



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE LA MIXTECA

**“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA MPPT
Y REGULACIÓN DE VOLTAJE MEDIANTE CRAP
DEL PANEL SOLAR SUNMODULE SW50”**

**TESIS
PARA OBTENER EL TÍTULO DE
INGENIERO EN ELECTRÓNICA**

PRESENTA:

C. ALBERTO MARTÍNEZ BARBOSA

DIRECTOR DE TESIS:

M. C. ESTEBAN OSVALDO GUERRERO RAMÍREZ

HUAJUAPAN DE LEÓN, OAXACA; NOVIEMBRE DE 2016

Tesis presentada el 25 de noviembre de 2016 ante los sinodales:

Dr. Richard Jacinto Márquez Contreras

Dr. Marco Antonio Contreras Ordaz

M. E. Heriberto Ildefonso Hernández Martínez

Director de Tesis:

M. C. Esteban Osvaldo Guerrero Ramírez

Dedicatoria

A mis padres, Gilberto Martínez y Alma Delia Barbosa, este triunfo que hoy celebramos se debe a su cariño, esfuerzo y apoyo, soy dichoso por siempre contar con ustedes y tenerlos a mi lado. En verdad son mi ejemplo a seguir y de quienes más he aprendido en esta vida, por eso quiero que todo el mundo sepa que siempre estaré orgulloso de ser su hijo.

Este trabajo es una pequeña retribución de la infinidad de cosas que les agradezco, aunque ustedes hayan hecho todo y yo nada más haya puesto mi nombre, los amo.

Agradecimientos

Yaki, gracias hermanita porque en todo momento, bueno o malo, siempre has estado conmigo, y aunque ya no jugamos como antes yo sé que siempre habrá un tiempo para nosotros, atrapando pokémon por ejemplo.

A mi tía Joaqui, que junto con abuelito Chucho, Yeya, Paty, Lala y Kike han sido un gran pilar y fuente de inspiración, en verdad gracias. Prometo que estaré con sus hijos como han estado conmigo, trasmitiéndoles sus enseñanzas y aportando las mías.

A toda la familia, que a pesar de que estamos ‘regados’ por todas partes sé que somos muy afortunados porque siempre estamos los unos para los otros.

A Yare, mi “compañera de fórmula” en la universidad y en la vida, quien además merece bombos y platillos por su toque de diseñadora para mejorar la calidad y presentación de este trabajo.

Al M. C. Esteban Guerrero, el director de tesis que todo mundo desearía y que, además de su vasto conocimiento también sabe cómo persuadir a las personas; que yo esté en el camino de la investigación es gracias a sus palabras al iniciar este proyecto: “esto fácil lo sacas y fácil te titulas”.

A los sinodales por su tiempo, revisión y aportes en el trabajo, en especial al M. E. Heriberto Ildefonso Hernández, prácticamente un codirector que me guio para que cada idea aquí plasmada tenga sentido y no sea un ‘yodazo’ como él dice, por eso agradecido mucho le estoy yo.

A mis compañeros y amigos de la carrera: Falcon, Cuak, JM, Rita, Piter y Oscarín, esas tardes de pizzas, tacos, alitas y fiesta, vaya que aportaron mucho en este trabajo. Ingenieros, en donde quiera que estén les mando mis mejores deseos.

Gracias a todos mis profesores por sus enseñanzas, así como a todos mis amigos: en la prepa, los FM, los de la uni y los que por uno u otro motivo no terminaron con nosotros, también a potros, guardias, los zopilotes, allá en el cenidet, los unisant y ex-unisant. Me siento muy agradecido por conocerlos y poder contar con ustedes.

Índice General

Dedicatoria	v
Agradecimientos.....	vii
Índice General.....	ix
Índice de Figuras	xi
Índice de Tablas	xv
Resumen.....	xvii
Capítulo 1. Introducción	1
1.1. Estado del Arte.....	1
1.2. Planteamiento del Problema.....	6
1.3. Justificación	8
1.3.1. Limitaciones de la investigación.....	9
1.4. Hipótesis.....	9
1.5. Objetivos.....	9
1.5.1. Objetivo general	9
1.5.2. Objetivos específicos.....	9
1.6. Metodología de Desarrollo	10
1.6.1. Herramientas hardware y software.....	12
1.7. Contenido del Documento de Tesis.....	12
Capítulo 2. Marco Teórico.....	13
2.1. Celdas Fotovoltaicas	13
2.1.1. Principio de funcionamiento de la celda fotovoltaica	13
2.1.2. Condiciones STC y NOCT	14
2.1.3. Tipos de celdas fotovoltaicas	15
2.1.4. Modelado de un arreglo fotovoltaico	16
2.2. Seguimiento del Punto de Máxima Potencia.....	19

2.2.1. Algoritmo <i>Perturb and Observe</i>	20
2.2.2. Algoritmo <i>Incremental Conductance</i>	22
2.3. Convertidores Electrónicos de Potencia CD/CD	26
2.3.1. Convertidor CD/CD tipo elevador	26
2.3.2. Convertidor CD/CD tipo reductor	28
2.4. Control por Rechazo Activo de Perturbaciones	29
2.4.1. Control lineal basado en observadores GPI.....	30
Capítulo 3. MPPT y Regulación de Voltaje Mediante CRAP del Panel Solar Sunmodule SW50	33
3.1. Especificaciones de Diseño.....	33
3.2. Partición Hardware y Software	34
3.3. Refinamiento de las Particiones	34
3.4. Diseño Detallado	37
3.4.1. Diseño detallado del hardware	37
3.4.2. Diseño detallado del software	45
3.5. Integración Hardware y Software.....	62
Capítulo 4. Resultados Experimentales	69
Capítulo 5. Discusión	85
Bibliografía.....	91

Índice de Figuras

Figura 1.1. Sistema propuesto para obtener el MPPT y la regulación de voltaje del panel solar Sunmodule SW50.....	7
Figura 1.2. Diagrama del ciclo de vida de los sistemas empotrados. Fuente: [53].....	11
Figura 2.1. Principio de funcionamiento de la celda fotovoltaica.....	13
Figura 2.2. Recorrido de la radiación solar para calcular la masa del aire.....	14
Figura 2.3. Circuito eléctrico equivalente de un arreglo fotovoltaico.....	17
Figura 2.4. Curvas a) voltaje contra corriente y b) voltaje contra potencia, con una irradiancia constante $Irr = 1000 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$	18
Figura 2.5. Curvas a) voltaje contra corriente y b) voltaje contra potencia, con una temperatura constante $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	19
Figura 2.6. Curva voltaje contra potencia y funcionamiento del algoritmo P&O.....	20
Figura 2.7. Diagrama de flujo del algoritmo P&O.....	21
Figura 2.8. Curva voltaje contra potencia y funcionamiento del algoritmo IncCond. ..	23
Figura 2.9. Diagrama de flujo del algoritmo IncCond.....	24
Figura 2.10. Diagrama eléctrico del convertidor CD/CD tipo elevador.....	26
Figura 2.11. Diagrama eléctrico del convertidor CD/CD tipo reductor.....	28
Figura 3.1. Refinamiento de la parte hardware del sistema.....	35
Figura 3.2. Refinamiento de la parte software del sistema.....	36
Figura 3.3. Diseño detallado de la parte hardware del sistema.....	40
Figura 3.4. Voltaje de salida en los convertidores a) tipo elevador y b) tipo reductor con diferentes ciclos de trabajo con una fuente de entrada constante de 18 V.....	41
Figura 3.5. Voltaje y corriente de entrada a través de un CAS y el sensor LEM HX 15-P, respectivamente.....	42
Figura 3.6. Voltaje de salida y CAS del voltaje de salida.....	43
Figura 3.7. Voltaje de salida en los convertidores a) tipo elevador y b) tipo reductor con diferentes ciclos de trabajo y el panel solar Sunmodule SW50 conectado.....	44
Figura 3.8. Bloques en Matlab/Simulink con la herramienta System Generator para la síntesis del algoritmo Perturb and Observe.....	47

Figura 3.9. Bloques en Matlab/Simulink con la herramienta System Generator para la síntesis del algoritmo Incremental Conductance.....	48
Figura 3.10. Modelo promedio del convertidor tipo reductor.....	49
Figura 3.11. Bloques en Matlab/Simulink con la herramienta System Generator para la síntesis del controlador CRAP.....	54
Figura 3.12. Observador GPI en Matlab/Simulink mediante la herramienta System Generator.....	55
Figura 3.13. Controlador virtual en Matlab/Simulink mediante la herramienta System Generator.....	55
Figura 3.14. Controlador lineal en Matlab/Simulink mediante la herramienta System Generator.....	55
Figura 3.15. Simulación de la parte software del sistema.....	57
Figura 3.16. Niveles de irradiancia para la simulación.....	57
Figura 3.17. Voltajes en los convertidores a) tipo elevador y b) tipo reductor.....	58
Figura 3.18. Señales de control promedio.....	59
Figura 3.19. Corrientes en los inductores de los convertidores a) tipo elevador y b) tipo reductor.....	60
Figura 3.20. Potencia del panel solar.....	61
Figura 3.21. Potencia del panel solar bajo los algoritmos MPPT y ciclos de trabajo fijos en el convertidor tipo elevador.....	61
Figura 3.22. Voltaje de salida del convertidor tipo reductor bajo los algoritmos MPPT y ciclos de trabajo fijos en el convertidor tipo elevador.....	62
Figura 3.23. Diseño a programarse en la tarjeta Nexys 4.....	66
Figura 3.24. Ubicación del panel solar Sunmodule SW50.....	67
Figura 3.25. Sistema físico para obtener el MPPT y regulación de voltaje mediante CRAP del panel solar Sunmodule SW50.....	68
Figura 3.26. Conexión en cascada de los convertidores tipo elevador y tipo reductor.....	68
Figura 4.1. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $Irr=1360 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 56^\circ\text{C}$ y el algoritmo P&O.....	69

Figura 4.2. Potencia del panel solar bajo las condiciones $Irr=1360 \text{ Wm}^{-2}$, $T =56^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo P&O.....	70
Figura 4.3. Voltaje del panel solar bajo las condiciones $Irr=1360 \text{ Wm}^{-2}$, $T =56^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo P&O.....	70
Figura 4.4. Voltaje del panel solar bajo las condiciones $Irr=1360 \text{ Wm}^{-2}$, $T =56^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo P&O.....	70
Figura 4.5. Señales de control promedio bajo las condiciones $Irr=1360 \text{ Wm}^{-2}$, $T =56^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo P&O.....	71
Figura 4.6. Voltaje de salida y voltaje estimado por el controlador CRAP bajo las condiciones $Irr=1360 \text{ Wm}^{-2}$, $T =56^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo P&O.....	71
Figura 4.7. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $Irr=1390 \text{ Wm}^{-2}$, $T =56^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo IncCond.....	72
Figura 4.8. Potencia del panel solar bajo las condiciones $Irr=1390 \text{ Wm}^{-2}$, $T =56^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo IncCond.....	73
Figura 4.9. Voltaje del panel solar bajo las condiciones $Irr=1390 \text{ Wm}^{-2}$, $T =56^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo IncCond.....	73
Figura 4.10. Corriente del panel solar bajo las condiciones $Irr=1390 \text{ Wm}^{-2}$, $T =56^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo IncCond.....	73
Figura 4.11. Señales de control promedio bajo las condiciones $Irr=1390 \text{ Wm}^{-2}$, $T =56^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo IncCond.....	74
Figura 4.12. Voltaje de salida y voltaje estimado por el controlador CRAP bajo las condiciones: $Irr=1390 \text{ Wm}^{-2}$, $T =56^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo IncCond.....	74
Figura 4.13. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $Irr=1420 \text{ Wm}^{-2}$, $T =60^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo P&O.....	75
Figura 4.14. Potencia del panel solar bajo las condiciones $Irr=1420 \text{ Wm}^{-2}$, $T =60^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo P&O.....	75
Figura 4.15. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $Irr=1420 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 59^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo IncCond.....	76
Figura 4.16. Potencia del panel solar bajo las condiciones $Irr=1420 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 59^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo IncCond.....	76

Figura 4.17. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $Irr=1130 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 49^\circ\text{C}$ y el algoritmo P&O..... 77

Figura 4.18. Potencia del panel solar bajo las condiciones $Irr=1130 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 49^\circ\text{C}$ y el algoritmo P&O. 77

Figura 4.19. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $Irr=1130 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 50^\circ\text{C}$ y el algoritmo IncCond. 78

Figura 4.20. Potencia del panel solar bajo las condiciones $Irr=1130 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 50^\circ\text{C}$ y el algoritmo IncCond..... 78

Figura 4.21. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $Irr=1370 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 51^\circ\text{C}$ y el algoritmo IncCond con una tolerancia $c = 0.02$ 79

Figura 4.22. Potencia del panel solar bajo las condiciones $Irr=1370 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 51^\circ\text{C}$ y el algoritmo IncCond con una tolerancia $c = 0.02$ 80

Figura 4.23. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $Irr=1390 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 53^\circ\text{C}$ y el algoritmo IncCond con una tolerancia $c = 2$ 80

Figura 4.24. Potencia del panel solar bajo las condiciones $Irr=1390 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 53^\circ\text{C}$ y el algoritmo IncCond con una tolerancia $c = 2$ 80

Figura 4.25. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $Irr=1450 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 58^\circ\text{C}$ y un ciclo de trabajo constante del 50% en lugar del algoritmo MPPT..... 81

Figura 4.26. Potencia del panel solar bajo las condiciones $Irr=1450 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 58^\circ\text{C}$ y un ciclo de trabajo constante del 50% en lugar del algoritmo MPPT. 82

Figura 4.27. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $Irr=1430 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 61^\circ\text{C}$ y un ciclo de trabajo constante del 70% en lugar del algoritmo MPPT..... 82

Figura 4.28. Potencia del panel solar bajo las condiciones $Irr=1430 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 61^\circ\text{C}$ y un ciclo de trabajo constante del 70% en lugar del algoritmo MPPT. 82

Figura 4.29. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $Irr=1450 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 52^\circ\text{C}$ 83

Figura 4.30. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $Irr=1440 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 44^\circ\text{C}$ 84

Índice de Tablas

Tabla 3.1. Desempeño del panel solar Sunmodule SW50 bajo STC y NOCT.....	33
Tabla 3.2. Valores y características de los elementos propuestos para los convertidores CD/CD tipo elevador y tipo reductor.	37
Tabla 3.3. Respuesta de voltaje de los convertidores ante una entrada y ciclos de trabajo constantes sin conectar el panel solar Sunmodule SW50.	42
Tabla 3.4. Respuesta de voltaje de los convertidores ante una entrada y ciclos de trabajo constantes conectando el panel solar Sunmodule SW50 al sistema.....	44
Tabla 3.5. Principales recursos utilizados por el FPGA Artix-7 100T.....	67

Resumen

Este trabajo presenta el diseño e implementación de un sistema que busca situarse en el punto de máxima potencia y regular el voltaje de salida utilizando como entrada el panel solar Sunmodule SW50.

