bus de CD y hacer frente a las problemáticas que surgen con un controlador GPI. Con base en lo presentado, se sugiere realizar las siguientes actividades como trabajos futuros:

- Comparación extensa de la estrategia de MPPT presentada en esta tesis con otras enfocadas a resolver el sombreado parcial.
- Buscar reducir el capacitor en el bus de CD con la ayuda de un control supervisorio que posea mayores prestaciones a las que posee el que se utilizó en esta tesis.
- Mejorar el funcionamiento del sistema con capacitor reducido optimizando las acciones del control supervisorio y empleando otras técnicas de control avanzadas.
- Incrementar la rapidez para obtener las referencias del sistema supervisorio. Sopesar la rapidez de referencia con respecto a la entrada-salida de la operación del convertidor cargador-descargador de la batería respecto a la vida útil de la batería, así como el uso de supercapacitores para mitigar los efectos sobre ésta.

6.3. Publicaciones obtenidas

Derivado de este trabajo se publicó el artículo:

Gil-Velasco, A.; Aguilar-Castillo, C. A Modification of the Perturb and Observe Method to Improve the Energy Harvesting of PV Systems under Partial Shading Conditions. *Energies* **2021**, *14*, 2521. <https://doi.org/10.3390/en14092521>,

en la revista *Energies* de MDPI, el cual tiene un factor de impacto de 2.702 y que se encuentra en el cuartil Q1.

Bibliografía

- [1] B. Kaundinya, Deepak, Ravindranath, "Grid-connected versus stand-alone energy systems for decentralized power—A review.pdf," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 13, pp. 2041–2050, 2009.
- [2] International Energy Agency, "WEO-2017 Special Report: Energy Access Outlook - Executive Summary - English," 2017.
- [3] G. S. Alemán-Nava, V. H. Casiano-Flores, D. L. Cárdenas-Chávez, R. Díaz-Chavez, N. Scarlat, and J. Mahlknecht, "Renewable energy research progress in Mexico : A review," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 32, pp. 140–153, 2014.
- [4] G. Magaldi, F. Serra, and L. Silva, "Energy Management Control Strategy for Stand-alone Photovoltaic System," *Work. Inf. Process. Control*, 2015.
- [5] R. A. Mastromauro, M. Liserre, and A. Dell'Aquila, "Control issues in single-stage photovoltaic systems: MPPT, current and voltage control," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 8, no. 2. pp. 241–254, 2012.
- [6] M. Das and V. Agarwal, "Novel High-Performance Stand-Alone Solar PV System With High-Gain High-Efficiency DC-DC Converter Power Stages," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 6, pp. 4718–4728, 2015.
- [7] S. Riyadi, "Design of photovoltaic powered converter to provide AC controlled voltage source," in *ICITACEE 2015 - 2nd International Conference on Information Technology, Computer, and Electrical Engineering: Green Technology Strengthening in Information Technology, Electrical and Computer Engineering Implementation, Proceedings*, 2016, no. 1, pp. 309–314.
- [8] S. K. Yarlagadda and W. Shireen, "A maximum power point tracking technique for single-phase PV systems with reduced DC-link capacitor," in *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 2014, pp. 2950–2957.
- [9] X. Yuan, D. Yang, and H. Liu, "MPPT of PV System under Partial Shading Condition based on Adaptive Inertia Weight Particle Swarm Optimization Algorithm," in *5th Annual IEEE International Conference on Cyber Technology in Automation, Control and Intelligent Systems*, 2015, pp. 729–733.
- [10] H. Chaieb and A. Sakly, "A novel MPPT method for photovoltaic application under partial shaded conditions," *Sol. Energy*, vol. 159, no. October 2017, pp. 291–299, 2018.
- [11] A. Ramyar, H. Iman-Eini, and S. Farhangi, "Global Maximum Power Point Tracking Method for Photovoltaic Arrays Under Partial Shading Conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 4, pp. 2855–2864, 2017.
- [12] A. M. Eltamaly, M. S. Al-saud, A. G. Abokhalil, and H. M. H. Farh, "Simulation and experimental validation of fast adaptive particle swarm optimization strategy for photovoltaic global peak tracker under dynamic partial shading," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 124, no. February, p. 109719, 2020.
- [13] A. Ben-Smida, Mouna, Sakly, "Genetic based algorithm for maximum power point tracking (MPPT) for grid connected PV systems operating under partial shaded conditions," *7th Int. Conf. Model. Identif. Control*, no. ICMIC, pp. 38–48, 2015.

-
- [14] N. Shah and C. Rajagopalan, "Experimental evaluation of a partially shaded photovoltaic system with a fuzzy logic-based peak power tracking control strategy," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 10, no. 1, pp. 98–107, 2015.
- [15] J. Ahmed and Z. Salam, "An Enhanced Adaptive P&O MPPT for Fast and Efficient Tracking Under Varying Environmental Conditions," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 9, no. 3, pp. 1487–1496, 2018.
- [16] T. U. Hassan *et al.*, "A novel algorithm for MPPT of an isolated PV system using push pull converter with fuzzy logic controller," *Energies*, vol. 13, no. 15, pp. 1–21, 2020.
- [17] S. Titri, C. Larbes, K. Y. Toumi, and K. Benatchba, "A new MPPT controller based on the Ant colony optimization algorithm for Photovoltaic systems under partial shading conditions," *Appl. Soft Comput. J.*, vol. 58, pp. 465–479, 2017.
- [18] N. Kumar, I. Hussain, B. Singh, and B. K. Panigrahi, "MPPT in Dynamic Condition of Partially Shaded PV System by Using WODE Technique," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 8, no. 3, pp. 1204–1214, 2017.
- [19] D. Pilakkat and S. Kanthalakshmi, "An improved P&O algorithm integrated with artificial bee colony for photovoltaic systems under partial shading conditions," *Sol. Energy*, vol. 178, no. November 2018, pp. 37–47, 2019.
- [20] A. Ashouri-Zadeh, M. Toulabi, A. S. Dobakhshari, S. Taghipour-Broujeni, and A. M. Ranjbar, "A novel technique to extract the maximum power of photovoltaic array in partial shading conditions," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 101, no. January, pp. 500–512, 2018.
- [21] G. S. Krishna and T. Moger, "Reconfiguration strategies for reducing partial shading effects in photovoltaic arrays : State of the art," *Sol. Energy*, vol. 182, no. July 2018, pp. 429–452, 2019.
- [22] R. Alik, A. Jusoh, and N. A. Shukri, "An improved perturb and observe checking algorithm MPPT for photovoltaic system under partial shading condition," *2015 IEEE Conf. Energy Conversion, CENCON 2015*, pp. 398–402, 2016.
- [23] S. Sajadian and R. Ahmadi, "Distributed Maximum Power Point Tracking Using Model Predictive Control for Photovoltaic Energy Harvesting Architectures Based on Cascaded Power Optimizers," *IEEE J. Photovoltaics*, vol. 7, no. 3, pp. 849–857, 2017.
- [24] M. Zulki and Z. Salam, "Performance evaluation of DC power optimizer (DCPO) for photovoltaic (PV) system during partial shading," *Renew. Energy*, vol. 139, pp. 1336–1354, 2019.
- [25] K. Kato and H. Koizumi, "A study on effect of blocking and bypass diodes on partial shaded PV string with compensating circuit using voltage equalizer," *Proc. - IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, vol. 2015-July, pp. 241–244, 2015.
- [26] R. G. Vieira, F. M. U. de Araújo, M. Dhimish, and M. I. S. Guerra, "A comprehensive review on bypass diode application on photovoltaic modules," *Energies*, vol. 13, no. 10, pp. 1–21, 2020.
- [27] X. Cao, Q. C. Zhong, and W. L. Ming, "Ripple Eliminator to Smooth DC-Bus Voltage and Reduce the Total Capacitance Required," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 4, pp.
-

- 2224–2235, 2015.
- [28] H. V. Nguyen and D. C. Lee, “Reducing the dc-link capacitance: A bridgeless PFC boost rectifier that reduces the second-order power ripple at the dc output,” *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 24, no. 2, pp. 23–34, 2018.
- [29] M. H. Zare, M. Mohamadian, and R. Beiranvand, “Single-stage AC module with series power decoupling capability for connecting PV to a single-phase power grid,” *IET Power Electron.*, vol. 10, no. 5, pp. 517–524, 2016.
- [30] H. Hu *et al.*, “A three-port flyback for PV microinverter applications with power pulsation decoupling capability,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 9, pp. 3953–3964, 2012.
- [31] H. Watanabe, K. Kusaka, K. Furukawa, K. Orikawa, and J. I. Itoh, “DC to single-phase AC Voltage Source Inverter with power decoupling circuit based on flying capacitor topology for PV system,” *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, vol. 2016-May, pp. 1336–1343, 2016.
- [32] J. Picard, “High-Voltage Energy Storage : The Key to Efficient Holdup,” *Texas Instruments Inc.*, pp. 1–39, 2015.
- [33] H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, and Z. J. Shen, “Power decoupling techniques for micro-inverters in PV systems-A review,” *2010 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2010 - Proc.*, vol. 32826, no. 2, pp. 3235–3240, 2010.
- [34] S. Kotra and M. K. Mishra, “A Supervisory Power Management System for a Hybrid Microgrid With HESS,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 5, pp. 3640–3649, 2017.
- [35] S. I. Ganesan, D. Pattabiraman, R. K. Govindarajan, M. Rajan, and C. Nagamani, “Control Scheme for a Bidirectional Converter in a Self-Sustaining Low-Voltage DC Nanogrid,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 10, pp. 6317–6326, 2015.
- [36] N. R. Tummuru, M. K. Mishra, and S. Srinivas, “Dynamic Energy Management of Renewable Grid Integrated Hybrid Energy Storage System,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 12, pp. 7728–7737, 2015.
- [37] S. Kotra and M. K. Mishra, “Design and stability analysis of DC microgrid with hybrid energy storage system,” *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 10, no. 3, pp. 1603–1612, 2019.
- [38] A. I. S. Subramaniam, D. Biswas, and K. M., “Dynamic Power Management System employing single stage Power Converter for Standalone Solar PV Applications,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8993, no. c, pp. 1–11, 2018.
- [39] S. Kotra and M. K. Mishra, “Energy management of hybrid microgrid with hybrid energy storage system,” *4th Int. Conf. Renew. Energy Res. Appl. ICRERA 2015*, vol. 5, pp. 856–860, 2015.
- [40] H. Sira-Ramírez and D. Rosales-Díaz, “Decentralized Active Disturbance Rejection Control of Power Converters Serving a Time Varying Load,” *Chinese Control Conf.*, pp. 4348–4353, 2014.
- [41] T. Shahida, L. George, “Implementation of Sliding Mode Control for a Buck Converter in a Photovoltaic System,” in *2014 International Conference on Advances in Green Energy*