El sistema contempla dos etapas de convertidores CD/CD en cascada: el primero es un convertidor tipo elevador que se emplea para buscar el punto de máxima potencia del panel solar Sunmodule SW50, mientras que con un convertidor tipo reductor se regular de manera robusta el voltaje de salida.

Para realizar el seguimiento del punto de máxima potencia del panel solar se utilizan dos técnicas: el algoritmo *Perturb and Observe* y el algoritmo *Incremental Conductance*. Mientras que para regular el voltaje de salida se utiliza el controlador por rechazo activo de perturbaciones basado en un observador de estado extendido GPI y en la propiedad de planitud diferencial.

Los algoritmos de seguimiento de máxima potencia y el controlador de regulación de voltaje se implementaron en la tarjeta de desarrollo Nexys 4 con un FPGA Artix-7 100T. Se utiliza este dispositivo porque los algoritmos y el controlador son independientes entre sí, por lo que se emplean operaciones concurrentes, que es la principal característica de un FPGA frente a los demás dispositivos digitales.

El diseño del sistema se realizó siguiendo la metodología para sistemas empotrados propuesta por A. Berger. Esta metodología es la que mejor se adapta al sistema porque se enfoca a sistemas de aplicación específica, considerando aspectos de diseño, implementación y de integración de las partes hardware y software que lo componen.

Capítulo 1. Introducción

1.1. Estado del Arte

En la actualidad, la búsqueda de fuentes de energía renovable ha tomado un gran interés por las ventajas que representan, entre ellas: a) provienen de fuentes de energía inagotables, b) están presentes en todos lados, c) son puras y libres y d) pueden eliminar la dependencia hacia los combustibles fósiles, lo que a su vez disminuye el deterioro ambiental y genera una mejor calidad de vida. Por lo que se puede llamar a nuestra época como la “revolución energética”, puesto que la prioridad actual y futura es sustituir completamente las fuentes de energías finitas o no renovables, por su contraparte, las renovables.

Ahora bien, respecto a las fuentes de energías renovables se cuenta con las siguientes opciones: solar, eólica, nuclear, térmica, geotérmica, marítima, biomasa, hidroeléctrica, entre las principales. Para el caso de la transformación a la energía eléctrica, las fuentes renovables solar, eólica, hidroeléctrica y nuclear son las que más se utilizan en la actualidad, sin embargo, la energía solar es la que está ganando una mejor posición como la principal fuente a utilizar dado que la radiación proveniente del sol tiene una mayor presencia en nuestro planeta. Dicho lo anterior, existen diversas formas para el aprovechamiento de la energía solar; una de ellas es a través de la conversión fotovoltaica de la radiación solar a través de celdas fotovoltaicas, en la cual se centra este trabajo de tesis y cuyo principio de funcionamiento se detalla en el Apartado 2.1.1.

Por otra parte, los convertidores de corriente directa a corriente directa (CD/CD) son utilizados para satisfacer las demandas de potencia tanto en el sector industrial como en la mayoría de aparatos electrónicos que, sin darnos cuenta, están presentes en nuestras vidas: televisores, computadoras, laptops, cargadores de celulares, refrigeradores, motores, etcétera. Este tipo de convertidores toma una gran relevancia por la cantidad de sistemas en los que está presente, y son utilizados debido a la alta eficiencia de conversión de potencia en comparación con los reguladores lineales. Dentro de los convertidores CD/CD existen tres topologías básicas:

- Elevador: tiene la función de elevar el voltaje de entrada y proporcionarlo a la salida manteniendo la misma polaridad.
- Reductor: permite reducir el voltaje de salida en comparación al voltaje de entrada, de igual forma mantiene la misma polaridad.
- Reductor-elevador: puede elevar o reducir el voltaje dependiendo del ciclo de trabajo de conmutación del interruptor, e invierte la polaridad de salida con respecto a la entrada.

La importancia de mencionar a los convertidores CD/CD es porque al combinarlos con las celdas fotovoltaicas, es posible realizar lo que se conoce como el seguimiento del punto de máxima potencia de las celdas (MPPT, *Maximum Power Point Tracking*). En el Subcapítulo 2.2 se profundizará sobre las técnicas MPPT y sus implicaciones, pero se puede decir que no es más que encontrar el punto de operación en el cual las celdas fotovoltaicas transfieren la mayor potencia a la carga, es decir, el punto donde existe la máxima eficiencia de las celdas fotovoltaicas.

Se consultaron diversas fuentes de información relacionadas con: a) celdas fotovoltaicas, b) técnicas MPPT para extraer la máxima potencia y c) teoría de control de convertidores CD/CD, en concreto para el convertidor tipo reductor debido a que a través de él se va a regular el voltaje de salida.

Referente a las celdas fotovoltaicas, en [1], [2] y [3] se describe la importancia de modelar mediante un simulador una celda y un arreglo fotovoltaico (dos o más celdas fotovoltaicas en serie o en paralelo), puesto que el comportamiento de éstas es no lineal y con ayuda de software especializado, como Matlab/Simulink, es posible entender de manera rápida cuál será el comportamiento de la celda ante cambios en sus parámetros. Además, una de las ventajas de utilizar un simulador es que no es necesario contar con el sistema físico y asegura que el comportamiento final sea parecido a lo que se esté simulando. Por tanto, en [4] y [5] toman parámetros de un panel solar, SP175 y MSX60 respectivamente, pudiendo observar un comportamiento con una mejor aproximación de cómo podrán comportarse los paneles con los que se piensa trabajar.

El funcionamiento de las celdas fotovoltaicas depende de las condiciones ambientales presentes, en especial la temperatura de las celdas y la radiación solar que absorbe, por lo que resulta importante modificar estos parámetros puesto que influyen directamente en la salida del sistema como se describe en [6] y [7]. Otro factor que

influye en el efecto fotovoltaico de las celdas es su material de fabricación, por lo que es importante conocer de qué están hechas, pero sobre todo qué materiales son más propicios para la transformación de la energía solar en eléctrica: en [8] se presentan varias tablas para las cuales se hicieron diversas mediciones de la eficiencia de conversión de las celdas fotovoltaicas fabricadas con distintos materiales, cabe mencionar que todas ellas se sometieron a las mismas condiciones ambientales y se midieron con varios instrumentos para lograr mayor precisión en las mediciones; como resultado se indica que las celdas fabricadas con GaInP/GaAs y GaInAsP/GaInAs son las que presentan mayor eficiencia (alrededor del 46%), mientras que la mayoría de materiales entrega una eficiencia que oscila entre un 17% y un 24%. Lo anterior indica el bajo rendimiento de las celdas para la conversión de la energía, por tanto, para aprovechar al máximo dicha conversión se utilizan las técnicas MPPT.

Las técnicas MPPT tienen la finalidad de adecuar el ciclo de trabajo del convertidor CD/CD para que se modifique el voltaje y la corriente a la salida y con ello lograr la máxima potencia posible. Han surgido diversos algoritmos para solventar el problema de obtener la máxima potencia, el más conocido es P&O (*Perturbe and Observe*) por la simplicidad de su funcionamiento basado en la curva *voltaje contra potencia* (cuyo principio de funcionamiento se describirá en el Apartado 2.2.1), y su fácil implementación en una plataforma experimental como puede ser un FPGA o un micro controlador (MCU) como se describe en [9] y [10] respectivamente. El segundo algoritmo más popular se conoce como *Incremental Conductance* (IncCond), que también se basa en la curva *voltaje contra potencia* (se describirá en el Apartado 2.2.2) y algunos de los trabajos más recientes se presentan en [11], [12], [13] y [14]. Existen otros algoritmos basados en algún coeficiente o alguna relación con la temperatura como resultado de las investigaciones realizadas en [15], [16] y [17], en las que se utiliza una aproximación lineal del punto de máxima potencia. Es tal la importancia que ha tomado la búsqueda del aprovechamiento máximo de las celdas que no sólo se utilizan algoritmos relativamente sencillos, sino que se implementan técnicas de control para resolver este problema, como el control basado en lógica difusa mostrado en [18], [19] y [20], el control por modos deslizantes en [21] o el control basado en redes neuronales en [19].

Existen diversas maneras de clasificar las técnicas MPPT, ya sea considerando el número de variables sensadas, cómo se realizan los cálculos, y si se basan en datos o modelos, entre otras. En [22] se propone la siguiente clasificación:

- Técnicas *off-line*: se basan en modelos teóricos o bases de datos de diversas condiciones atmosféricas, dentro de esta clasificación entran técnicas como las basadas en el voltaje de circuito abierto de la celda, la corriente de corto circuito de la celda, o las gráficas analíticas de *voltaje contra potencia*.
- Técnicas *on-line*: requieren conocer variables de las celdas en tiempo real como el voltaje y la corriente de la celda fotovoltaica, dentro de ellas están las técnicas P&O e IncCond.
- Otras técnicas: consisten en cálculos indirectos o una combinación de métodos como el control por lógica difusa, modos deslizantes y redes neuronales.

De igual manera, [23] las clasifica como:

- Técnicas convencionales: son las más conocidas y utilizadas, entre ellas: P&O, IncCond y *Hill-Climbing*.
- Técnicas *soft-computing*: son técnicas que requieren una considerable cantidad de cálculos computacionales como las basadas en lógica difusa, redes neuronales o algoritmos evolutivos.

Por último, [24] clasifica las técnicas de forma parecida a [22]:

- Técnicas *off-line*: se basan en un modelo teórico.
- Técnicas *on-line*: necesitan medir algunas variables en tiempo real.
- Técnicas híbridas: combina las técnicas anteriores para obtener una respuesta más rápida que las técnicas *off-line* y más precisa que las técnicas *on-line*.

En las clasificaciones propuestas en [22], [23] y [24] se detalla el principio de funcionamiento de las diferentes técnicas y se comparan de manera teórica con base en características como: complejidad, velocidad, implementación, sensores requeridos, costo, rango de efectividad, respuesta dinámica, error en estado estable, estabilidad y eficiencia. Así que, al existir diversas técnicas también surge la necesidad de compararlas para apreciar el comportamiento simulado y experimental de cada una de ellas. Dado que el algoritmo P&O es la técnica más conocida, se toma como referencia para comparar las técnicas, por ejemplo en [13], [16], [17], [18], [19], [25] y [26] se

realizan trabajos comparativos entre los algoritmos P&O e IncCond y el control por lógica difusa, modos deslizantes y redes neuronales. Cada uno presenta ventajas y desventajas, por lo que no se puede afirmar de que una técnica sea la mejor, sin embargo sí se puede decir que P&O e IncCond presentan una menor complejidad en su implementación, o que el control por lógica difusa es más estable que las dos anteriores, o que la basada en modos deslizantes es mucho más rápida que los demás para responder ante los rápidos cambios climáticos. Es decir, no hay una técnica que presente muchas ventajas respecto de las otras, en su mayoría depende de la aplicación e inclusive de cómo se haya simulado o implementado.

Los sistemas fotovoltaicos tienen dos principales aplicaciones comerciales: a) cargador solar de baterías, que tiene grandes avances como se aborda en [27] y [28], pero la principal aplicación es b) satisfacer la demanda eléctrica doméstica e industrial mediante la interconexión a la red eléctrica, algunos de los trabajos con la manera más eficiente de hacerlo se presenta en [1], [29], [30], [31] y [32]. En estos trabajos se destacan las partes principales que conforman un sistema fotovoltaico: un convertidor CD/CD para la técnica MPPT, la etapa de la carga y descarga de la batería, y el inversor de corriente directa a alterna detallado en [33] y [34]. Por tanto, la topología del convertidor CD/CD debe escogerse conforme a los requerimientos del sistema, aunque por lo general se va a utilizar un convertidor CD/CD tipo elevador como en [9], [10], [12], [14], [15], [18] y [20], dado que el voltaje entregado por las celdas fotovoltaicas es menor a lo requerido por la red eléctrica, así que se requiere elevarlo para que el sistema funcione adecuadamente. Las demás topologías de convertidores son generalmente utilizadas para aplicaciones tales como: cargador de baterías, trabajos experimentales o en la generación de señales de prueba, como se abordó para el convertidor CD/CD tipo reductor en [1], [11] y [13], el convertidor CD/CD tipo reductor-elevador en [19] y [25], e inclusive el convertidor Ćuk en [26] y [28].

Además, el control del voltaje de salida de los convertidores CD/CD por si sólo ha sido atractivo para aplicar las diversas teorías de control, llámese control clásico, por lógica difusa, modos deslizantes, pasividad, retroalimentación del vector de estados, rechazo activo de perturbaciones, etcétera. Ahora bien, son los controladores clásicos, PI (Proporcional-Integral) y PID (Proporcional-Integral-Derivativo), los que regularmente están presentes en la mayoría de las aplicaciones industriales como comentan [35], [36]

y [37], dado que se eligen por convención a pesar de existir técnicas más recientes y con mejor funcionalidad como las ya mencionadas, e inclusive técnicas no lineales como se detalla en [38], [39] y [40]. Así que en la literatura existen diversos trabajos que utilizan el control clásico o alguna comparativa con otras técnicas de control como se aborda en [41], [42], [43] y [44], pero han sido de especial interés las técnicas de control basado en la propiedad de planitud diferencial para los casos descritos en [45], [46], [47] y [48] puesto que es una propiedad de sistemas lineales y no lineales. Al aplicar alguna técnica de control basada en esta propiedad para convertidores CD/CD, se han obtenido buenos resultados como se describe en [41], [49], [50] y [51].