- (ICAGE), 2014.
- [42] S. T. Lee and H. A. F. Almurib, "Control Techniques for power converters in photovoltaic hybrid energy storage system," in *3rd IET International Conference on Clean Energy and Technology (CEAT) 2014*, 2014, pp. 47 (6 .)-47 (6 .).
- [43] S. D. Tavakoli, G. Kadkhodaei, M. Hamzeh, and K. Sheshyekani, "Non-linear time-delay controller for dc / dc power converters in application of electric vehicles," *IET Electr. Syst. Transp.*, vol. 7, no. 4, pp. 303–309, 2017.
- [44] J. Linares-flores, A. H. Méndez, and C. García-rodríguez, "Robust Nonlinear Adaptive Control of a ' Boost ' Converter via Algebraic Parameter Identification," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 8, pp. 4105–4114, 2014.
- [45] J. Yang, H. Cui, S. Li, and A. Zolotas, "Optimized active disturbance rejection control for DC-DC buck converters with uncertainties using a reduced-order GPI observer," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 65, no. 2, pp. 832–841, 2018.
- [46] B. Choi, J. Park, J. Jegal, S. Lee, and C. Won, "DC-Link Fluctuation Compensation Method for PV Generation System Combined Energy Storage," in *9th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia*, 2015, pp. 2881–2886.
- [47] S. He, F., Zhao, Z., Yuan, L., Lu, "A DC-link Voltage Control Scheme for Single-phase," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011, no. 50737002, pp. 3941–3945.
- [48] E. Neri-Rodríguez and M. A. Oliver-Salazar, "Comparación entre los Algoritmos Optimización por Enjambre de Partículas y Perturbar y Observar en un Sistema Fotovoltaico Bajo Condiciones de Sombreado Parcial," in *Congreso Nacional de Control Automático, AMCA*, 2015, pp. 495–500.
- [49] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. R. Filho, "Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 5, pp. 1198–1208, 2009.
- [50] A. Bidram, A. Davoudi, and R. S. Balog, "Control and circuit techniques to mitigate partial shading effects in photovoltaic arrays," *IEEE J. Photovoltaics*, vol. 2, no. 4, pp. 532–546, 2012.
- [51] Solaredege, "Technical Note Bypass Diode Effects in Shaded Conditions," 2010. [Online]. Available: https://www.solaredege.com/sites/default/files/se_technical_bypass_diode_effect_in_shading.pdf.
- [52] N. Karami, N. Moubayed, and R. Outbib, "General review and classification of different MPPT techniques," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, pp. 1–18, 2017.
- [53] D. Verma, S. Nema, A. M. Shandilya, and S. K. Dash, "Maximum Power Point Tracking techniques: Recapitulation in solar photovoltaic systems," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 54, pp. 1018–1034, 2016.
- [54] B. Subudhi and R. Pradhan, "A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 4, no. 1, pp. 89–98, 2013.

-
- [55] M. Seyedmahmoudian *et al.*, “State of the art artificial intelligence-based MPPT techniques for mitigating partial shading effects on PV systems – A review,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 64, pp. 435–455, 2016.
- [56] C. Won, D. Kim, S. Kim, W. Kim, and H. Kim, “A new maximum power point tracker of photovoltaic arrays using fuzzy controller,” *Proc. 1994 Power Electron. Spec. Conf. - PESC’94*, pp. 396–403, 1994.
- [57] K. Ishaque and Z. Salam, “A deterministic particle swarm optimization maximum power point tracker for photovoltaic system under partial shading condition,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 8, pp. 3195–3206, 2013.
- [58] M. Dorigo, V. Maniezzo, and A. Colorni, “Ant system: Optimization by a colony of cooperating agents,” *IEEE Trans. Syst. Man, Cybern. Part B Cybern.*, vol. 26, no. 1, pp. 29–41, 1996.
- [59] K. Sundareswaran, V. Vigneshkumar, P. Sankar, S. P. Simon, P. Srinivasa Rao Nayak, and S. Palani, “Development of an Improved P&O Algorithm Assisted Through a Colony of Foraging Ants for MPPT in PV System,” *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 12, no. 1, pp. 187–200, 2016.
- [60] J. Ahmed and Z. Salam, “A critical evaluation on maximum power point tracking methods for partial shading in PV systems,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 47, pp. 933–953, 2015.
- [61] R. F. Coelho, F. Concer, and D. C. Martins, “A study of the basic DC-DC converters applied in maximum power point tracking,” *Power Electron. Conf. 2009. COBEP ’09. Brazilian*, pp. 673–678, 2009.
- [62] D. Choudhary and A. R. Saxena, “DC-DC Buck-Converter for MPPT of PV System,” *Int. J. Emerg. Technol. Adv. Eng.*, vol. 4, no. 7, p. 9, 2014.
- [63] D. G and S. N. Singh, “Selection of non-isolated DC-DC converters for solar photovoltaic system,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 76, no. March, pp. 1230–1247, 2017.
- [64] O. A. Ahmed and J. A. M. Bleijs, “Power flow control Methods for an ultracapacitor bidirectional converter in DC microgrids - A comparative study,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 26, pp. 727–738, 2013.
- [65] N. Sujitha and S. Krithiga, “RES based EV battery charging system: A review,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 75, no. November 2016, pp. 978–988, 2017.
- [66] R. Middlebrook and S. Cuk, “A general unified approach to modelling switching-converter power stages,” *1970 IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 18–34, 1976.
- [67] K. Astrom and T. Hagglund, *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*, 2nd Editio. ISA-The Instrumentation, Systems and Automation Society, 1995.
- [68] F. B. Utomo, I. Purnama, P. Chin-Chi, and H. J. Chiu, “Improved one-cycle controlled buck converter using Type-III compensator,” *Proc. 2016 8th Int. Conf. Inf. Technol. Electr. Eng. Empower. Technol. Better Futur. ICITEE 2016*, pp. 2–6, 2017.
- [69] H. Sira-Ramirez, F. Beltrán-Carbajal, and A. Blanco-Ortega, “A generalized proportional integral output feedback controller for the robust perturbation rejection in a mechanical
-

- system,” *E-STA, Sci. Technol. L’Automatique*, vol. 5, no. 4, pp. 24–32, 2008.
- [70] M. Fliess, J. Lévine, P. Martin, and P. Rouchon, “Flatness and defect of non-linear systems: introductory theory and examples,” *Int. J. Control*, vol. 61, no. 6, pp. 1327–1361, 1995.
- [71] H. Sira-Ramírez and S. Agrawal, *Differentially Flat Systems*. Marcel Dekker, Inc., 2004.
- [72] R. Silva-Ortigoza, H. Sira-Ramírez, and V. M. Hernández-Guzmán, “Control por Modos Deslizantes y Planitud Diferencial de un Convertidor de CD/CD Boost: Resultados Experimentales,” *Rev. Iberoam. Automática e Informática Ind. RIAI*, vol. 5, no. 4, pp. 77–82, 2012.
- [73] H. Sira-Ramírez and R. Silva-Ortigoza, *Control Design Techniques in Power Electronics Devices*. London: Springer, 2006.
- [74] H. Sira-ramírez, J. A. Cortes-Romero, and A. Luviano-Juárez, *Algebraic Identification and Estimation Methods in Feedback Control Systems*. John Wiley, 2014.
- [75] N. Zhang, D. Sutanto, and K. M. Muttaqi, “A review of topologies of three-port DC-DC converters for the integration of renewable energy and energy storage system,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 56, pp. 388–401, 2016.
- [76] R. Foster, M. Ghassemi, A. Cota, and E. Al., *Renewable Energy and the Environment*. CRC Press, 2010.
- [77] J. Islas-Samperio, A. Sanchez-Juarez, F. Manzini-Poli, G. Grande-Acosta, F. Carrasco-Gonzalez, and E. Zenon-Olvera, *Potencial de los sistemas fotovoltaicos en México. Análisis de los sectores residencial, público e industrial por entidad federativa*. UNAM, 2010.
- [78] P. T. Krein, R. S. Balog, and M. Mirjafari, “Minimum energy and capacitance requirements for single-phase inverters and rectifiers using a ripple port,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 11, pp. 4690–4698, 2012.
- [79] A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, “Predictive DC voltage control of single-phase PV inverters with small DC link capacitance,” *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, vol. II, pp. 793–797, 2003.
- [80] H. Wang, H. S. H. Chung, and W. Liu, “Use of a series voltage compensator for reduction of the dc-link capacitance in a capacitor-supported system,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 3, pp. 1163–1175, 2014.
- [81] Bon-Gwan Gu and Kwanghee Nam, “A DC-link capacitor minimization method through direct capacitor current control,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 2, pp. 573–581, 2006.
- [82] D. G. Lamar, J. Sebastian, M. Arias, and A. Fernandez, “On the limit of the output capacitor reduction in power-factor correctors by distorting the line input current,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1168–1176, 2012.
- [83] C. R. Neuhaus and R. W. De Doncker, “DC-link voltage control for switched reluctance drives with reduced DC-link capacitance,” *2010 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2010 - Proc.*, pp. 4192–4198, 2010.