Por último, cabe mencionar el debate entre lo analógico y lo digital, dado que los controladores cada vez requieren de una mayor demanda de software para su implementación, el ámbito digital ha sobresalido en las últimas décadas debido a las ventajas que presenta frente al ámbito analógico como son: relación costo/beneficio, fiabilidad y mantenimiento [50] y [52]. Algunos trabajos en los que se ha llevado una implementación digital con buenos resultados son los mostrados en [9], [15] y [20], donde se describen trabajos implementando alguna técnica MPPT, y en [37], [41], [44], [47], [49] y [50] se presentan resultados fiables en el control del voltaje del convertidor CD/CD tipo reductor.

1.2. Planteamiento del Problema

Lo que se pretende en este trabajo es aprovechar al máximo la transformación de la energía solar en energía eléctrica mediante la implementación de técnicas MPPT en un convertidor CD/CD tipo elevador, junto con una regulación de voltaje de salida considerando que las variables dependientes, voltaje y corriente tanto del panel solar Sunmodule SW50 como del convertidor CD/CD, dependen de las variables independientes: radiación solar, temperatura de las celdas y el material de fabricación de las mismas.

Debido al comportamiento no lineal de las celdas fotovoltaicas, para situarse en el punto de máxima potencia las variables dependientes deben estar cambiando en tiempo real conforme a las variables independientes. El problema recae en que al realizar esas variaciones implica un cambio del voltaje y que éste no sea constante, al menos de que las variables independientes se mantengan siempre bajo las mismas

condiciones como ocurre en un satélite artificial o en otros casos específicos. Para regular el voltaje se propone utilizar una segunda etapa de convertidor CD/CD de tipo reductor que, junto con la técnica de Control por Rechazo Activo de Perturbaciones (CRAP), logrará rechazar de forma activa las perturbaciones internas y externas del sistema para mantener un voltaje de salida constante.

En la Figura 1.1 se muestra el sistema propuesto para obtener el MPPT utilizando los algoritmos P&O e IncCond, junto con la regulación de voltaje mediante CRAP del panel solar Sunmodule SW50. La intención de utilizar un convertidor CD/CD tipo elevador es debido a que el voltaje que proporciona el panel solar es menor al voltaje de la línea (127 V RMS), y generalmente la intención es conectarlo a la red. Mientras que el convertidor CD/CD tipo reductor se utiliza porque los elementos y dispositivos electrónicos utilizan un voltaje entre 3.3 y 24 V en CD. En un FPGA se implementará tanto el controlador para la técnica MPPT como el de regulación de voltaje mediante CRAP con la intención de reducir costos y componentes del sistema, dado que dicho dispositivo soporta concurrencia y su procesamiento no depende de un sólo hilo, por lo que los controladores serán independientes y el funcionamiento de uno no afectará al del otro.

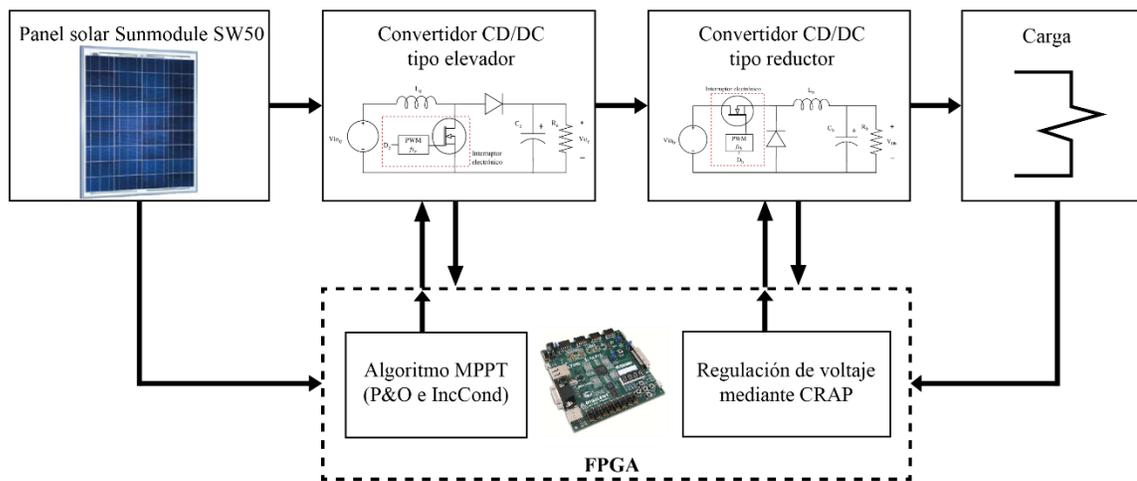


Figura 1.1. Sistema propuesto para obtener el MPPT y la regulación de voltaje del panel solar Sunmodule SW50.

Lo anterior lleva a la pregunta de investigación: ¿el sistema propuesto cumple con los requerimientos respecto a la obtención del MPPT y la regulación de voltaje mediante CRAP del panel solar Sunmodule SW50?

1.3. Justificación

La solución al problema del cambio climático, originado principalmente por la emisión de gases de efecto invernadero (GEI) y el aumento de la dependencia del petróleo y otros combustibles fósiles, junto con el alza de los costos de energía pasa por un cambio fundamental en el sistema energético, el cual sólo será posible con una mayor participación de las energías renovables en el ‘mix energético’ [53]. Según datos del Grupo Intergubernamental sobre Cambio Climático de la ONU (IPCC), la energía renovable suponía en 2011 un 12.9% del suministro energético mundial, y en especial la energía solar directa contribuía con un aporte global del 0.2% [54]. Además, se espera que la producción basada en energías renovables se triplicaría entre 2009 y 2035, lo que a su vez ocasionaría que entre 2010 y 2050 se puedan ahorrar hasta 560 giga-toneladas de CO₂. Datos de la Agencia Internacional de la Energía (AIE) predicen que para 2025 una quinta parte de la energía eléctrica mundial se satisfaga con energías renovables, considerando un aumento hasta de una cuarta parte para 2030 [55].

La principal aplicación de las celdas fotovoltaicas es conectarlas a la red eléctrica mediante la transformación de corriente directa en corriente alterna a través de un inversor CD/CA, una vez hecho esto, la corriente alterna se transforma en corriente directa para suministrar energía a la mayoría de aparatos electrónicos, en especial los de uso doméstico. Por lo que, si el sistema de alimentación empleara menos etapas y componentes en la obtención de voltaje en CD para los aparatos electrónicos se tendrían menores pérdidas y una mayor eficiencia. Por lo anterior, una justificación de este trabajo es que se obtiene un voltaje regulado en CD a partir de celdas fotovoltaicas sin necesidad de transformarlo a CA como se hace convencionalmente.

Además, un sistema alimentado por celdas fotovoltaicas necesita una etapa de almacenamiento de energía, la cual se implementa con baterías. Esta investigación resuelve de manera parcial el control de la carga de baterías dado que se tendrá un voltaje constante para su carga, faltaría complementar con una etapa que tome la decisión de cuándo cargarla o cuándo descargarla.

Por último, la etapa propuesta para la regulación de voltaje es independiente a la etapa para la interconexión a la red eléctrica, lo que significa que no se tendrían problemas para implementar ambas etapas dentro de un sistema más completo puesto que cada etapa tiene un propósito diferente y son independientes

1.3.1. Limitaciones de la investigación

En este trabajo se utilizarán, en la medida de lo posible, los componentes hardware que presenten las mejores características para obtener un sistema robusto con pocas pérdidas, alta eficiencia y un costo razonable.

El panel solar Sunmodule modelo SW50, propiedad de la Universidad Tecnológica de la Mixteca, no integra sensores de temperatura e irradiancia, por lo que habrá que utilizar medidores externos y datos de las condiciones atmosféricas tomados de la estación meteorológica ‘Estación UTM – Instituto de Hidrología’ en la ciudad de Huajuapán de León, durante los días de experimentación.

Como último punto, este trabajo se limita a obtener el MPPT y la regulación de voltaje sin la interconexión del sistema fotovoltaico con una carga de CA ni a la red eléctrica, trabajo que se propone como futura línea de investigación.

1.4. Hipótesis

Con el diseño e implementación de los algoritmos *Perturb and Observe* e *Incremental Conductance* es posible conseguir el MPPT, mientras que con el CRAP se podrá regular el voltaje de salida del panel solar Sunmodule SW50.

1.5. Objetivos

1.5.1. Objetivo general

Diseñar e implementar un sistema para el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) y regulación de voltaje mediante el control por rechazo activo de perturbaciones (CRAP) del panel solar Sunmodule SW50.

1.5.2. Objetivos específicos

Para cumplir con el objetivo general, se plantean los siguientes objetivos específicos:

- Determinar los requerimientos y tareas del sistema.
- Dividir el sistema en partes lo más finas posibles para una fácil implementación.

- Especificar el funcionamiento de cada parte del sistema para que se cumpla la tarea establecida.
- Realizar simulaciones y pruebas en lazo abierto para comprobar que se satisfagan los requerimientos y las tareas del sistema.
- Implementar el código (software) de los controladores MPPT y CRAP en un sólo dispositivo hardware FPGA.
- Comparar el funcionamiento de los algoritmos MPPT *Perturb and Observe* e *Incremental Conductance* para el panel solar Sunmodule SW50 en términos de la máxima potencia extraída, tiempo de respuesta ante cambios de las variables independientes, respuesta en estado estable y facilidad de implementación.
- Verificar el comportamiento del sistema frente a cambios en las variables independientes, así como de perturbaciones en la carga.

1.6. Metodología de Desarrollo

En el presente trabajo se utilizará la metodología de desarrollo para sistemas empujados propuesta por Arnold S. Berger en [56], la cual consta de siete fases (véase Figura 1.2):

Fase 1. Especificaciones de diseño: en esta primera fase se delinean las especificaciones, herramientas y requerimientos necesarios para diseñar e implementar el sistema propuesto, con el objetivo de cumplir con las tareas del MPPT y regulación de voltaje mediante CRAP planteados en la pregunta de investigación (véase Subcapítulo 1.2), así como de asegurar un correcto funcionamiento.

Fase 2. Partición hardware y software: esta fase es una vista rápida de cómo resolver el problema, comenzar a diferenciar qué parte del sistema se podría implementar con hardware y cuál con software a partir de ver al sistema como una ‘caja negra’.

Fase 3. Iteraciones para refinar la partición: en esta fase, cada parte hardware y software de la fase anterior también es vista como una ‘caja negra’ en la que se realizan iteraciones para detallar y subdividir las tareas hasta conseguir los elementos base hardware y software con los que se habrá de trabajar

(estrategia *top-down*). Aquí se espera identificar subsistemas que sean conocidos para su diseño.

Fase 4. Diseño detallado del hardware y software: en esta fase se realizan las tareas de cada parte hardware y software en las que se dividió el sistema en las fases previas. Se realizarán pruebas de funcionamiento de la parte hardware y simulaciones de los controladores en la parte software. Ambas partes son independientes, por lo que se trabajan en paralelo.

Fase 5. Integración hardware y software: durante esta fase se integran todas las partes en un sólo sistema, se espera tener el sistema completo listo para realizar pruebas de funcionamiento.

Fase 6. Pruebas: en esta fase se realizan todas las pruebas al sistema para validar el cumplimiento de las especificaciones iniciales. La culminación de esta investigación se lleva a cabo al obtener todos los resultados. Con ellos, se acepta o rechaza la hipótesis propuesta y se describen las conclusiones para abrir la discusión de la investigación realizada.

Fase 7. Mantenimiento y actualización: esta fase define un seguimiento de mejora continua del producto obtenido. Dado que el objetivo de esta investigación se cumple al finalizar la fase 6, se propone esta fase como línea futura de investigación.

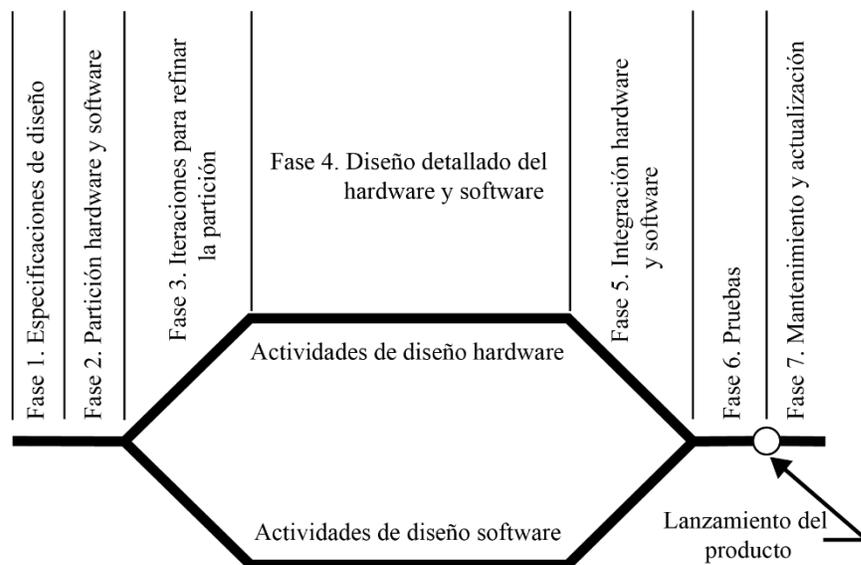


Figura 1.2. Diagrama del ciclo de vida de los sistemas empotrados. Fuente: [53].

1.6.1. Herramientas hardware y software

Para llevar a cabo esta investigación, los requerimientos hardware son:

- Panel solar Sunmodule SW50.
- Elementos y circuitos para implementar los convertidores CD/CD tipo elevador y tipo reductor, así como sensores para las distintas mediciones.
- Solarímetro *Solar Power Meter* modelo SM–206 para medir la irradiancia.
- Multímetro *Craftsman* modelo 81079 para medir la temperatura del panel solar.
- Convertidor analógico-digital (ADC) para manipular datos de manera digital.
- Tarjeta de desarrollo Nexys 4 con un FPGA Artix–7 100T para programar el software de los controladores.

Los requerimientos software son:

- Matlab/Simulink, para emular el comportamiento del sistema.
- *ISE Design Suite* 14.5 de Xilinx, herramienta para programar la tarjeta Nexys 4 empleando la herramienta *System Generator* en Matlab/Simulink.

1.7. Contenido del Documento de Tesis

El presente documento de tesis consta de 5 capítulos, donde el Capítulo 1 abordó la presentación de la investigación: contexto, problemática, justificación, hipótesis, objetivos y la metodología de desarrollo.

En el Capítulo 2 se presentan los fundamentos teóricos, considerando cuatro principales pilares para desarrollar esta investigación: a) celdas fotovoltaicas, b) seguimiento del punto de máxima potencia, c) convertidores electrónicos de potencia CD/CD y d) control por rechazo activo de perturbaciones.

El Capítulo 3 corresponde al diseño e implementación del sistema MPPT y regulación de voltaje mediante CRAP del panel solar Sunmodule SW50, se abarcan las cinco primeras fases de la metodología de desarrollo para sistemas empotrados propuesta por A. Berger descritas en el Subcapítulo 1.6.

En el Capítulo 4 se presenta la fase 6 de la metodología y sus resultados. Por último, el Capítulo 5 abre paso a la discusión que genera esta investigación a partir de los resultados obtenidos.

Capítulo 2. Marco Teórico

2.1. Celdas Fotovoltaicas

2.1.1. Principio de funcionamiento de la celda fotovoltaica

La celda fotovoltaica es un dispositivo electrónico que transforma la energía luminosa en energía eléctrica a partir de un proceso cuántico-mecánico denominado ‘efecto fotovoltaico’, el cual consiste en la emisión de electrones de un material semiconductor cuando incide sobre él una radiación electromagnética [57].

Una celda fotovoltaica típica está conformada por una capa P y una N (unión PN) de algún material semiconductor dopado (generalmente silicio) similar al diodo, esta estructura sirve para crear un campo eléctrico permanente. Al estar expuesto a la luz, un fotón desplaza a un electrón (-) generando un hueco (+) en el átomo excitado. El principio de funcionamiento de una celda fotovoltaica consiste en obligar, mediante el efecto del campo eléctrico creado, a los electrones (-) y a los huecos (+) avanzar en direcciones opuestas produciéndose una diferencia de potencial entre los electrodos positivo y negativo del material semiconductor [58]. En la Figura 2.1 se muestra el principio de funcionamiento de la celda fotovoltaica, en donde la fotocorriente I_{ph} generada de manera interna en la celda es proporcional a la radiación solar incidente.

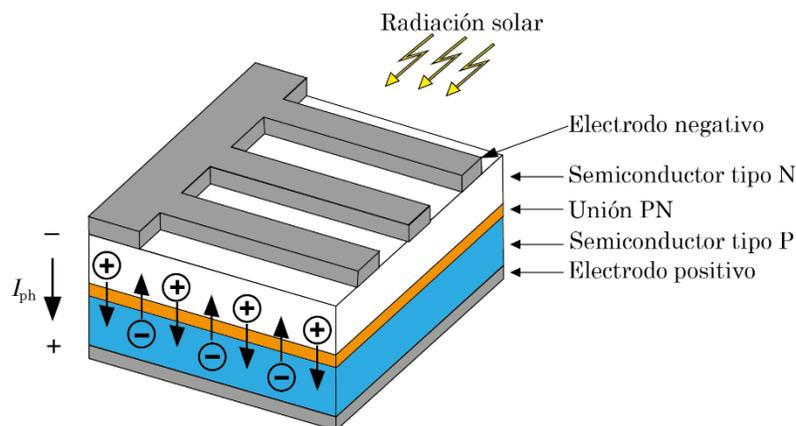


Figura 2.1. Principio de funcionamiento de la celda fotovoltaica.

2.1.2. Condiciones STC y NOCT

La irradiancia es la magnitud que describe la potencia incidente por unidad de superficie de la radiación solar que llega a la Tierra y su unidad en el SI es $W \cdot m^{-2}$ [29]. No toda la radiación solar alcanza la superficie de la Tierra debido a que una parte es absorbida por los gases de la atmósfera, por lo que es importante especificar los parámetros que se utilizan para evaluar las celdas fotovoltaicas como la temperatura, la irradiancia y un parámetro denominado ‘masa del aire’.

La masa del aire (AM, por sus siglas en inglés) es la distancia que recorre la radiación solar al atravesar la atmósfera y varía según el ángulo de incidencia de los rayos del sol respecto al cenit (vector normal a una sección de superficie terrestre) [59]. En la Figura 2.2 se muestra el movimiento del sol a lo largo de una superficie, la distancia que recorre la radiación solar es mínima cuando los rayos del sol inciden perpendicularmente sobre el cenit y se le asigna una $AM = 1$, cuando la distancia de los rayos solares es otra, la masa de aire aumenta según la ecuación 2.1.

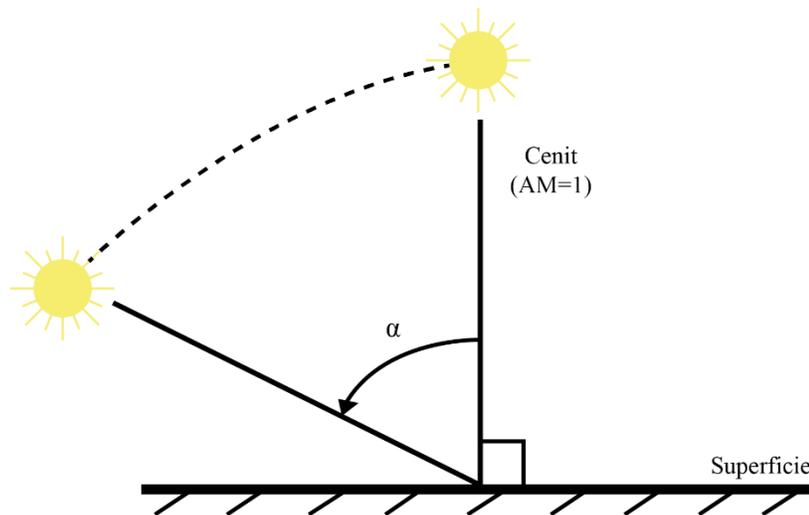


Figura 2.2. Recorrido de la radiación solar para calcular la masa del aire.

$$AM = \frac{1}{\cos(\alpha)} \quad (2.1)$$

Para evaluar el rendimiento de los paneles solares se utilizan los parámetros de medición estándar (STC, por sus siglas en inglés). Se evalúa la potencia máxima P_{max} , el voltaje de circuito abierto V_{OC} y la corriente de corto circuito I_{SC} que se obtiene en el panel solar bajo las siguientes condiciones:

- Irradiancia = $1000 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$.
- AM = 1.5.
- Temperatura = $25 \text{ }^\circ\text{C}$.

Las pruebas en STC se controlan y realizan en un laboratorio, sin embargo, cuando se trabaja en el ‘mundo real’ la temperatura de las celdas incrementa y disminuye la eficiencia de conversión de energía solar a eléctrica, lo que a su vez provoca una disminución de la máxima potencia posible. Por tanto, además de evaluar P_{\max} , V_{OC} y I_{SC} de las celdas bajo los parámetros STC, también se evalúan bajo la temperatura nominal de funcionamiento de una celda fotovoltaica (NOCT, por sus siglas en inglés). NOCT es una medida que se define como la temperatura alcanzada por las celdas en su voltaje de circuito abierto, generalmente tiene un valor promedio de $\text{NOCT} = 48 \text{ }^\circ\text{C}$, y se encuentra bajo las siguientes condiciones:

- Irradiancia = $800 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$.
- AM = 1.5.
- Temperatura del aire = $20 \text{ }^\circ\text{C}$.
- Velocidad del viento = 1 m/s .
- Con el lado posterior del panel solar abierto a la brisa.

2.1.3. Tipos de celdas fotovoltaicas

Actualmente existe una amplia gama de tecnologías de celdas fotovoltaicas; dependiendo del tipo de material y estructura de fabricación se pueden clasificar en tres generaciones [57]:

- Primera generación: las celdas fotovoltaicas utilizan capas de Silicio (Si) en su estructura, ya sea monocristalino (sc-Si) o policristalino (pc-Si). Esta generación es la que domina el mercado por sus ventajas: a) bajo costo de producción, b) buena eficiencia comercial disponible y c) tecnología bien conocida con una amplia gama de fabricantes. A pesar de que se ha venido reduciendo el costo de producción en los últimos años, el costo de los materiales sigue siendo relativamente alto y no es claro si realmente será competitivo en relación energía/costo frente a las fuentes de energía tradicionales.

- Segunda generación: las celdas fotovoltaicas utilizan capas delgadas de tres familias de materiales: a) silicio amorfo (a-Si) y silicio microformo ($\mu\text{-Si}$), b) telurio de cadmio (CdTe) y c) las fabricadas con CuInSe y CuInGaSe. Esta generación se encuentra en etapa de introducción en el mercado; este tipo de tecnologías es atractiva por los bajos costos de sus materiales y de producción frente a los de la primera generación, aunque presentan la desventaja de ser menos eficientes.
- Tercera generación: la intención no es buscar mejores materiales de fabricación, sino que se busca mejorar el rendimiento a partir de cuatro tipos de tecnologías: a) concentración fotovoltaica (CPV), b) celda fotovoltaica sensibilizada por colorante (DSSC), c) celda fotovoltaica orgánica y d) nuevos conceptos de celdas fotovoltaicas. Esta generación todavía no es comercializada a gran escala y se encuentra en una etapa de investigación y desarrollo, se busca incrementar la eficiencia de las celdas, reducir costos y tamaño, y que posean una forma moldeable para adaptarlas en aplicaciones móviles.

2.1.4. Modelado de un arreglo fotovoltaico

El modelo de una celda fotovoltaica y el de un arreglo fotovoltaico es el mismo, considerando que un arreglo fotovoltaico consiste en la unión de varias celdas fotovoltaicas en serie y/o en paralelo [22]. En la Figura 2.3 se muestra el circuito eléctrico equivalente de un arreglo fotovoltaico, se puede ver a las celdas fotovoltaicas como una fuente de corriente dependiente con un comportamiento no lineal tal como describe la ecuación 2.2:

$$I_{pv} = I_L - I_0 \left[\exp\left(\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{V_T}\right) - 1 \right] - \frac{V_{pv} + R_s I_s}{R_p} \quad (2.2)$$

donde:

- I_{pv} es la corriente de salida del arreglo fotovoltaico.
- V_{pv} es el voltaje de salida del arreglo fotovoltaico.
- $I_L = N_p I_{ph}$, es la fotocorriente total generada por el arreglo fotovoltaico.
 - N_p es el número de celdas fotovoltaicas en paralelo.
 - I_{ph} es la fotocorriente de cada celda fotovoltaica (véase Apartado 2.1.1).

- $I_0 = N_p I_{os}$, es la corriente de saturación del arreglo fotovoltaico.
 - I_{os} es la corriente de saturación del diodo.
- R_s es la resistencia en serie del arreglo fotovoltaico.
- R_p es la resistencia en paralelo del arreglo fotovoltaico.
- $V_T = \frac{N_s n k_B T}{q}$, es el voltaje térmico generado en el arreglo fotovoltaico.
 - N_s es el número de celdas fotovoltaicas en serie.
 - n es el coeficiente de emisión o factor de idealidad del diodo.
 - k_B es la constante de Boltzmann con un valor de $1.3806 \times 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$.
 - q es la carga del electrón con un valor de $-1.6021 \times 10^{-19} \text{ C}$.
 - T es la temperatura del arreglo fotovoltaico.

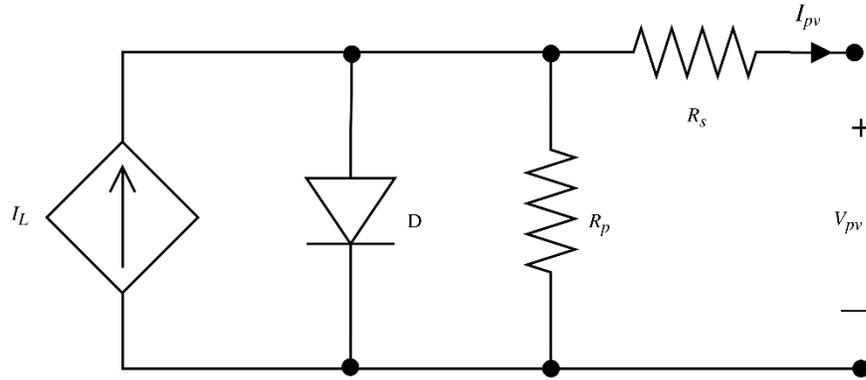


Figura 2.3. Circuito eléctrico equivalente de un arreglo fotovoltaico.

La corriente y el voltaje de salida de las celdas fotovoltaicas tienen relación directa con la irradiancia incidente I_{rr} y la temperatura T de las mismas, por tanto, estas variables independientes influyen en la potencia de salida. Las ecuaciones 2.3 y 2.4 describen la dependencia del voltaje de circuito abierto V_{OC} y la corriente de corto circuito I_{SC} respectivamente, en función de las variables independientes. En donde V_{OC}^* , I_{SC}^* , I_{rr}^* y T^* son medidas de referencia de las celdas fotovoltaicas bajo condiciones STC (véase Apartado 2.1.2), a_1 y a_2 son los coeficientes térmicos de corriente y voltaje, respectivamente.

$$I_{SC} = I_{SC}^* \left(\frac{I_{rr}}{I_{rr}^*} \right) + a_1 (T - T^*) \quad (2.3)$$

$$V_{OC} = V_{OC}^* + a_2 (T - T^*) - R_s (I_{SC} - I_{SC}^*) \quad (2.4)$$

Para apreciar gráficamente el comportamiento no lineal de las celdas fotovoltaicas y la dependencia de la potencia con respecto a las variables independientes, en la Figura 2.4 se muestran las curvas: a) *voltaje contra corriente* y b) *voltaje contra potencia*, en ambas se considera una irradiancia incidente constante $I_{rr} = 1000 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ funcionando a diferentes temperaturas. Se puede ver que el punto de máxima potencia (MPP, por sus siglas en inglés) disminuye cuando la temperatura incrementa, lo que implica que las celdas tienen un mejor funcionamiento en términos de conversión de energía solar a energía eléctrica, cuando las celdas tienen una buena ventilación. En la Figura 2.5 también se muestran las mismas curvas pero considerando una temperatura constante $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ con diferentes irradiancias incidentes, se puede observar que cuando la irradiancia incidente en las celdas fotovoltaicas incrementa, la máxima potencia posible también incrementa. A pesar de que la potencia de salida depende de ambas variables independientes, si se comparan las Figuras 2.4 y 2.5 se observa que la máxima potencia posible en las celdas fotovoltaicas depende en mayor medida de la irradiancia que de la temperatura, esto se debe al efecto fotovoltaico (véase Apartado 2.1.1): a mayor cantidad de energía solar, mayor será la energía eléctrica disponible.