-
- [84] I. S. De Freitas, C. B. Jacobina, and E. C. Dos Santos, "Single-phase to single-phase full-bridge converter operating with reduced ac power in the dc-link capacitor," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 2, pp. 272–279, 2010.
- [85] D. C. Hamill and P. T. Krein, "A 'zero' ripple technique applicable to any DC converter," in *Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2003, pp. 1165–1171.
- [86] H. Wang and H. Chung, "Study of a new technique to reduce the DC-link capacitor in a power electronic system by using a series voltage compensator," *IEEE Energy Convers. Congr. Expo. Energy Convers. Innov. a Clean Energy Futur. ECCE 2011, Proc.*, pp. 4051–4057, 2011.
- [87] Q. C. Zhong, W. L. Ming, X. Cao, and M. Krstic, "Control of Ripple Eliminators to Improve the Power Quality of DC Systems and Reduce the Usage of Electrolytic Capacitors," *IEEE Access*, vol. 4, pp. 2177–2187, 2016.
- [88] O. García, M. D. Martínez-Avial, J. A. Cobos, J. Uceda, J. González, and J. A. Navas, "Harmonic reducer converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 2, pp. 322–327, 2003.
- [89] S. Li, B. Ozpineci, and L. M. Tolbert, "Evaluation of a current source active power filter to reduce the DC bus capacitor in a hybrid electric vehicle traction drive," *2009 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2009*, vol. 978, pp. 1185–1190, 2009.
- [90] A. C. Kyritsis, N. P. Papanikolaou, and E. C. Tatakis, "A novel parallel active filter for current pulsation smoothing on single stage grid-connected AC-PV modules," *2007 Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE*, pp. 1–10, 2007.

Anexo 1

Aplanamiento diferencial para el convertidor Buck modo tensión

En este apartado se aplicará el concepto de aplanamiento diferencial al convertidor reductor (Buck), cuyo modelo no lineal promediado es

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E \\ L \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (A1. 1)$$

en donde x_1 es la corriente de inductor y x_2 es el voltaje en el capacitor, las cuales dependen del ciclo de trabajo del convertidor. Como primer punto se demostrará que el sistema es plano. Una condición suficiente para mostrar esta propiedad se obtiene probando que el sistema es controlable, esto es que el rango de la matriz de controlabilidad es n . En el caso del convertidor Buck la matriz de controlabilidad es

$$C = [B \quad AB] = \begin{bmatrix} \frac{E}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-E}{CL^2} \end{bmatrix} \quad (A1. 2)$$

A partir de la ecuación anterior se aprecia que el sistema es de rango completo ($\text{rango}(C) = n$), lo que significa que el sistema es plano. Una expresión para estimar la salida plana se presenta en la Ecuación XX, esto es

$$F = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} \frac{E}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-E}{CL^2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \frac{CL^2}{E} x_2 \quad (A1. 3)$$

Una propiedad de estos sistemas es que cualquier múltiplo de la salida plana también es plana, por lo que la salida plana es

$$F = x_2 \quad (A1. 4)$$

Además, las derivadas de la salida plana se definen a partir de los estados como

$$\dot{F} = \frac{1}{RC} (Rx_1 - x_2) \quad (A1. 5)$$

$$\ddot{F} = -\frac{x_1}{C^2R} + x_2 \left(\frac{1}{C^2R^2} - \frac{1}{CL} + \frac{\mu E}{CL} \right) \quad (A1. 6)$$

Tomando en cuenta esta salida plana, la parametrización del convertidor Buck es la siguiente

$$\begin{aligned} x_1 &= \frac{F}{R} - C\dot{F} \\ x_2 &= F \\ u &= \frac{LC}{E} \left(\ddot{F} + \frac{1}{RC}\dot{F} + \frac{1}{LC}F \right) \end{aligned} \quad (A1. 7)$$

En este caso, se define el siguiente difeomorfismo

$$z = \phi(x) = \begin{bmatrix} y_f \\ \dot{y}_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2 \\ \frac{1}{CR}(Rx_1 - x_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix} \quad (A1. 8)$$

Deducido de la parametrización diferencial, en la forma normal siguiente

$$\dot{z}_1 = z \quad (A1. 9)$$

$$\dot{z}_2 = \frac{-x_1}{C^2R} + x_2 \left(\frac{1}{C^2R^2} - \frac{1}{CL} \right) + \frac{\mu E}{LC} \quad (A1. 10)$$

En donde

$$x_2 = z_1 \quad x_1 = C\dot{y}_f + \frac{y_f}{R} = Cz_2 + \frac{z_1}{R}$$

Por lo tanto,

$$\dot{z}_1 = z \quad (A1. 11)$$

$$\dot{z}_2 = \frac{-z_1}{CL} - \frac{z_2}{CR} + \frac{\mu E}{LC} \quad (A1. 12)$$

Posteriormente, si se le aplica el control prealimentado (Ecuación XX) a la Ecuación XX se genera la forma canónica de Brunovsky, esto es:

$$\dot{\xi}_1 = \xi_2 \quad (A1. 13)$$

$$\dot{\xi}_2 = \dot{y}_f = \dot{z}_2 \quad (A1. 14)$$

En el cual se define que

$$\dot{z} = v \quad (A1. 15)$$

para que con esto, la ecuación quede de la siguiente manera

$$\dot{\xi} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \xi + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} v \quad (A1. 16)$$

en donde v toma el rol de la entrada en la forma canónica de Brunovsky. Ahora, estableciendo una nueva entrada como

$$v = \dot{z}_3^* + \Lambda(e) \quad (A1. 17)$$

Tomando en cuenta esto, si se sustituye (1) en (2) se tiene que

$$\dot{z} = \dot{y}_f^* \quad (A1. 18)$$

Anexo 2

Programa estimación capacitor mínimo

```

clear
clc
close all
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%      Datos      %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

Vp=120*sqrt(2)           % Se define Voltaje pico
f=60                     % Se define la frecuencia de operación
w=2*pi*60                % Se define la velocidad angular

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%      Cálculo del tiempo y capacitor      %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

syms t                   % Se trabajará el tiempo variable
Vc0=170:1:400            % Defino el vector de valores de tensión en el bus de CD
tamano=length(Vc0)      % Defino el tamaño del vector

for i=1:tamano           % Defino el ciclo for
AA1=(2*t*w*Vp*cos(w*t))/(2-(pi*sin(w*t))) ;
AA2=(pi*Vp*cos(w*t))/(2-(pi*sin(w*t))) ;
tc=vpasolve(Vc0(1,i)+AA1+(AA2*(cos(w*t)-1))== Vp*sin(w*t),t,[1/240 1/120]);
tc=double(tc) ;
Icd=P/Vc0(1,i) ;
I_inv=(pi*Icd)/2 ;
C(1,i)=(Icd*(2-(pi*sin(w*tc)))/(2*w*Vp*cos(w*tc))) ; % Capacitor mínimo
tiempo=0:1e-5:1/120 ;
n1=Icd*tiempo' ;
n2=(I_inv/w)*(cos(w*tiempo')) ;
n3=I_inv/w ;
Vc01=Vc0(1,i) ;
Vcap=((1/C(1,i))*(n1+n2-n3))+Vc01 ;
end

DATOS=[Vc0',C']; % En este vector quedan guardados la tensión y el valor mínimo de capacitor
figure
plot(Vc0,C,'LineWidth',2) % Gráfica que relaciona el valor de capacitor mínimo y tensión en el
bus de CD
grid
xlabel('Voltaje CD (V)')
ylabel('Capacitor (F)')
clear n1 n2 n3 i tamano AA1 AA2 Vc01 t tc C Vc0

%%

%%%%      Programa que gráfica el voltaje en el bus de CD y voltaje de
%%%%      línea con capacitor mínimo seleccionado

n=131; % Selecciono la casilla en donde se encuentra la tensión de CD
% y capacitor mínimo asociado en el vector
% DATOS en este caso la casilla 131 es para
% 300 V
Vc0=DATOS(n,1); % Tensión en el bus de CD
C=DATOS(n,2) ; % Valor de capacitor mínimo
Icd=P/Vc0 ; % Corriente de CD
I_inv=(pi*Icd)/2; % Corriente rectificada

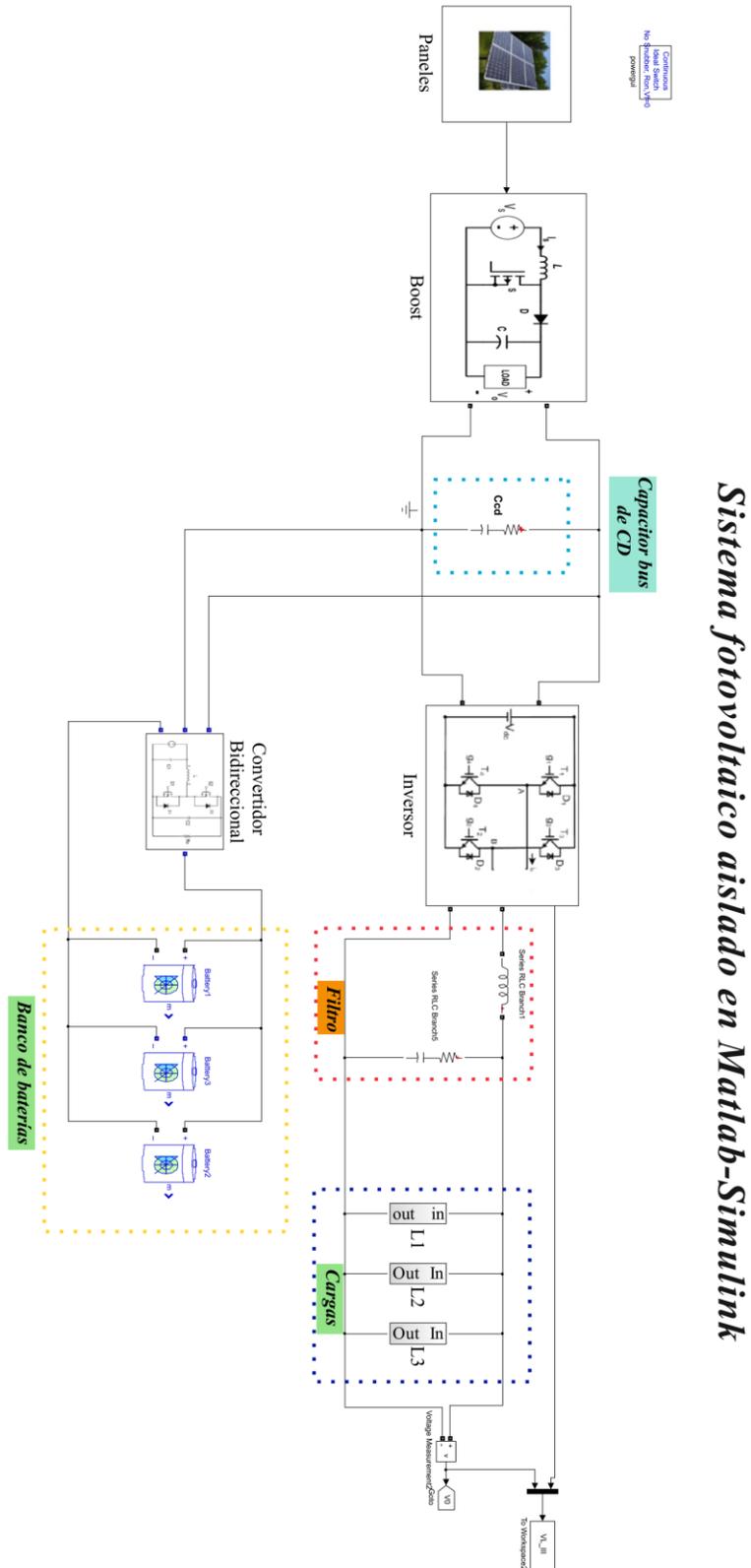
%%%%      Comparación voltajes

t=0:1e-6:1/120;
%close all
figure
Vlinea=Vp*sin(w*t');
n1=Icd*t';