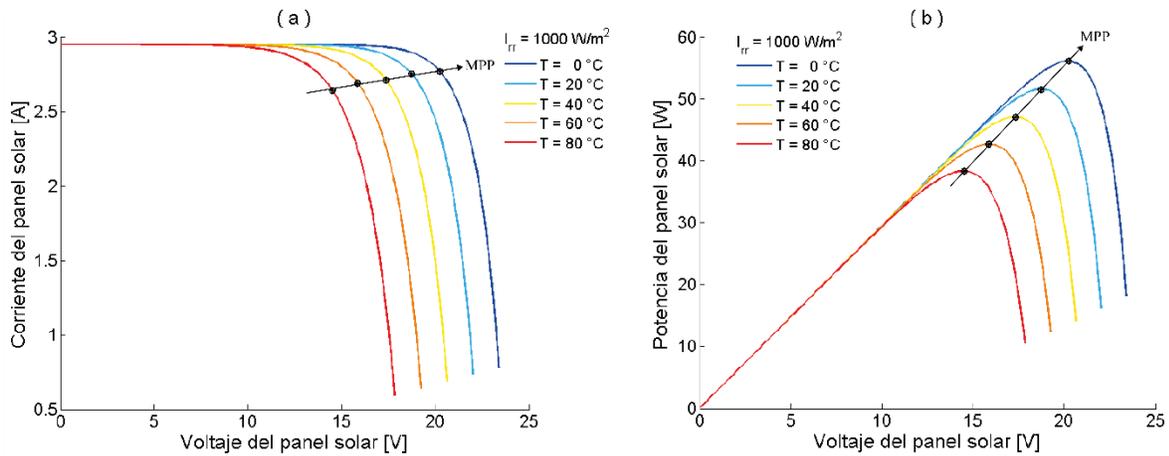


Figura 2.4. Curvas a) *voltaje contra corriente* y b) *voltaje contra potencia*, con una irradiancia constante $I_{rr} = 1000 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$.

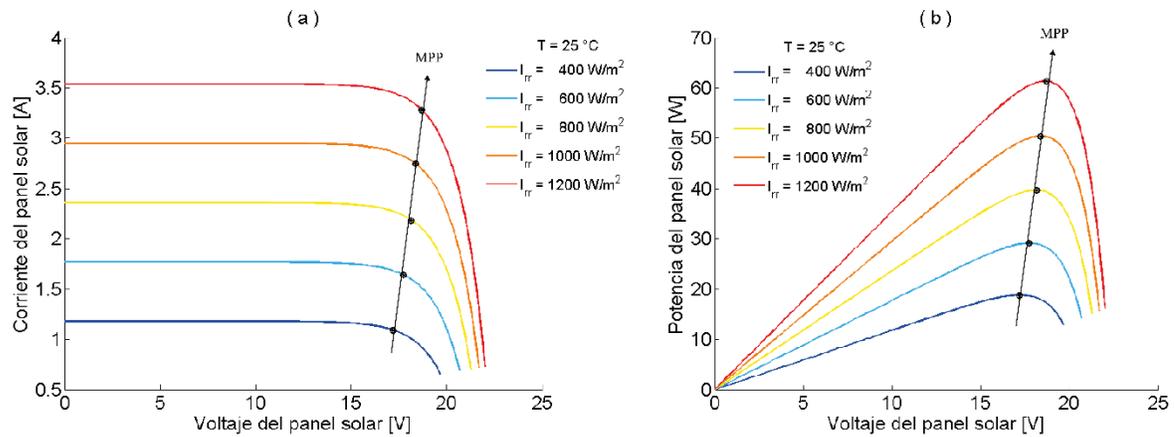


Figura 2.5. Curvas a) voltaje contra corriente y b) voltaje contra potencia, con una temperatura constante $T = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$.

2.2. Seguimiento del Punto de Máxima Potencia

En las Figuras 2.4 y 2.5 se puede observar que el MPP varía según las condiciones de trabajo y no es el mismo si las variables independientes no se mantienen bajo las mismas condiciones. Un sistema eficiente busca de manera constante situarse en el MPP a pesar de los cambios atmosféricos, a esto se le conoce como el seguimiento del punto de máxima potencia o MPPT.

Existen dos maneras de realizar el MPPT:

- El seguimiento mecánico: hace referencia a un seguimiento físico de las celdas fotovoltaicas a la máxima incidencia de radiación solar posible, cambiando constantemente y de manera predefinida al ángulo de incidencia de los rayos del sol durante el día, mes y estación.
- El seguimiento eléctrico: utiliza convertidores electrónicos de potencia y se basa en las curvas de *voltaje contra corriente* y *voltaje contra potencia* para modificar el ciclo de trabajo del convertidor mediante técnicas de control adecuadas, dos de ellas son los algoritmos *Perturb and Observe* e *Incremental Conductance*, los cuales se describen a continuación.

2.2.1. Algoritmo *Perturb and Observe*

El algoritmo *Perturb and Observe* (P&O) es una técnica iterativa para obtener el MPPT que nació a finales de la década de los setenta por investigadores de la *General Electric Company* y la *NASA* [60], la cual mide el voltaje y la corriente de las celdas fotovoltaicas en tiempo real para calcular la potencia actual y compararla con la potencia de la iteración anterior [23], [61]. Dependiendo de qué potencia sea mayor (observar), se modifica el ciclo de trabajo del convertidor (perturbar) para aumentar o disminuir el voltaje de las celdas y realiza una nueva iteración. En la Figura 2.6 se muestran los cinco posibles escenarios en los que se puede situar el algoritmo P&O en la curva *voltaje contra potencia*, los cuales son:

- Si $\Delta P > 0$ y $\Delta V > 0$, el punto de operación se encuentra a la izquierda del MPP y debe disminuir el ciclo de trabajo para incrementar el voltaje.
- Si $\Delta P < 0$ y $\Delta V < 0$, el punto de operación se encuentra cerca del MPP por la izquierda y debe disminuir el ciclo de trabajo para incrementar el voltaje.
- Si $\Delta P = 0$, el sistema se encuentra en el MPP y no es necesario aumentar o disminuir el ciclo de trabajo para modificar el voltaje.
- Si $\Delta P < 0$ y $\Delta V > 0$, el punto de operación se encuentra cerca del MPP por la derecha y debe aumentar el ciclo de trabajo para disminuir el voltaje.
- Si $\Delta P > 0$ y $\Delta V < 0$, el punto de operación se encuentra a la derecha del MPP y debe aumentar el ciclo de trabajo para disminuir el voltaje.

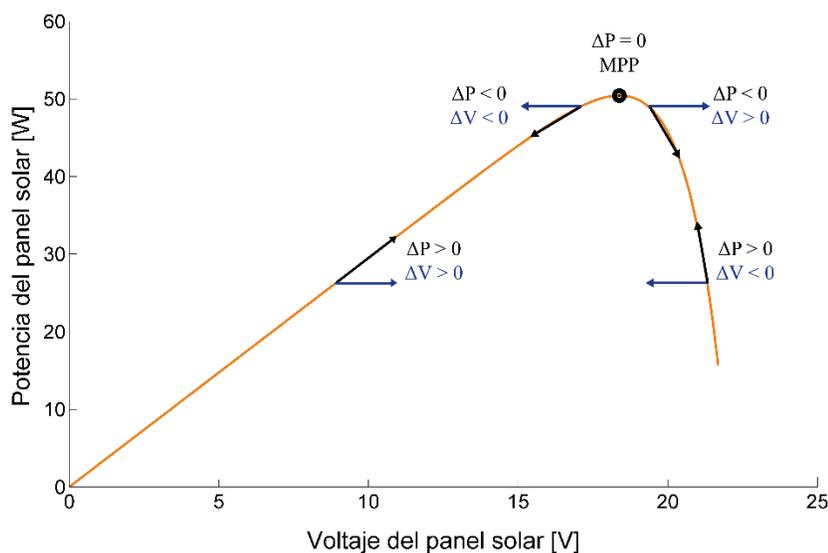


Figura 2.6. Curva voltaje contra potencia y funcionamiento del algoritmo P&O.

En la Figura 2.7 se muestra el diagrama de flujo del funcionamiento del algoritmo P&O, en donde ΔP es el incremento entre la potencia de la muestra actual $P_{pv}(k)$ y la potencia de la muestra anterior $P_{pv}(k-1)$, de igual manera ΔV es el incremento de voltaje entre la muestra actual $V_{pv}(k)$ y la anterior $V_{pv}(k-1)$; D es el ciclo de trabajo del convertidor y ΔD es el incremento fijo que se va a sumar o restar al ciclo de trabajo dependiendo del escenario en que se sitúe el algoritmo.

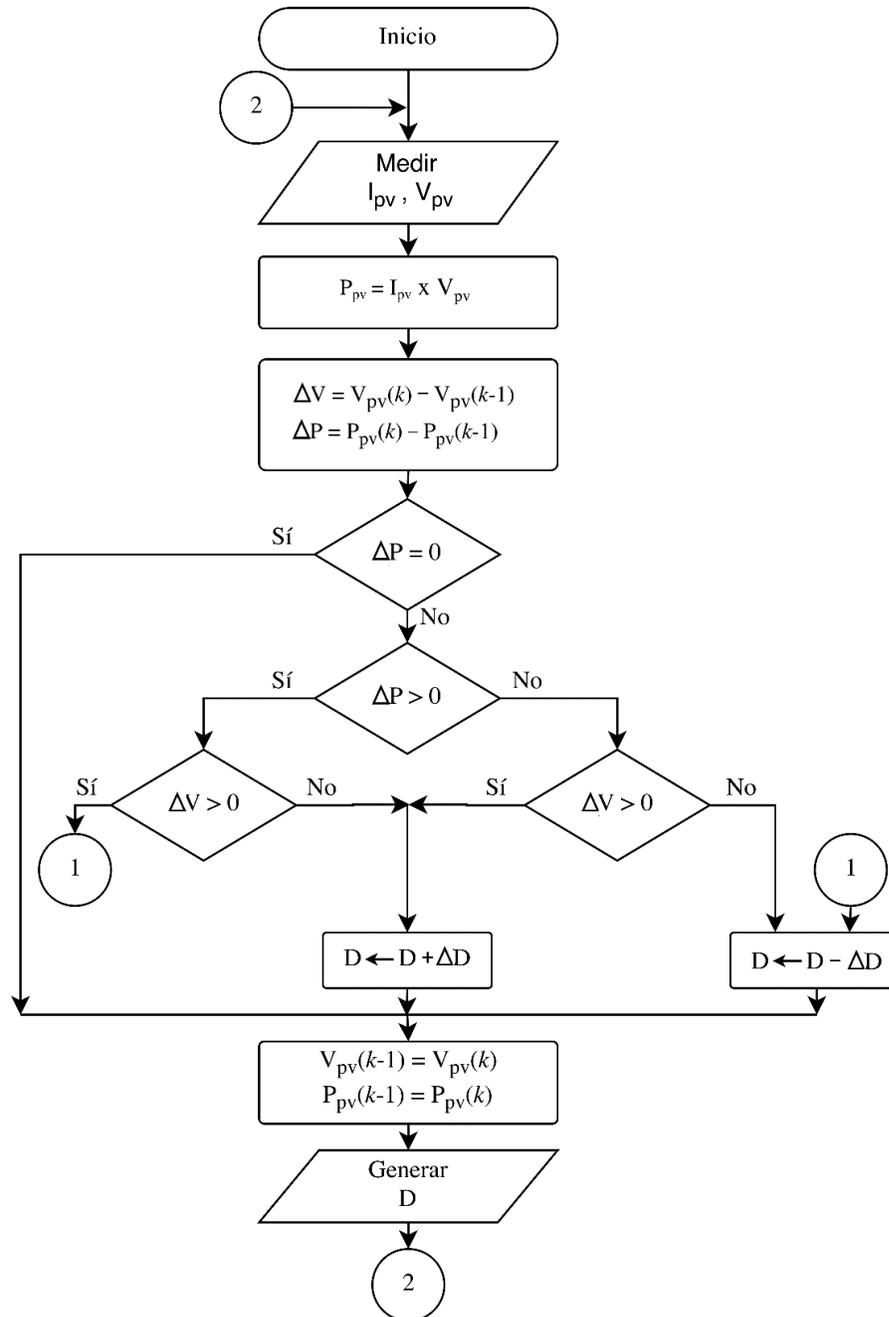


Figura 2.7. Diagrama de flujo del algoritmo P&O.

Esta técnica presenta las siguientes ventajas: a) fácil implementación, b) poco procesamiento para realizar los cálculos y c) no depende de las características de las celdas. De hecho, éstas son las principales razones para ser una de las técnicas más utilizadas para el MPPT. Una de las desventajas es que la condición $\Delta P = 0$ es ideal, lo que provoca oscilaciones en estado estable sobre el MPP, otra desventaja es que cuando se modifica el ciclo de trabajo D se realiza por medio de incrementos/decrementos fijos ΔD , por lo que hay que seleccionar de manera adecuada y generalmente heurística el valor de ΔD [61]:

- Si es muy pequeño, el sistema se vuelve lento y no responde adecuadamente ante los cambios repentinos de las variables independientes.
- Si es muy grande, el sistema presenta oscilaciones sobre el MPP mucho más pronunciadas, disminuyendo la potencia extraída de las celdas.