```

```
n2=(I_inv/w)*(cos(w*t));  
n3=I_inv/w;  
Vcap=((1/C)*(n1+n2-n3))+Vc0;  
plot(t,Vlinea,t,Vcap,'LineWidth',2)  
grid  
xlabel('Tiempo (t)')  
ylabel('Voltaje (V)')  
legend('Voltaje de línea','Voltaje de capacitor')
```

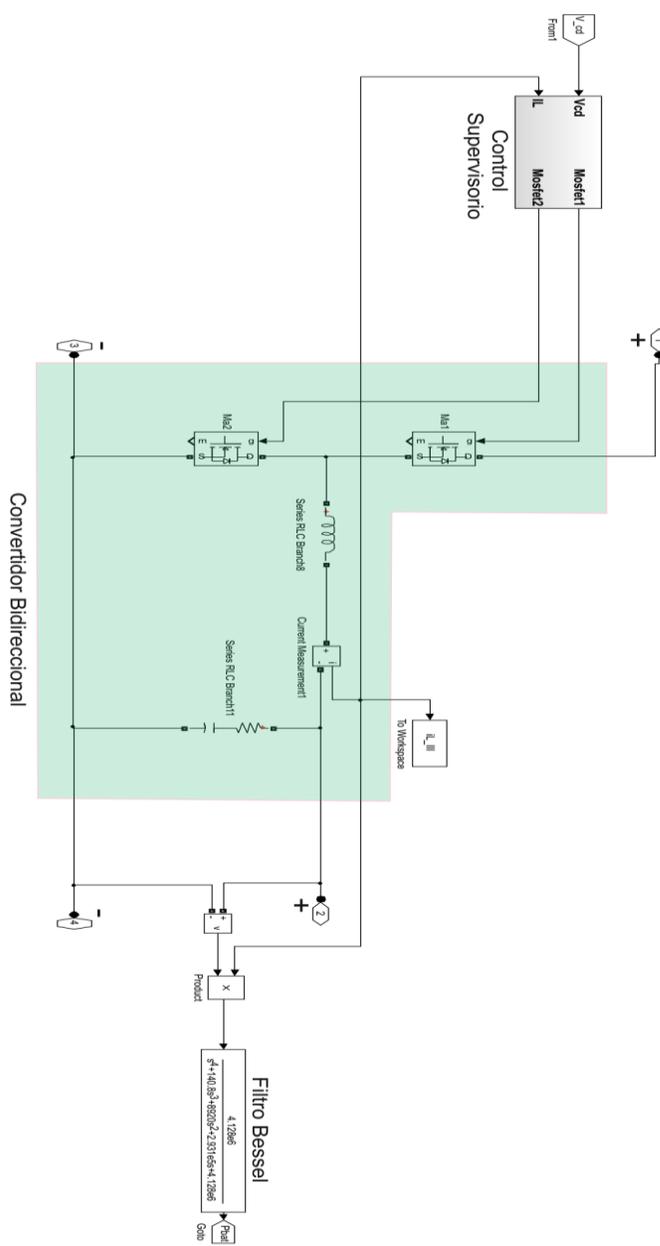
Simulación del sistema fotovoltaico autónomo en Matlab-Simulink



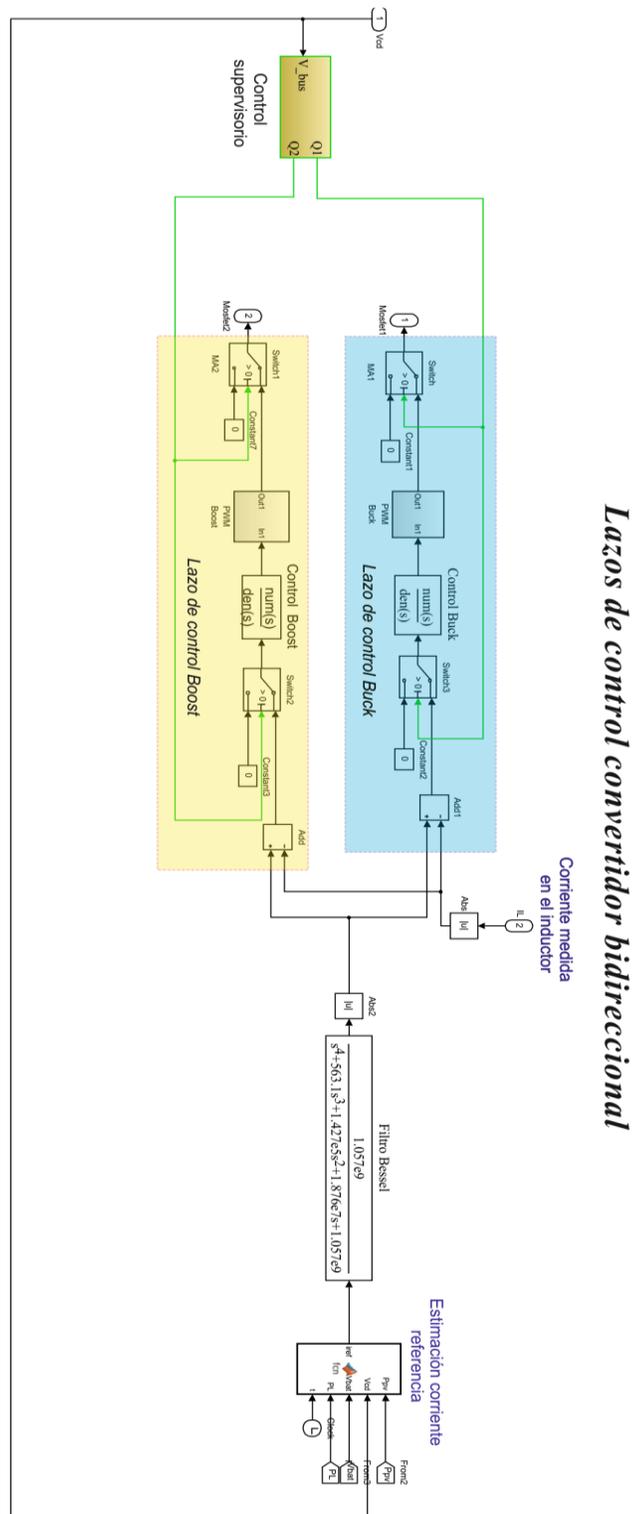
Sistema fotovoltaico aislado en Matlab-Simulink

Convertidor Bidireccional

Convertidor bidireccional junto con su control supervisorio



Simulación del control supervisorio Simulink- Matlab



Anexo 4 Publicación



Article

A Modification of the Perturb and Observe Method to Improve the Energy Harvesting of PV Systems under Partial Shading Conditions

Alfredo Gil-Velasco * and Carlos Aguilar-Castillo

Tecnológico Nacional de México-CENIDET, Cuernavaca 62490, Mexico; carlos.ac@cenidet.tecnm.mx

* Correspondence: gilalvel10e@cenidet.edu.mx

Abstract: There are multiples conditions that lead to partial shading conditions (PSC) in photovoltaic systems (PV). Under these conditions, the harvested energy decreases in the PV system. The maximum power point tracking (MPPT) controller aims to harvest the greatest amount of energy even under partial shading conditions. The simplest available MPPT algorithms fail on PSC, whereas the complex ones are effective but require high computational resources and experience in this type of systems. This paper presents a new MPPT algorithm that is simple but effective in tracking the global maximum power point even in PSC. The simulation and experimental results show excellent performance of the proposed algorithm. Additionally, a comparison with a previously proposed algorithm is presented. The comparison shows that the proposal in this paper is faster in tracking the maximum power point than complex algorithms.