2.2.2. Algoritmo *Incremental Conductance*

El principio de funcionamiento del algoritmo *Incremental Conductance* (IncCond) lo define O. Waszyneuk en 1983 [62], pero es K. H. Hussein y sus colaboradores quienes le dan la forma tal como se conoce actualmente y lo implementan de manera digital [63]. El principio de funcionamiento de este algoritmo se basa en comparar la conductancia instantánea $\frac{I_{pv}}{V_{pv}}$ con la conductancia incremental $\frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}}$ de las celdas fotovoltaicas; dependiendo de cuál de las dos conductancias sea mayor se aumenta o disminuye el voltaje de las celdas modificando el ciclo de trabajo del convertidor CD/CD [63], [64]. La comparación se realiza debido a que en la curva *voltaje contra potencia*:

- Si $\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0$, la potencia de las celdas se localizan en el MPP.
- Si $\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} > 0$, la potencia de las celdas se localiza a la izquierda del MPP.
- Si $\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} < 0$, la potencia de las celdas se localiza a la derecha del MPP.

La ecuación 2.5 muestra la derivada de la potencia con respecto al voltaje mediante el método por incrementos, si la suma de las conductancias es igual a cero, la potencia de las celdas fotovoltaicas se localiza en el MPP. En cambio, si es mayor a cero en el lado izquierdo del MPP, o si es menor a cero en lado derecho del MPP.

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} \cong I_{pv} + V_{pv} \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} \quad (2.5)$$

Sin embargo, en la práctica un valor $\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0$ generalmente no ocurre debido a factores como: resolución del convertidor analógico–digital (ADC), pequeñas variaciones en la salida de los sensores o en las condiciones atmosféricas, entre otras, lo que provoca que se tengan oscilaciones en estado estable al igual que el algoritmo P&O. Por tal motivo, se incluye una tolerancia c en la condición de la derivada. La elección de la tolerancia debe asegurar la eliminación de las oscilaciones en estado estable y que el punto de trabajo se localice lo más cercano al MPP, el valor c se ajusta mediante métodos heurísticos. En la Figura 2.8 se muestra la curva *voltaje contra potencia* y los siguientes escenarios que el algoritmo IncCond debe revisar:

- Si $\left| \frac{I_{pv}}{V_{pv}} + \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} \right| < c$, el punto de operación se encuentra dentro de la tolerancia cercana al MPP, y no es necesario modificar el ciclo de trabajo del convertidor.
- Si $\frac{I_{pv}}{V_{pv}} + \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} > c$, el punto de operación se encuentra a la izquierda del MPP, y debe disminuir el ciclo de trabajo para incrementar el voltaje.
- Si $\frac{I_{pv}}{V_{pv}} + \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} < -c$, el punto de operación se encuentra a la derecha del MPP, y debe incrementar el ciclo de trabajo para disminuir el voltaje.

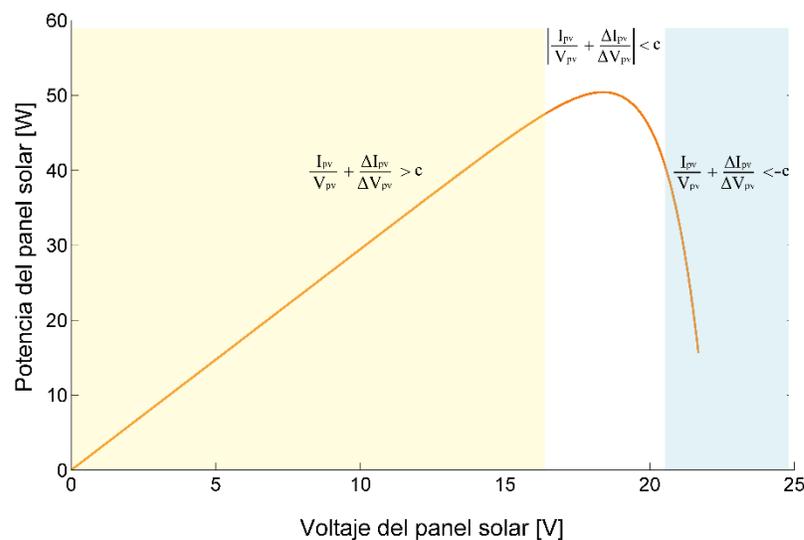


Figura 2.8. Curva voltaje contra potencia y funcionamiento del algoritmo IncCond.

En la Figura 2.9 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo IncCond para el convertidor tipo elevador, en donde ΔI es el incremento entre la corriente de la muestra actual $I_{pv}(k)$ y la corriente de la muestra anterior $I_{pv}(k-1)$, ΔV es el incremento de voltaje entre la muestra actual $V_{pv}(k)$ y la anterior $V_{pv}(k-1)$; D es el ciclo de trabajo del convertidor y ΔD es el incremento fijo que se va a sumar o restar al ciclo de trabajo dependiendo del escenario en que se sitúe el algoritmo.

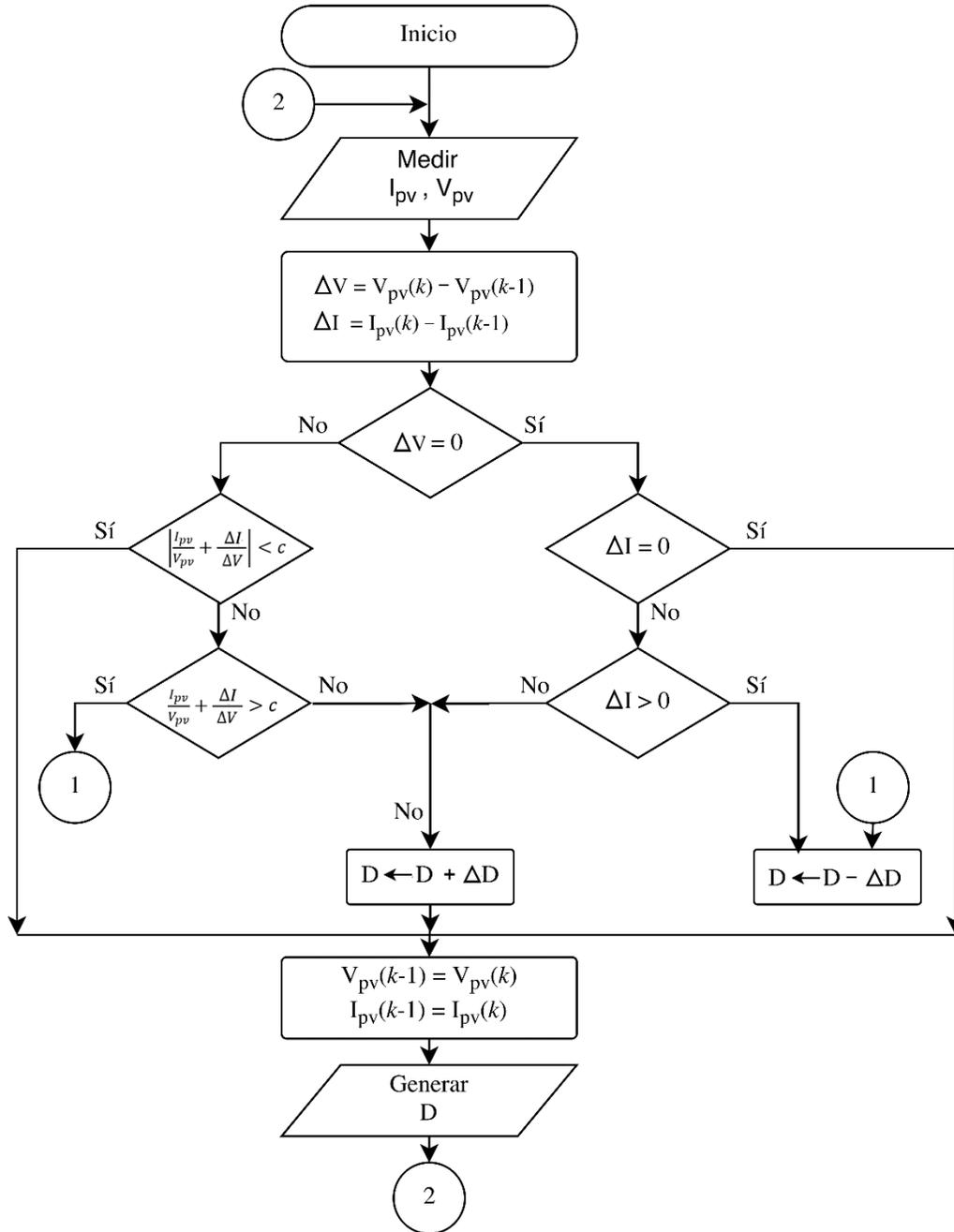


Figura 2.9. Diagrama de flujo del algoritmo IncCond.

El funcionamiento del algoritmo es el siguiente:

- En primer lugar, el algoritmo revisa si existe alguna variación en el voltaje entre las iteraciones. Si no la hubo, entonces revisa si existe algún incremento en la corriente:
 - Si es igual a cero, el sistema se encuentra en el MPP y no es necesario modificar el ciclo de trabajo.
 - Si es mayor a cero, el sistema se encuentra a la izquierda del MPP y debe disminuir el ciclo de trabajo para incrementar el voltaje en las celdas fotovoltaicas.
 - Si es menor a cero, el sistema se encuentra a la derecha del MPP y debe incrementar el ciclo de trabajo para disminuir el voltaje en las celdas fotovoltaicas.
- En caso de que existiera una variación en el voltaje, el algoritmo debe comparar la conductancia actual y la conductancia incremental:
 - Si el valor absoluto de la suma de ambas conductancias es menor al valor c , no se realiza variación en el ciclo de trabajo pues está dentro de la tolerancia del MPP.
 - Si $\frac{I_{pv}}{V_{pv}} + \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} > c$, el sistema debe disminuir el ciclo de trabajo para incrementar el voltaje en las celdas fotovoltaicas.
 - Si $\frac{I_{pv}}{V_{pv}} + \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} < -c$, el sistema debe incrementar el ciclo de trabajo para disminuir el voltaje en las celdas fotovoltaicas.

Como puede observarse, el algoritmo IncCond presenta las siguientes similitudes con el algoritmo P&O: a) se basa en la curva *voltaje contra potencia*, b) mide las variables voltaje y corriente de las celdas en tiempo real, y c) no depende de los parámetros de las celdas. La principal diferencia radica en que el algoritmo IncCond considera una tolerancia c que mejora el comportamiento en estado estable disminuyendo las oscilaciones alrededor del MPP. Para ello, utiliza un mayor procesamiento para revisar las distintas condiciones o posibles escenarios. Aun así, sigue siendo un algoritmo sencillo de implementar pero con mejores resultados que el P&O, lo que le ha llevado a ser una de las técnicas más utilizadas para el MPPT.

2.3. Convertidores Electrónicos de Potencia CD/CD

Los convertidores CD/CD son circuitos electrónicos de potencia que convierten un nivel de voltaje en CD en otro nivel de CD. Son de especial interés ya que para este trabajo de tesis se utilizan dos de sus aplicaciones: a) obtener el MPPT de las celdas fotovoltaicas y b) regular el voltaje de salida.

2.3.1. Convertidor CD/CD tipo elevador

El convertidor CD/CD tipo elevador es una topología de convertidor CD/CD que tiene la característica de entregar un voltaje a la salida mayor o igual, pero nunca menor, al voltaje de la entrada [65]. Este circuito funciona abriendo y cerrando periódicamente un interruptor electrónico:

- Cuando el interruptor se cierra, el diodo se polariza en inversa, lo que aísla la etapa de salida y la fuente de entrada suministra energía al inductor.
- Cuando el interruptor se abre, dado que la bobina está energizada, la salida recibe energía tanto del inductor como de la fuente de entrada.

En la Figura 2.10 se muestra el diagrama eléctrico del convertidor tipo elevador. En donde, $D_e \in \{0,1\}$ es el ciclo de trabajo del convertidor controlado mediante modulación por ancho de pulsos (PWM, por sus siglas en inglés), a una cierta frecuencia de conmutación f_{s_e} . Además, en la ecuación 2.6 se muestra la función de transferencia entre el voltaje de salida y el voltaje de entrada en función del ciclo de trabajo, exhibiendo que el voltaje a la salida nunca es menor que el voltaje de entrada.

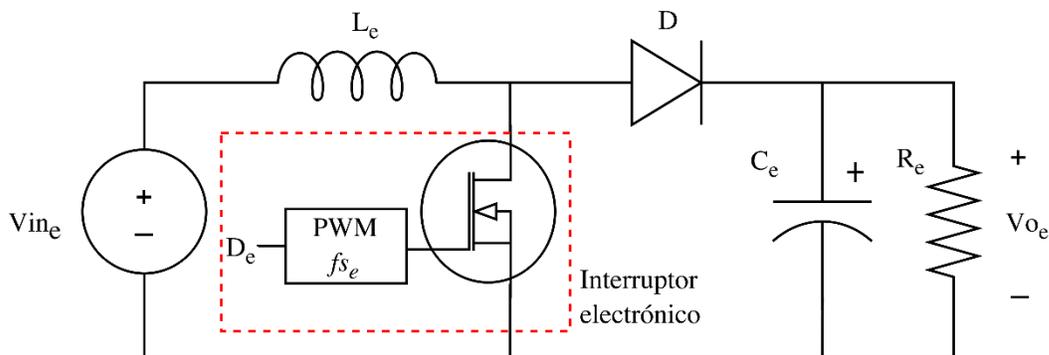


Figura 2.10. Diagrama eléctrico del convertidor CD/CD tipo elevador.

$$V_{o_e} = \frac{1}{1 - D_e} V_{in_e} \quad (2.6)$$

La ecuación 2.6 es válida si y sólo si el convertidor trabaja en modo de conducción continuo (MCC), esto implica que la corriente que circula por el inductor L_e siempre es mayor a cero y que la energía que almacena nunca llega a descargarse totalmente [66]. Por tanto, hay que asegurar que el convertidor esté trabajando dentro del MCC, es decir, que en el inductor siempre existe corriente permanente. Según [65], lo anterior se consigue cuando el valor de la inductancia L_e satisface la condición de la ecuación 2.7, en donde f_{s_e} y R_e generalmente son parámetros de diseño del convertidor.

$$L_e \geq \frac{D_e(1 - D_e)^2 R_e}{2f_{s_e}} \quad (2.7)$$

Las ecuaciones 2.6 y 2.7 suponen un voltaje de salida constante con un valor de capacitancia C_e infinita. Sin embargo, en la implementación física la capacitancia C_e es finita, lo que produce un rizado ΔV_{o_e} a la salida, expresado por la ecuación 2.8 en forma de una fracción del voltaje de salida [65].

$$\frac{\Delta V_{o_e}}{V_{o_e}} = \frac{D_e}{R_e C_e f_{s_e}} \quad (2.8)$$

El convertidor CD/CD tipo elevador debe modificar su impedancia de entrada para obtener un cambio en el voltaje y corriente de las celdas fotovoltaicas en la búsqueda del MPP. De acuerdo a la ecuación 2.9, modificando el ciclo de trabajo del convertidor es posible cambiar dicha impedancia [67]. En donde η_e es la eficiencia del convertidor, $Z_{o_e} = R_e$ es la impedancia de salida y Z_{in_e} es la impedancia de entrada del convertidor CD/CD tipo elevador.

$$1 - D_e = \sqrt{\frac{1}{\eta_e} \frac{Z_{in_e}}{Z_{o_e}}} \quad (2.9)$$

Esta última ecuación es la razón de por qué las técnicas MPPT modifican únicamente el ciclo de trabajo de conmutación de los convertidores CD/CD para cambiar el voltaje y corriente de las celdas en la búsqueda del MPP.

2.3.2. Convertidor CD/CD tipo reductor

El convertidor CD/CD tipo reductor es otra topología de convertidor CD/CD que, como su nombre indica, produce un voltaje de salida menor que el de la entrada [65]. Al igual que el convertidor tipo elevador, este convertidor funciona abriendo y cerrando un interruptor electrónico utilizando los mismos elementos pero en diferente posición:

- Cuando el interruptor se cierra, tanto la salida como el inductor se energizan de la entrada.
- Cuando el interruptor se abre, la entrada está aislada y la energía almacenada en el inductor se transfiere a la carga.

En la Figura 2.11 se muestra el diagrama eléctrico del convertidor CD/CD tipo reductor, mientras que la función de transferencia entre el voltaje de salida y el voltaje de entrada se muestra en la ecuación 2.10. En donde, de manera similar al convertidor tipo elevador, el ciclo de trabajo $D_b \in \{0,1\}$ es la señal que controla la conmutación del convertidor mediante PWM a una frecuencia f_{s_b} [66].

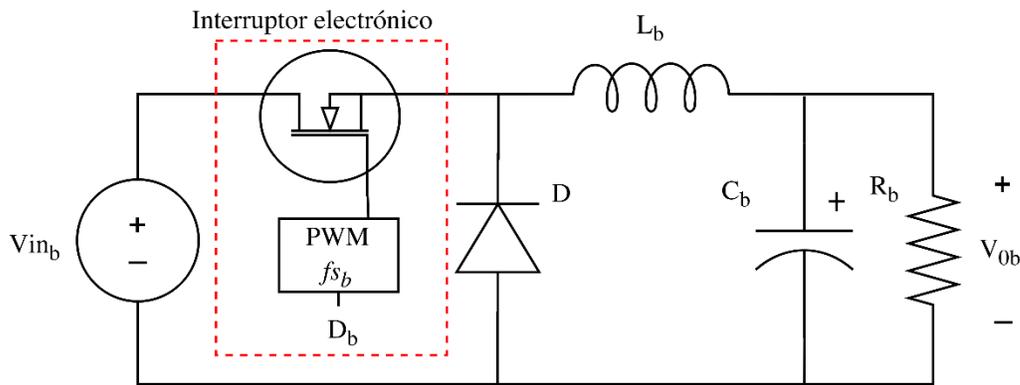


Figura 2.11. Diagrama eléctrico del convertidor CD/CD tipo reductor.

$$V_{o_b} = D_b V_{i_n_b} \quad (2.10)$$

De igual manera, en el convertidor CD/CD tipo reductor se busca el MCC con una corriente permanente en el inductor L_b . Para que esta topología de convertidor se encuentre en MCC, según [65] debe satisfacer la condición de la ecuación 2.11.

$$L_b \geq \frac{(1 - D_b) R_b}{2 f_{s_b}} \quad (2.11)$$

Se supone que en el circuito físico existe una capacitancia C_b finita, lo que genera un rizado ΔV_{o_b} , que [65] expresa en una fracción del voltaje de salida en la ecuación 2.12.

$$\frac{\Delta V_{o_b}}{V_{o_b}} = \frac{1 - D_b}{8 L_b C_b f_s^2} \quad (2.12)$$

Por último, la relación del ciclo de trabajo D_b , la impedancia de entrada Z_{in_b} , la impedancia de salida $Z_{o_b} = R_b$ y la eficiencia η_b del convertidor tipo reductor, se observa en la ecuación 2.13.

$$D_b = \sqrt{\eta_b \frac{Z_{o_b}}{Z_{in_b}}} \quad (2.13)$$

Con las ecuaciones anteriores, es posible regular el voltaje de salida modificando el ciclo de trabajo del convertidor. Esta es la principal aplicación de los convertidores de voltaje, y es precisamente para lo que se utiliza este convertidor CD/CD tipo reductor en el presente trabajo de tesis.

2.4. Control por Rechazo Activo de Perturbaciones

El principio de funcionamiento del Control por Rechazo Activo de Perturbaciones (CRAP) consiste en estimar de manera precisa las perturbaciones desconocidas de la dinámica del sistema que se desea controlar y proceder a cancelar sus efectos de manera adecuada en la ley de control.

La idea fundamental del CRAP se le atribuye al francés Jean V. Poncelet, quien en el siglo XIX buscaba minimizar en forma activa, a partir de las señales de control, los efectos de las perturbaciones en las salidas del sistema. Un siglo después en la Unión Soviética, Gerghe V. Shipanov formalizó la idea bajo el nombre de “principio de invariancia”. Sin embargo, fue Jinquing Han, uno de los alumnos de G.V. Shipanov, quien le dio al método una serie de aplicaciones académicas e industriales introduciendo contribuciones originales, la más importante fue el uso de un observador de estados extendido para estimar las perturbaciones desconocidas y nombró al método como Estimación y Rechazo Activo de Perturbaciones (ERAP) [68]. De manera independiente C.D. Johnson, bajo el nombre de Control Basado en Acomodación de Perturbaciones (CAP), propuso la idea de estimar el efecto de la perturbación desconocida como si fuese representable por una variable de estado auxiliar [69]. Por último, Hebertt Sira y sus

colaboradores han hecho una aportación en el uso de observadores de estado extendido proponiendo el proporcional integral generalizado (GPI, por sus siglas en inglés) [45].

El observador de estado extendido o GPI, surge debido a que el observador propuesto por J. Han se basa en una configuración no lineal que se complementa con una retroalimentación de estados también no lineal, lo cual dificulta su implementación. En contraste, un observador GPI permite estimar de manera precisa, lineal, simple y sencilla la estimación total de las perturbaciones sin requerir exactamente los parámetros de la planta, siempre que el sistema cumpla con la propiedad de planitud diferencial [70].

El término de planitud diferencial fue introducido por Michael Fliess y sus colaboradores en [71] con base en el álgebra diferencial. En álgebra diferencial un sistema es visto como un campo diferencial generado por un conjunto de variables, que son llamadas salidas planas, donde su número depende del número de entradas.

Se dice que un sistema es diferencialmente plano, o simplemente plano, si cada una de las variables de estado del sistema y entradas de control, se pueden expresar en términos de las salidas planas y sus derivadas sucesivas.

Esta propiedad, de algunos sistemas dinámicos, permite trivializar la tarea de planeación de trayectorias sin resolver ecuaciones diferenciales, y reduce el problema de diseño de control retroalimentado. Por último, la propiedad de controlabilidad de un sistema está íntimamente ligado con la planitud diferencial, puesto que el sistema es controlable si y sólo si es diferencialmente plano [70].

2.4.1. Control lineal basado en observadores GPI

El observador proporcional–integral–generalizado (GPI, por sus siglas en inglés) tienen la función de realizar una estimación suficientemente precisa de términos aditivos, tanto internos como externos, de la dinámica existente entre la entrada del sistema y la salida plana del mismo. La estimación se combina con una ley de control lineal que cancela de manera efectiva las perturbaciones y no linealidades desconocidas, e impone una dinámica deseada de lazo cerrado [45].

En [45] se presenta la teoría sobre el control lineal basado en un observador de estado extendido o GPI para sistemas lineales y no lineales. Sin embargo, para el

propósito de este trabajo se extrae el siguiente texto orientado a un sistema de una entrada y una salida (SISO, por sus siglas en inglés) como el que se implementa:

Considere el siguiente sistema *diferencialmente plano*, lineal, perturbado y suave, de una entrada y una salida:

$$y^{(n)} = \phi(t, y)u + \xi(t)$$

Se propone una ley de control lineal de tal forma que se tenga una convergencia suficientemente cercana de la salida plana $y(t)$ hacia la señal de referencia $y^*(t)$, a pesar de las perturbaciones internas y externas. La convergencia aproximada a la que se alude implica que el error de seguimiento $e(t) = y(t) - y^*(t)$ y sus primeras n derivadas con respecto al tiempo, convergen asintóticamente en forma predominantemente exponencial, a una vecindad, tan pequeña como se requiera, del origen en el espacio de fases del error de seguimiento.

Para el texto anterior, u es la señal de control y se supone que $\phi(t, y)$ es una función perfectamente conocida suficientemente alejada de cero para todas las soluciones acotadas y suaves de $y(t)$. Mientras que $\xi(t)$ es una función del tiempo completamente desconocida pero uniforme y absolutamente acotada, la cual incluye las perturbaciones internas y externas de la dinámica del sistema. Continuando con H. Sira Ramírez y sus colaboradores [45]:

$\xi(t)$ es observable en el sentido de Diop y Fliess, lo que implica que se expresa mediante un modelo polinomial aproximado, formalmente válido tan solo localmente, pero sobre el cual se puede imponer una *actualización automática*, pudiéndose lograr entonces una estimación uniformemente aproximada de $\xi(t)$ por medio de un observador lineal.

Se supone que la entrada de perturbación, $\xi(t)$ se modela localmente mediante un polinomio en el tiempo, o polinomio de Taylor z_1 , de grado $p - 1$ más un término residual, $r(t)$:

$$\xi(t) = z_1 + r(t) = a_0 + a_1 t + \dots + a_{p-1} t^{p-1} + r(t) \quad \forall t$$

El modelo polinomial en el tiempo, z_1 , es invariante con respecto a traslaciones finitas en el tiempo y satisface trivialmente la ecuación diferencial homogénea, $z_1^{(p)} = 0$. Decimos que z_1 define una *familia de polinomios de Taylor de grado $p - 1$* a coeficientes reales arbitrarios. Consideramos a z_1 como el *modelo interno* de la perturbación aditiva desconocida representado localmente por $z_1^{(p)} = 0$.

El modelo de la perturbación adquiere la característica de ser de actualización automática cuando se incorpora como parte de un observador lineal asintótico cuyo error de estimación es forzado a converger, uniformemente, a una pequeña vecindad de cero. En consecuencia, podemos suponer, de manera confiable, que la función residual, $r(t)$, y sus derivadas con respecto al tiempo $r^{(j)}(t)$, se tornan uniformemente absolutamente acotadas y son, también, de actualización automática. Para precisar esto, designamos mediante, y_j , a una estimación de $y^{(j-1)}$ para $j = 1, \dots, n$.

Del texto citado, se tiene como resultado el controlador lineal basado en un observador de estado extendido o GPI en el conjunto de ecuaciones 2.14.

$$\begin{aligned}
 u &= \frac{1}{\phi(t, y)} \left([y^*(t)]^{(n)} - \sum_{j=0}^{n-1} (k_j [y_{j+1} - [y^*(t)]^{(j)}]) - \hat{\xi}(t) \right) \\
 \hat{\xi}(t) &= z_1 \\
 \dot{y}_1 &= y_2 + \lambda_{p+n-1}(y - y_1) \\
 \dot{y}_2 &= y_3 + \lambda_{p+n-2}(y - y_1) \\
 &\vdots \\
 \dot{y}_n &= \phi(t, y)u + z_1 + \lambda_p(y - y_1) \\
 \dot{z}_1 &= z_2 + \lambda_{p-1}(y - y_1) \\
 &\vdots \\
 \dot{z}_{p-1} &= z_p + \lambda_1(y - y_1) \\
 \dot{z}_p &= \lambda_0(y - y_1)
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

El controlador basado en un observador de estado extendido o GPI, lleva el error de seguimiento de las variables de fase $e_y^{(k)} = y^{(k)} - [y^*(t)]^{(k)}$, $k = 0, 1, \dots, n-1$, asintótica y exponencialmente dentro de una tolerancia suficientemente pequeña del origen en el espacio de estado de error de seguimiento. La tolerancia depende de los parámetros de ganancia del controlador $\{k_0, \dots, k_{n-1}\}$. Mientras que los errores de estimación de las variables de fase de la perturbación de igual manera convergen asintótica y exponencialmente a una vecindad pequeña del origen del error de reconstrucción del estado, la cual puede ser suficientemente pequeña gracias a la selección adecuada de los parámetros $\{\lambda_0, \dots, \lambda_{p+n-1}\}$.

Capítulo 3. MPPT y Regulación de Voltaje Mediante CRAP del Panel Solar Sunmodule SW50

En este capítulo se describe el desarrollo del sistema MPPT y regulación de voltaje mediante CRAP del panel solar Sunmodule SW50 trabajo de tesis a partir de la metodología propuesta por Arnold S. Berger para sistemas empotrados [56] y de la cual se emplean las primeras seis fases (véase Subcapítulo 1.6).