Keywords: photovoltaic systems; partial shading; maximum power point tracking algorithm



Citation: Gil-Velasco, A.; Aguilar-Castillo, C. A Modification of the Perturb and Observe Method to Improve the Energy Harvesting of PV Systems under Partial Shading Conditions. *Energies* **2021**, *14*, 2521. <https://doi.org/10.3390/en14092521>

Academic Editor: Carlo Renno

Received: 15 March 2021

Accepted: 20 April 2021

Published: 28 April 2021

Publisher's Note: MDPI stays neutral with regard to jurisdictional claims in published maps and institutional affiliations.



Copyright: © 2021 by the authors. Licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

1. Introduction

The need for generating electricity without having a significant amount of environmental damage has encouraged the development of alternative sources of electricity generation. One of the generation systems with the most development is photovoltaic systems. Using this type of electricity source creates some issues that have to be solved to achieve a viable system for the generation of electricity. One of the challenges is related to the intermittency of the electricity produced through the photovoltaic panels since it depends largely on environmental conditions such as radiation and temperature [1,2]. This type of system needs a maximum power point tracking (MPPT) control to harvest the biggest amount of energy according to the solar radiation received on the photovoltaic panels [3–5].

An MPPT control modifies the duty cycle of a DC-DC converter to generate the maximum among of power. MPPT can be seen as a simple problem; an operating point for the converter must be found to harvest the maximum power of the solar system. However, the non-linear response of its operation curves and the sensitivity of these systems to environmental changes make it difficult to perform the MPPT [6–8], particularly in a fast way. When the system suffers a partial shading condition (PSC), some of the available MPPT techniques cannot always harvest the maximum amount of energy. The probability of a partial shading condition is high due to the presence of clouds, buildings, and trees, among other obstacles. A PSC reduces the energy that can be harvested. Under PSC, the P-V curve has multiple maximums; one of these is the global maximum that must be located to harvest the maximum energy [6].

There are a lot of simple MPPT techniques, for example, Perturb and Observe (P&O), Incremental Conductance, Fractional Open-Circuit Voltage, and Fractional Short-Circuit Current, among others. The mentioned techniques converge to a maximum [4]. However, the main problem with these methods is their lack of capacity in finding the global peak when the PV array is under partial shading [9].

In order to improve the MPPT under PSC, several techniques have been proposed. In [10], a technique based on Particle Swarm Optimization (PSO) is proposed. According to their results, with this method it is possible to harvest the maximum amount of energy when the system is under PSC. However, this technique has the disadvantage of assigning values in a heuristic way, and the accurate operation depends on the initial position of the particles. In [11], an MPPT technique based on Ant Colony Optimization (ACO) is proposed. With this technique, it is possible to harvest the maximum power, and it is robust under different radiation patterns. Nevertheless, the parameter optimization is complex and the time convergence to the maximum power point is large. Other authors have proposed tracking the MPP using other optimization algorithms such as the feeding behavior of the whales [12] or bee colonies [13]. Another MPPT method used in partial shading is based on fuzzy logic [14,15]. This method requires experience from the designer and there is a possibility to converge to a local maximum. In general, these MPPT algorithms are complex and require high computational resources.

High levels of complexity and data processing of the mentioned algorithms have led to the need for new researches to improve the performance of traditional MPPT techniques [16]. The goal is to provide the ability to harvest the maximum power even in partial shading conditions. For instance, a variable step-size incremental-resistance MPPT algorithm is introduced in [17], which automatically adjusts the step size to track the MPP. However, this modification only improves the convergence time, but it does not guarantee the operation at the point of maximum power in PSC. In some cases, the implementation of MPP strategies based on adaptive P&O has been proposed to deal with problems such as steady-state oscillations and environmental conditions. The problem with this solution is its cost and implementation complexity [14].

Another way to increase energy harvesting under PSC is by using a solar panel power optimizer with self-compensation [18]. This type of DC-DC converter has shown better energy harvesting when the panels are shaded. The disadvantage of this configuration is the number of optimizers that must be used and the system's reliability. Other improved techniques are based on partial shading compensating circuits, specifically voltage equalizers [19]. In some cases, energy harvesting is improved using a reconfiguration of the photovoltaic array when they face shading [20].

Despite all of the available alternatives, the P&O technique is the simplest one to implement the MPPT, but sometimes it does not find an MPP. This paper presents an MPPT technique that can harvest the maximum energy of a PV system even with a partial shadow condition. The proposed technique is based on the simplest technique within an additional algorithm which verifies the existing local maximums. In such a case, it tracks the global maximum, allowing obtaining the greatest amount of power. The proposed algorithm searches for a global maximum when large differences in the harvested power are detected or once an established time passes. The paper presents several MATLAB-Simulink® simulations and experimental results which show the effectiveness of the algorithm. The paper is organized as follows: Section 2 presents the issues when the system is under partially shaded conditions. In Section 3 some MPPT methods are presented. The proposed strategy is presented in Section 4. The experimental results verifying the performance of the new algorithm are presented in Section 5. Finally, the conclusions of this work are presented in Section 6.

2. Partial Shading in PV Systems

A set of photovoltaic panels are susceptible to suffering partially shaded conditions (Figure 1). The panels without shade operate with a high level of photocurrent, whereas in the shaded panels the generated flow of photocurrent reduces [4]. Given the fact that the current in the modules connected in series must be the same, then the modules under partial shading conditions operate in the reverse saturation region. This means that the shaded cells consume power due to the polarity of the reverse voltage. Moreover, operating the cells in this way generates the denominated hot spots which in extreme conditions can destroy the panel.

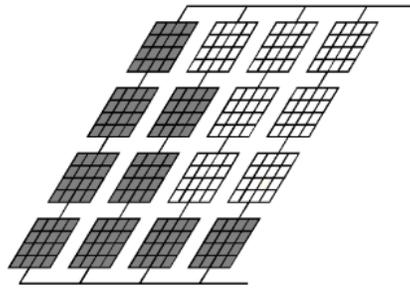


Figure 1. PV array under partial shading conditions.

Hot spots can be avoided by using bypass diodes. These diodes are connected in parallel to the cells to limit the reverse voltage and power losses in the shaded cells [4]. This diode provides an alternative path for the current circulating through the panels which suffer PSC [21]; however, the diode may or may not trigger, depending on the operating point. The bypass diode could protect the panel; however, it reduces the available energy from the system.

In order to show the effects of PSC, five series-connected panels were simulated in MATLAB-Simulink®. The PV system parameters are shown in Table 1.

Table 1. Parameters of the solar panel [22].

Parameter	Value
Short circuit current	8.71 A
Open circuit voltage	36.3 V
Current at P_{max}	8.17 A
Voltage at P_{max}	30.6 V
Power at P_{max}	250 W
Temperature	25 °C
Cells	36

The solar cell model used for the simulation is shown in Figure 2 [23–25], which depends on several variables and parameters such as the current flowing through the diode (I_d), a leakage current (I_{sh}), current in the panel (I), and parasitic resistances (R_{sh} and R_s). For the simulation, two solar radiation scenarios were analyzed. In the first scenario, the whole PV system receives solar radiation of 1000 Wm^2 . In the second one, two panels receive 600 Wm^2 and the other three receive 1000 Wm^2 of solar radiation. Figure 3 shows the simulation results of both scenarios. Under uniform radiation, the P-V curve has one global peak which represents the point of maximum power. On the other hand, in the second scenario there are two global peaks. In conditions where the P-V curve has two or more peaks, the MPPT control must be able to find the global peak to obtain the maximum power.

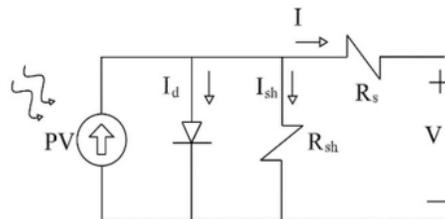


Figure 2. Equivalent circuit of a PV cell.

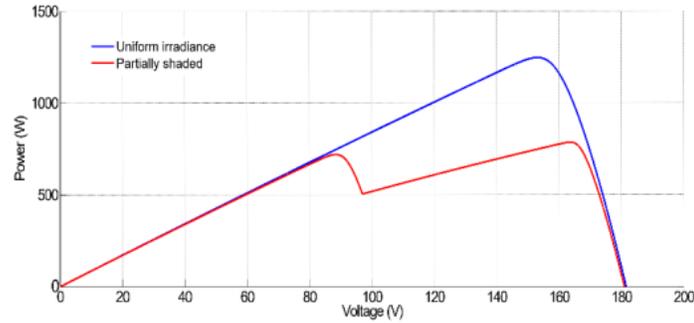


Figure 3. P-V curves of a system with and without partial shading.

3. P&O under Partial Shading Conditions

The most common MPPT strategy is P&O, mainly because of its low complexity and acceptable performance. Figure 4 shows the very well-known flow chart of the basic P&O. In this algorithm, the voltage and current of the photovoltaic panel are measured, then the power (P_{pre}) is computed with these two measurements. After that, the system is perturbed through a change of duty cycle (ΔD) in the DC-DC converter, and the power is estimated once again (P_{curr}). If P_{curr} is bigger than P_{pre} , the next perturbation (change of duty cycle) is kept in the same direction; otherwise, the direction of the perturbation (ΔD) must be changed [26]. The above process will be kept until it reaches a peak on the P-V curve, where the system will remain oscillating around this maximum. This oscillation can be reduced through a decrease in the ΔD , but it generates a reduction in the speed of the algorithm [27].

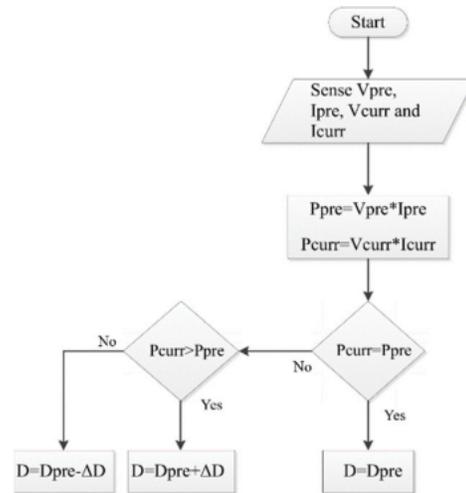


Figure 4. Flow diagram of P&O algorithm.

In order to evaluate the performance of the P&O algorithm under PSC, a simulation of a PV system with an MPPT control based on that technique was executed. The system includes five panels in series with a boost converter for the MPPT implementation (see Figure 5), and the load is a resistance that consumes the energy. The radiation patterns are similar to those shown in Table 2. G_1 pattern is applied from $0\text{ s} < t < 10\text{ s}$, and G_2 pattern from $10\text{ s} < t < 20\text{ s}$.

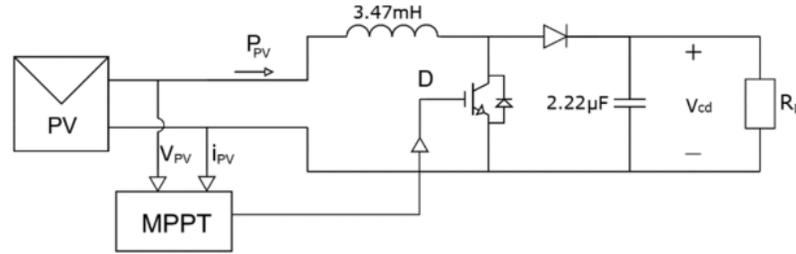


Figure 5. Configuration of the photovoltaic system.

Table 2. Radiation patterns.

Pattern	G ₁	G ₂
Panel 1	1000 W/m ²	200 W/m ²
Panel 2	700 W/m ²	300 W/m ²
Panel 3	900 W/m ²	900 W/m ²
Panel 4	400 W/m ²	350 W/m ²
Panel 5	200 W/m ²	770 W/m ²
Time	0 s–10 s	10 s–20 s

The P-V curves resulting from the simulations are shown in Figure 6. According to these curves, the system has multiple local peaks due to non-uniform radiation in both scenarios. During the first ten seconds of the simulation, the P&O algorithm should extract 546.3 W (radiation pattern G₁), and from t = 10 to t = 20 seconds it should extract 380.4 W (radiation pattern G₂).

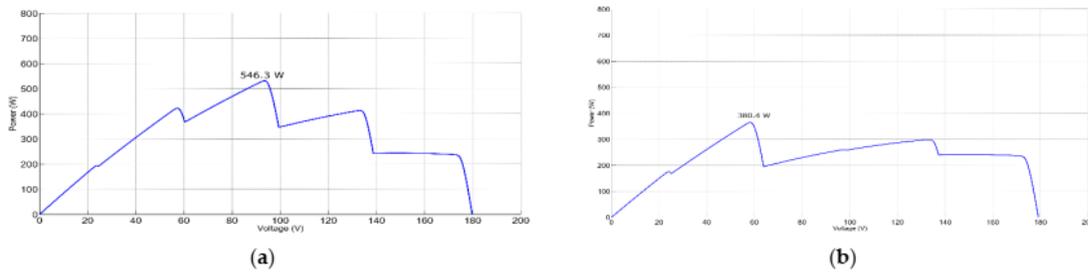


Figure 6. P-V curves obtained with radiation patterns: (a) G₁, (b) G₂.

The conventional P&O algorithm was simulated with the described conditions. Figure 7 shows the obtained results. As can be seen in this figure, the system working with P&O does not extract the maximum power during the first radiation pattern (G₁) which is 546.3 W. Additionally, during the last ten seconds (radiation pattern G₂), the system does not extract the available power, which is 380.4 W. This problem is due to P&O tracking the first maximum local (because the searching begins using a small duty cycle, and according to Figure 4, the algorithm stays in this local peak). Figure 8 shows the dynamics of the algorithm to be profiled to the maximum that it calculates. Despite the short time to reach the maximum, this maximum corresponds to the first maximum that it finds, which is not the global maximum.

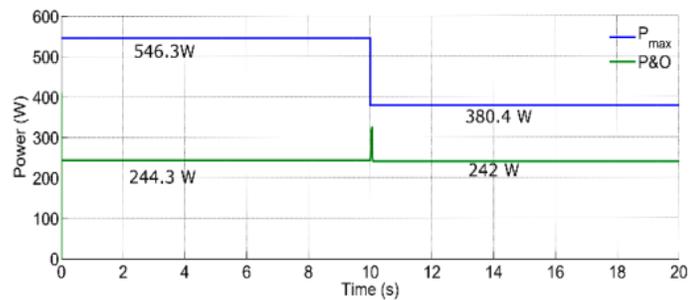


Figure 7. Energy harvesting of a PV array using conventional P&O.

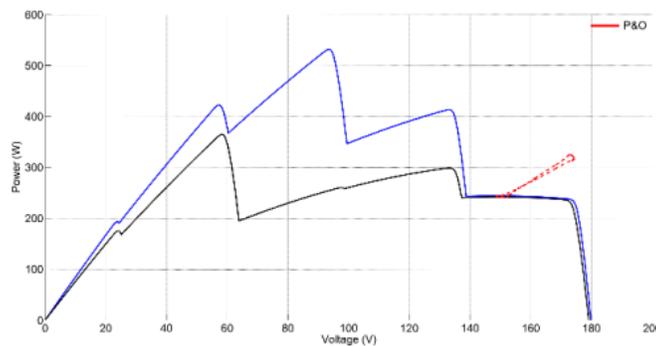


Figure 8. Dynamic of the power search using P&O.

The low efficacy of the conventional P&O algorithm under PSC creates energy losses. For example, the solar radiation pattern in Table 2 was simulated considering G1 for two hours, after that, pattern G2 was presented for the next two hours. Figure 9 shows the harvested energy with P&O algorithm. As can be seen, the total energy is 52.4% lower than that which is available. The above results show that P&O loses energy that can be harvested with an effective MPPT algorithm.

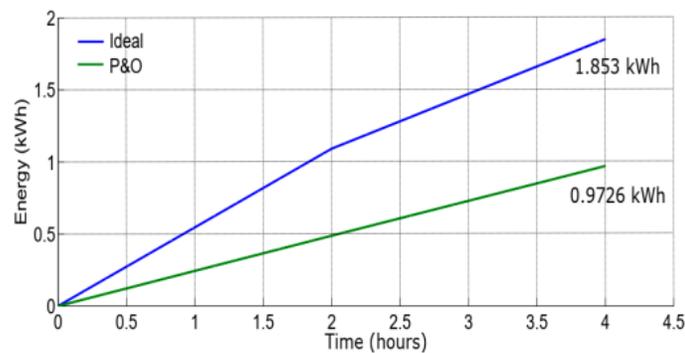


Figure 9. Energy harvesting of a PV array using P&O for four hours of operation under PSC.

In the next section, the proposed modification of the P&O algorithm is described; essentially it preserves its simplicity but reaches effectiveness in following the global peak power under partial shading.

4. Proposed MPPT Technique

In order to improve the performance of the P&O algorithm when the PV system is under partial shade, an MPPT method within a global peak searching stage is proposed. Figure 10 shows the flow diagram of the new algorithm. In the beginning, the proposed MPPT searches for an operating point close to the global peak by testing the converter with different duty cycles. Then, the algorithm determines the operating condition which is closer to the maximum power. At this time, the algorithm has determined the global maximum, but in order to obtain a fine tracking, the P&O technique is used. It is known that shades are unpredictable, but the PV suffers from large differences of power (large dP) under a solar radiation change. Thus, if this condition is detected, the algorithm searches again for the new global maximum. Otherwise, the Global MPPT stage searches a global maximum at every specific time interval (2 to 5 min).

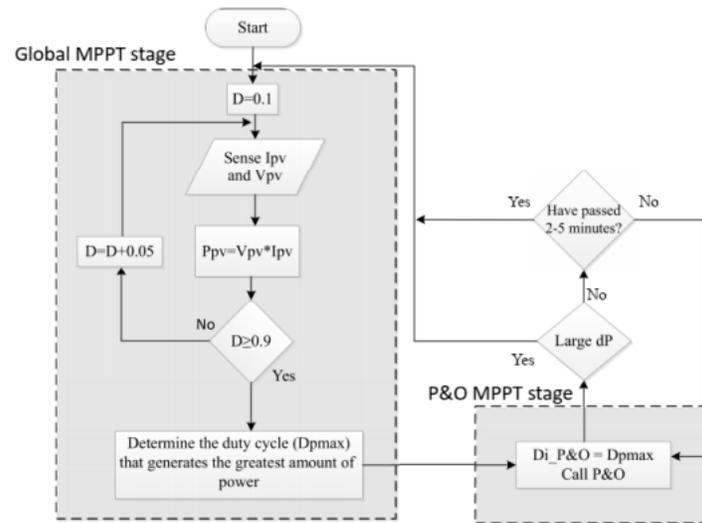


Figure 10. Flow diagram of the proposed MPPT algorithm.

In the process of searching the global maximum, the algorithm tests for large changes in the duty cycles (e.g. $\Delta D = 0.1$), beginning with a minimum duty cycle and finishing with a maximum one. With a lower ΔD , the global maximum is guaranteed; however, the process will take more time. After finishing this part of the algorithm, the duty cycle which will produce the maximum power can be determined.

To verify the performance of the proposed algorithm, some simulations were executed. The simulation system involves a set of five photovoltaic panels in a series connection with a boost topology (Figure 5). The simulations were executed in MATLAB-Simulink with the parameters shown in Tables 1 and 2. Figure 11 shows the simulation results of the PV system with the proposed MPPT technique. As can be seen, the proposed algorithm can find the global peak in both scenarios. Thus, it guarantees the maximum harvest of power even with changes in the radiation (partial shadow). In the beginning, the algorithm looks for the closest point to the global peak (global MPPT stage). Once this operating point is determined; the P&O tracks the maximum available power (P&O MPPT stage). After ten seconds, the radiation pattern changes. This change generates a new global search (global MPPT stage), and after a certain time, the proposed algorithm finds once again the maximum available power.

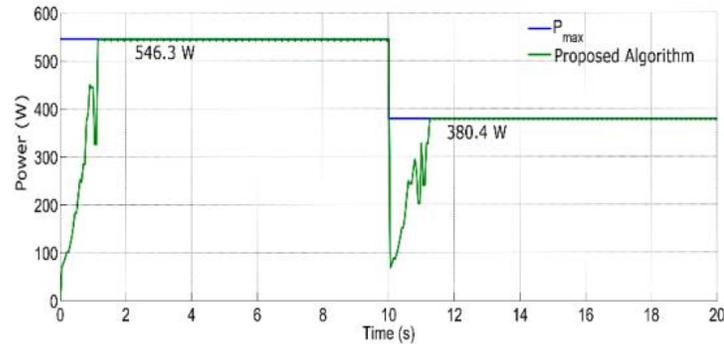


Figure 11. Output power with the proposed tracking algorithm under PSC.

Figure 12 shows the trajectory followed by the proposed algorithm under a partial shadow with changes in the radiation pattern. At first, the algorithm starts at point A1, then it tests several duty cycles (0.1, 0.15, 0.2, . . . , 0.9), then passes to point A, which is the point with the most power. In that operating point, the algorithm applies conventional P&O. After ten seconds, a modification on the radiation is applied. The harvested power comes down to point B1. Then, a large power variation is detected; therefore, the algorithm starts over testing several duty cycles 0.1, 0.15, 0.2, . . . , 0.9. Thus, the algorithm finds a new operating point close to the new global maximum. In that operation point, the conventional P&O tracks the maximum power.

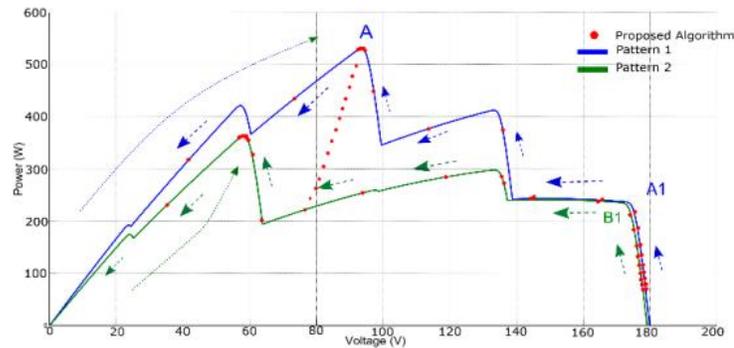


Figure 12. Dynamic of the proposed algorithm when a partial shadow is introduced in the PV system.

Figure 13 shows the energy harvested with the proposed algorithm after four hours of simulation with a change in the radiation pattern in the second hour. The proposed algorithm extracts almost all the available power even under a partial shadow. Comparing the proposed algorithm with the classical P&O, the new one extracts 47.05% more energy.

To compare with previous MPPT proposals, additional simulations were carried out. Table 3 shows a comparison between several techniques and the proposed MPPT. According to this table, the P&O algorithm cannot find the global maximum, whereas complex algorithms can track the global maximum, but have a high computational cost. The proposed algorithm finds the maximum power point in less time, and the algorithm is simpler to implement.

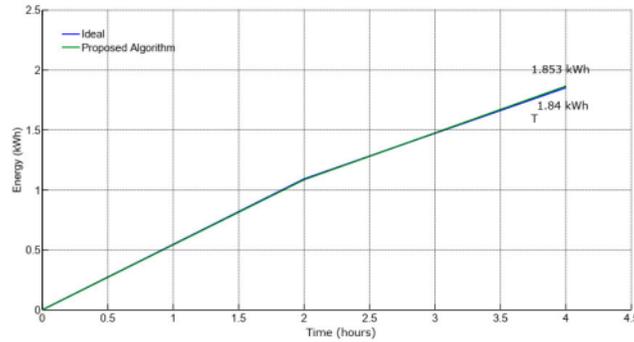


Figure 13. Harvested energy with the proposed algorithm during four hours of operation.

Table 3. Comparison of the proposed algorithm.

Condition of Shading	MPPT Method	Power (W)	ΔP (W)	Tracking Time (s)	Tracking Efficiency (%)
Pattern 1	P&O	22.14	22.1	0.12	50.76
	ACO [28]	44.97	0	11.83	99.9
	ACO-P&O [28]	44.97	0	2.55	99.9
	Proposed algorithm	44.97	0	1.12	99.9
Pattern 2	P&O	22.56	7.84	0.12	74.2
	ACO [28]	30.49	0	9.55	99.9
	ACO-P&O [28]	30.49	0	2.41	99.9
	Proposed algorithm	30.49	0	1.12	99.9

5. Experimental Results

In order to validate the performance of the proposed technique, an experimental prototype was implemented. The simulator Standalone TerrarSAS™ Photovoltaic (AMETEK, San Diego, CA, USA) was used as a power source. Figure 14 shows the block diagram (Figure 14a) and the experimental prototype implemented (Figure 14b). The implemented PV system (Figure 14b) includes four photovoltaic panels (emulated within the Standalone TerrarSAS™ Photovoltaic simulator)(AMETEK, San Diego, CA, USA), a DC-DC boost converter, and the algorithm was programmed in the DM330026 Development Board based on dsPIC33EP128GS808.

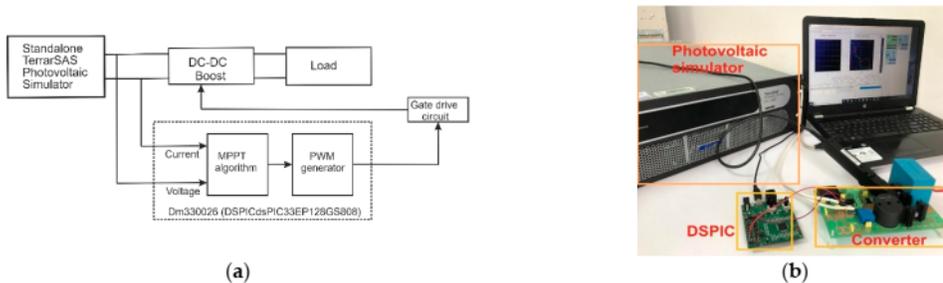


Figure 14. Implementation of the proposed algorithm: (a) Block diagram of the implemented system; (b) photograph of the implemented system.

The experimental results were carried out with a set of four PV panels connected in a series under a radiation profile of 100, 500, 1000, and 100 W/m², respectively. Considering the PV BP980 characteristics and the radiation profile mentioned, the P-V curve is shown in Figure 15. As can be seen, under those conditions the curve shows several local maximums. However, the global maximum is around 95 W.

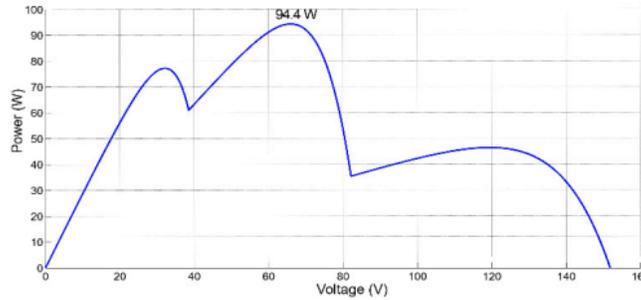
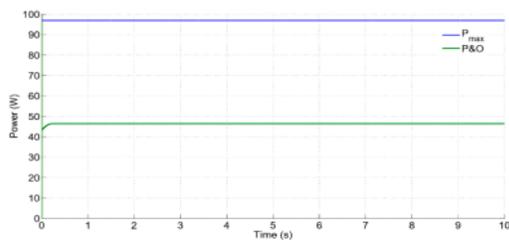
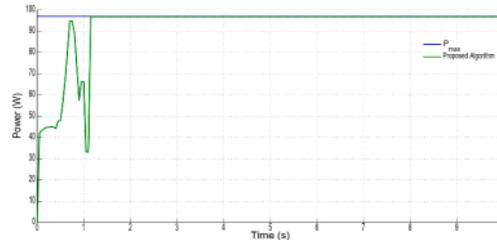


Figure 15. P-V curve of four model BP980 panels under radiation of 100, 500, 1000, and 100 W/m².

First, Figure 16 presents the simulation with the performance of P&O and the proposed algorithm. According to the simulation results P&O, the PV system stays operating in the first local peak (because its operation mode does not allow to the algorithm pass this local peak). Meanwhile, the proposed algorithm harvests all the available power because the algorithm has a stage to search the global peak before using the P&O MPPT algorithm. Figure 17 shows the measurements obtained in the Standalone TerrasAS Photovoltaic simulator as the power source (where the blue curve is the I-V graph, and the red curve is the P-V graph of the simulated panel). As can be seen, the global maximum in the PV curve, the available power, is around 95 W (Figure 18). The proposed algorithm was implemented in the development board, as shown in Figure 14; the power converter was able to track the global maximum, obtaining the maximum available power. Additionally, the tracking was reached after around 250 ms.



(a) P&O harvesting performance with the solar radiation pattern presented in Figure 15.



(b) Proposed algorithm harvesting performance with the solar radiation pattern presented in Figure 15.

Figure 16. PV system simulation with the radiation pattern presented in Figure 15.

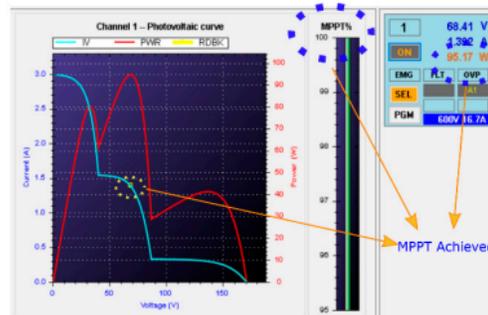


Figure 17. Performance of the proposed tracking algorithm in the Standalone TerrasAS Photovoltaic simulator.

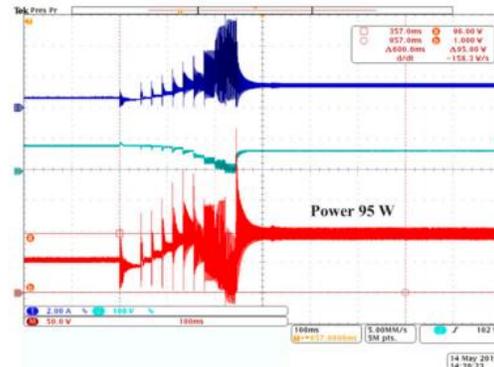


Figure 18. PV voltage, current, and power waveforms with the proposed algorithm.

6. Conclusions

Photovoltaic panels are without a doubt one of the main alternatives to generate clean energy. These systems have a series of advantages that make them stand out from other alternatives. However, extracting the maximum available energy is a challenge when the system experiences shading conditions. Currently, in the literature a series of alternatives have been reported, but most of them require high computational resources. Additionally, many of them are complex in their implementation, and there is a certain degree of ambiguity in the determination of their parameters or working conditions, which can decrease their operating performance. This paper presents a new MPPT technique based on the most common algorithm to perform this task, i.e., P&O. The proposed method compensates the weaknesses that P&O has when it faces shading by incorporating an additional stage where it is verified that the maximum located is the global one. The simulation and experimental results demonstrate its good performance when the system is under shading conditions, which guarantees the operation at the point of maximum power. As is evident from the results in Table 3, the proposed algorithm not only finds the maximum power point, it also performs it faster compared to the convergence time of other reported algorithms.

Similarly, it is verified that using P&O as a basis for the proposed methodology causes the dynamics to be faster with respect to other solution proposals. Taking into account the above, the benefits that photovoltaic systems can obtain are improved. Thus, its operation becomes more profitable since its efficiency is not diminished due to shading conditions that arise where these panels are installed.

Author Contributions: A.G.-V. worked on the simulations and wrote the initial manuscript; C.A.-C. conceptualized and performed the experiments. All of the above authors analyzed the results and revised the paper. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

Funding: This research received no external funding.

Conflicts of Interest: The authors declare no conflict of interest

References

1. Arefifar, S.A.; Paz, F.; Member, S.; Ordonez, M. Improving Solar Power PV Plants Using Multivariate Design Optimization. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.* **2017**, *5*, 638–650. [[CrossRef](#)]
2. Ramli, M.A.M.; Twaha, S.; Ishaque, K.; Al-Turki, Y.A. A review on maximum power point tracking for photovoltaic systems with and without shading conditions. *Renew. Sustain. Energy Rev.* **2017**, *67*, 144–159. [[CrossRef](#)]
3. Mohapatra, A.; Nayak, B.; Das, P.; Mohanty, K.B. A review on MPPT techniques of PV system under partial shading condition. *Renew. Sustain. Energy Rev.* **2017**, *80*, 854–867. [[CrossRef](#)]

4. Seyedmahmoudian, M.; Horan, B.; Soon, T.K.; Rahmani, R.; Than, A.M.; Mekhilef, S.; Stojcevski, A. State of the art artificial intelligence-based MPPT techniques for mitigating partial shading effects on PV systems—A review. *Renew. Sustain. Energy Rev.* **2016**, *64*, 435–455. [[CrossRef](#)]
5. Morales Caporal, M.A.; Rangel Magdaleno, J.D.J.; Cruz Vega, I.; Morales Caporal, R. Improved grid-photovoltaic system based on variable-step MPPT, predictive control, and active/reactive control. *IEEE Lat. Am. Trans.* **2017**, *15*, 2064–2070. [[CrossRef](#)]
6. Rezk, H.; Fathy, A.; Abdelaziz, A.Y. A comparison of different global MPPT techniques based on meta-heuristic algorithms for photovoltaic system subjected to partial shading conditions. *Renew. Sustain. Energy Rev.* **2017**, *74*, 377–386. [[CrossRef](#)]
7. Islam, H.; Mekhilef, S.; Binti, N.; Shah, M.; Soon, T.K. Performance Evaluation of Maximum Power Point Tracking Approaches and Photovoltaic Systems. *Energies* **2018**, *11*, 365. [[CrossRef](#)]
8. Ali, A.; Almutairi, K.; Malik, M.Z.; Irshad, K.; Tirth, V.; Algarni, S.; Zahir, M.H.; Islam, S.; Shafiqullah, M.; Shukla, N.K. Review of online and soft computing maximum power point tracking techniques under non-uniform solar irradiation conditions. *Energies* **2020**, *13*, 3256. [[CrossRef](#)]
9. Ahmed, J.; Salam, Z. A critical evaluation on maximum power point tracking methods for partial shading in PV systems. *Renew. Sustain. Energy Rev.* **2015**, *47*, 933–953. [[CrossRef](#)]
10. Eltamaly, A.M.; Al-saud, M.S.; Abokhalil, A.G.; Farh, H.M.H. Simulation and experimental validation of fast adaptive particle swarm optimization strategy for photovoltaic global peak tracker under dynamic partial shading. *Renew. Sustain. Energy Rev.* **2020**, *124*, 109719. [[CrossRef](#)]
11. Titri, S.; Larbes, C.; Toumi, K.Y.; Benatchba, K. A new MPPT controller based on the Ant colony optimization algorithm for Photovoltaic systems under partial shading conditions. *Appl. Soft Comput. J.* **2017**, *58*, 465–479. [[CrossRef](#)]
12. Kumar, N.; Hussain, L.; Singh, B.; Panigrahi, B.K. MPPT in Dynamic Condition of Partially Shaded PV System by Using WODE Technique. *IEEE Trans. Sustain. Energy* **2017**, *8*, 1204–1214. [[CrossRef](#)]
13. Pilakkat, D.; Kanthalakshmi, S. An improved P&O algorithm integrated with artificial bee colony for photovoltaic systems under partial shading conditions. *Sol. Energy* **2019**, *178*, 37–47. [[CrossRef](#)]
14. Ahmed, J.; Salam, Z. An Enhanced Adaptive P&O MPPT for Fast and Efficient Tracking Under Varying Environmental Conditions. *IEEE Trans. Sustain. Energy* **2018**, *9*, 1487–1496. [[CrossRef](#)]
15. Hassan, T.U.; Abbassi, R.; Jerbi, H.; Mehmood, K.; Tahir, M.F.; Cheema, K.M.; Elavarasan, R.M.; Ali, F.; Khan, I.A. A novel algorithm for MPPT of an isolated PV system using push pull converter with fuzzy logic controller. *Energies* **2020**, *13*, 4007. [[CrossRef](#)]
16. Yildirim, M.A.; Nowak-Ochoń, M. Modified Maximum Power Point Tracking Algorithm under Time-Varying Solar Irradiation. *Energies* **2020**, *13*, 6722. [[CrossRef](#)]
17. Mei, Q.; Shan, M.; Liu, L.; Guerrero, J.M. A novel improved variable step-size incremental-resistance MPPT method for PV systems. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2011**, *58*, 2427–2434. [[CrossRef](#)]
18. Zulki, M.; Salam, Z. Performance evaluation of DC power optimizer (DCPO) for photovoltaic (PV) system during partial shading. *Renew. Energy* **2019**, *139*, 1336–1354. [[CrossRef](#)]
19. Kato, K.; Koizumi, H. A study on effect of blocking and bypass diodes on partial shaded PV string with compensating circuit using voltage equalizer. *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst.* **2015**, *58*, 241–244. [[CrossRef](#)]
20. Krishna, G.S.; Moger, T. Reconfiguration strategies for reducing partial shading effects in photovoltaic arrays: State of the art. *Sol. Energy* **2019**, *182*, 429–452. [[CrossRef](#)]
21. Vieira, R.G.; de Araújo, F.M.U.; Dhimish, M.; Guerra, M.I.S. A comprehensive review on bypass diode application on photovoltaic modules. *Energies* **2020**, *13*, 2472. [[CrossRef](#)]
22. Solartec 240–260 W Solar Panel 2015. Available online: <http://www.solartec.com.ar/productos.html> (accessed on 22 April 2021).
23. Dos Santos, R.L.; Santos Ferreira, J.; Martins, G.E.; Cezar Alves De Souza, K.; Mineiro Sa, E. Low Cost Educational Tool to Trace the Curves PV Modules. *IEEE Lat. Am. Trans.* **2017**, *15*, 1392–1399. [[CrossRef](#)]
24. Almutairi, A.; Abo-Khalil, A.G.; Sayed, K.; Albagami, N. MPPT for a PV grid-connected system to improve efficiency under partial shading conditions. *Sustainability* **2020**, *12*, 310. [[CrossRef](#)]
25. Windarko, N.A.; Nizar Habibi, M.; Sumantri, B.; Prasetyono, E.; Efendi, M.Z.; Taufik. A New MPPT Algorithm for Photovoltaic Power Generation under Uniform and Partial Shading Conditions. *Energies* **2021**, *14*, 483. [[CrossRef](#)]
26. Rezk, H.; Eltamaly, A.M. A comprehensive comparison of different MPPT techniques for photovoltaic systems. *Sol. Energy* **2015**, *112*, 1–11. [[CrossRef](#)]
27. Esmar, T.; Chapman, P.L. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. *IEEE Trans. Energy Convers.* **2007**, *22*, 439–449. [[CrossRef](#)]
28. Sundareswaran, K.; Vigneshkumar, V.; Sankar, P.; Simon, S.P.; Srinivasa Rao Nayak, P.; Palani, S. Development of an Improved P&O Algorithm Assisted Through a Colony of Foraging Ants for MPPT in PV System. *IEEE Trans. Ind. Inform.* **2016**, *12*, 187–200. [[CrossRef](#)]