3.1. Especificaciones de Diseño

En esta fase se describen las tareas y los requerimientos de diseño e implementación del sistema a desarrollar, con ello se define el correcto funcionamiento del sistema final.

De acuerdo al planteamiento del problema (Subcapítulo 1.2), el sistema propuesto debe obtener la máxima potencia del panel solar Sunmodule SW50 junto con un voltaje de salida regulado. Sin embargo, obtener la máxima potencia en el panel solar implica que el voltaje no sea regulado, por tal motivo, el sistema debe utilizar dos etapas: a) obtener el MPPT y b) regular el voltaje de salida.

De acuerdo a la hoja de especificaciones del panel solar Sunmodule SW50 [72], éste está compuesto por 36 celdas de tipo policristalinas, por lo que pertenece a la primera generación de celdas fotovoltaicas (véase Apartado 2.1.3). Las dimensiones del panel solar son: 680 mm de largo, 680 mm de ancho y 34 mm de alto, mientras que tiene un peso de 5.6 kg. La Tabla 3.1 presenta información relacionada al desempeño del panel solar respecto a las curvas *voltaje contra corriente* y *voltaje contra potencia* (véase Figuras 2.4 y 2.5) bajo condiciones STC y NOCT (véase Apartado 2.1.2).

Tabla 3.1. Desempeño del panel solar Sunmodule SW50 bajo STC y NOCT.

Parámetro		STC	NOCT
Potencia Máxima	P_{max}	50 W	35.9 W
Voltaje de circuito abierto	U_{oc}	22.1 V	19.8 V
Corriente de corto circuito	I_{sc}	2.95 A	2.38 A
Voltaje en el MPP	U_{mpp}	18.2 V	16.3 V
Corriente en el MPP	I_{mpp}	2.75 A	2.20 A

donde NOCT = 46 °C.

La información de la Tabla 3.1 sirve únicamente como referencia, puesto que se hace énfasis en que los datos presentados son bajo condiciones STC y NOCT y no es la máxima potencia que se va a obtener del panel solar, ya que ésta depende de las variables irradiancia y temperatura (véase Apartado 2.1.4).

Como último requerimiento de diseño se pide que el voltaje regulado a la salida sea 22 V, este valor se eligió únicamente para demostrar la efectividad del sistema propuesto.

3.2. Partición Hardware y Software

La intención de esta segunda fase es abordar el problema diferenciando las partes hardware y las partes software que componen el sistema. Considerando la Figura 1.1, se tiene la siguiente partición:

- La parte hardware del sistema:
 - Panel solar Sunmodule SW50.
 - Convertidor tipo elevador para obtener el punto de máxima potencia.
 - Convertidor tipo reductor para regular el voltaje.
 - Tarjeta de desarrollo Nexys 4 con un FPGA Artix-7 100T que contenga la parte software (controladores) del sistema.
- La parte software del sistema:
 - Algoritmos MPPT para obtener el punto de máxima potencia:
 - *Perturb & Observe.*
 - *Incremental Conductance.*
 - Control por rechazo activo de perturbaciones CRAP para regular el voltaje de salida.

3.3. Refinamiento de las Particiones

Con base a la fase anterior, ahora se subdivide cada parte hardware y software en etapas que realicen el menor número de tareas posibles. Lo anterior ayuda a que las etapas sean más simples y fáciles de realizar, obteniendo un diseño e implementación mucho más sencillo.

En la Figura 3.1 se muestra el refinamiento de la parte hardware. Cabe mencionar que la figura representa ambos convertidores puesto que el funcionamiento de los convertidores es idéntico, la señal del FPGA se dirige a la compuerta del mosfet para accionarse como interruptor, por tanto, se representan ambos convertidores aunque estrictamente sea uno para cada caso. Las consideraciones que se realizan son las siguientes:

- Debido al hecho de que se van a medir ciertas señales de interés, es necesario utilizar sensores o algún circuito acondicionador de señal (CAS). En base a estas señales, los algoritmos MPPT y el controlador CRAP realizarán sus tareas para obtener la máxima potencia y regular el voltaje de salida.
- Para proteger la tarjeta Nexys 4 de alguna falla o corriente inversa cuando se conecten las señales de control de la parte software, es necesario una etapa de aislamiento. Nótese que en el caso de las señales de entrada al FPGA la protección viene implícita en la etapa de los sensores o CAS, evitando así daños al dispositivo.
- Además, a pesar que las señales de control de la etapa de aislamiento tengan una forma adecuada, éstas no tienen suficiente potencia para accionar la compuerta del mosfet y controlarlo como interruptor. Lo anterior requiere utilizar un *driver* para adecuar la señal al mosfet.
- Por último, también es necesaria una etapa que ayude a la adecuada conmutación del convertidor y disminuya la carga del mosfet, a esta etapa se le conoce como *red snubber*.

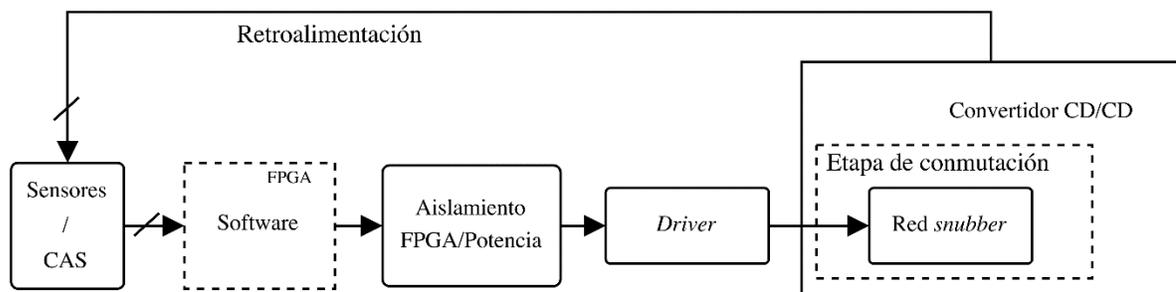


Figura 3.1. Refinamiento de la parte hardware del sistema.

En la Figura 3.2 se muestra el refinamiento de la parte software a partir de las siguientes consideraciones:

- Las señales de los convertidores son de tipo analógico pero son requeridas señales de tipo digital. Por tal motivo, es necesario digitalizar las señales de interés a través de un ADC para poder manipularlas. Nótese que hasta este punto no se conocen las señales de interés ni la cantidad de ellas, por lo que no se tiene un número exacto de ADC's.
- Con las señales digitalizadas, el controlador MPPT (P&O o IncCond) y el control ADRC deben ejecutarse para obtener las señales de control promedio.
- Las señales de control promedio deben adecuarse al funcionamiento de los convertidores. Para ello, no es necesario utilizar un convertidor digital a analógico, sino que se utiliza una etapa PWM en la que se modifica el ciclo de trabajo al cual deben conmutar los convertidores.
- Se tienen dos algoritmos para obtener el MPPT, pero se va a utilizar únicamente uno a la vez. Por lo tanto, se tendrán dos señales de control: a) se tiene que decidir por una de las dos señales de los algoritmos MPPT y b) la de regulación de voltaje mediante CRAP se dirige al convertidor tipo reductor.
- Por último, debido a que las etapas del MPPT y la regulación de voltaje mediante CRAP son independientes, los controladores (software) deben ejecutarse de manera concurrente. Esta es la razón principal de optar por un FPGA frente a otros dispositivos digitales, ya que en este tipo de dispositivos las tareas son concurrentes y no secuenciales como otras alternativas tales como: DSP, dSPACE, micro controlador y micro procesador, entre otros.

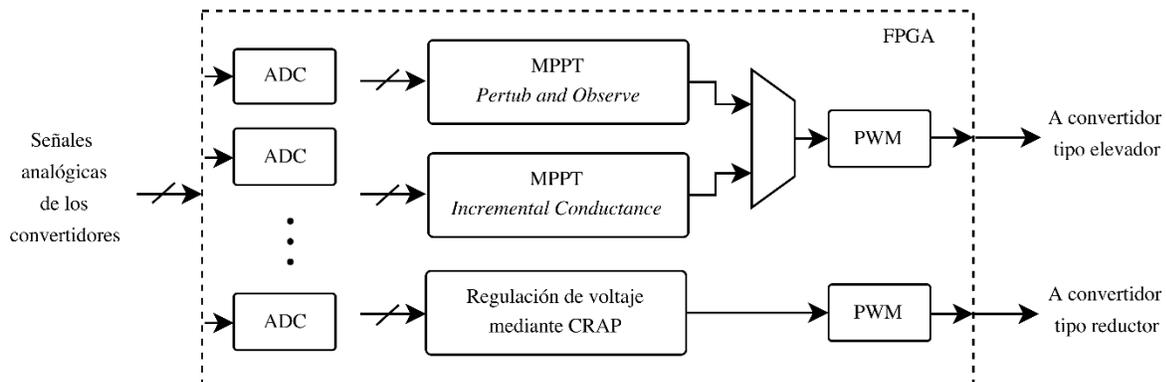


Figura 3.2. Refinamiento de la parte software del sistema.

En las Figuras 3.1 y 3.2 se distinguen etapas lo suficientemente detalladas para su implementación, por tanto, no es necesario realizar alguna otra iteración para refinar y reducir la complejidad del sistema.

3.4. Diseño Detallado

De las fases anteriores ya se tiene una idea clara sobre cómo estará conformado el sistema y cuál debe ser su funcionamiento, por lo que en esta fase se diseña e implementa cada una de las tareas de cada etapa en la que se dividieron las partes hardware y software del sistema.

3.4.1. Diseño detallado del hardware

En la Tabla 3.2 se presentan los valores y las principales características de los elementos propuestos para los convertidores CD/CD tipo elevador y tipo reductor.

Tabla 3.2. Valores y características de los elementos propuestos para los convertidores CD/CD tipo elevador y tipo reductor.

Elemento	Valor		Principales características
	tipo elevador	tipo reductor	
Inductancia	$L_e = 1 \text{ mH}$	$L_b = 1 \text{ mH}$	Se fabricaron con hilo de Linz para soportar altas frecuencias de conmutación.
Capacitancia	$C_e = 440 \text{ }\mu\text{F}$	$C_b = 440 \text{ }\mu\text{F}$	Capacitores de tipo electrolítico.
Frecuencia de conmutación	$f_{s_e} = 50 \text{ kHz}$	$f_{s_b} = 50 \text{ kHz}$	Generada por el FPGA, donde el ciclo de trabajo depende de los controladores.
Diodo	$I_F = 15 \text{ A}$, $V_F = 1.3 \text{ V}$, $t_{rr} = 50 \text{ ns}$		MOSPEC U15A40. Diodo de recuperación rápida para aplicaciones de potencia.
Mosfet	$V_{DSS} = 60 \text{ V}$, $V_{GS} = \pm 20 \text{ V}$, $R_{DS} < 0.04 \text{ }\Omega$, $I_D = 30 \text{ A}$		STP36NF06. Mosfet tipo N para aplicaciones en fuentes conmutadas.

En la Tabla 3.2 no se muestra la resistencia de carga del sistema, esto se debe a que ésta es de especial interés puesto que tiene relación directa con el ciclo de trabajo para obtener la máxima potencia. De acuerdo a las características del panel solar Sunmodule SW50 de la Tabla 3.1, se tiene que en condiciones STC en el punto de máxima potencia $U_{mpp} = 18.2 \text{ V}$ e $I_{mpp} = 2.75 \text{ A}$; deduciendo que $R_{mpp} = 6.618 \text{ }\Omega$. Es decir, la impedancia de entrada del convertidor tipo elevador debe ser $Z_{in_e} = R_{mpp} = 6.616 \text{ }\Omega$, utilizando la ecuación 2.9 para encontrar la impedancia de salida

se propone un ciclo de trabajo $D_e = 0.5$ y una eficiencia del convertidor $\eta_e = 0.90$, para obtener $Z_{o_e} = R_e = 29.41 \Omega$.

Como los convertidores están conectados en cascada, implica que la impedancia de entrada del convertidor reductor se conecte en paralelo con la resistencia R_e ; por tanto, la resistencia de carga del convertidor reductor debe ser lo suficientemente alta para que su impedancia reflejada a la entrada no haga variar demasiado a $R_e = 29.41 \Omega$ y con ello el ciclo de trabajo ronde alrededor de $D_e = 0.5$. Por tanto, se propone $Z_{o_b} = R_b = 50 \Omega$, $\eta_b = 0.90$ y un ciclo de trabajo máximo $D_b = 0.9$ para que, de acuerdo con la ecuación 2.13, se obtenga que la impedancia de entrada sea $Z_{in_b} = 55.55 \Omega$ y con ello no se afecte demasiado el funcionamiento del convertidor elevador.

Nótese que para ambos convertidores se propone una eficiencia del 90%, esto se debe a que la eficiencia de los convertidores conmutados ronda entre 85~95%. Se propuso 90% como término medio porque por experiencia en este tipo de convertidores se ha obtenido esa eficiencia. Además, pese a que el ciclo de trabajo de ambos convertidores va a estar variando dependiendo de los controladores, se utilizaron $D_e = 0.50$ y $D_b = 0.55$ únicamente para realizar los cálculos y que bajo condiciones STC la máxima potencia se diera con ciclos de trabajo alejados de los extremos cero y uno. Lo anterior permite tener un margen para incrementar o decrementar el ciclo de trabajo sin preocuparse por sobrepasar sus límites cero y uno.

Con los valores y elementos conocidos, hay que comprobar si los convertidores se encuentran en modo de conducción continuo. Utilizando las ecuaciones 2.7 y 2.11 con los ciclos de trabajo que proporcionen la máxima inductancia mínima $D_{e_m} = 0.33$ y $D_{b_m} \approx 0$, se obtiene que tanto $L_e = 1 \times 10^{-3} H > 4.3 \times 10^{-5} H$ como $L_b = 1 \times 10^{-3} H > 4 \times 10^{-5} H$ se cumplen; lo que asegura que ambos convertidores efectivamente siempre se encontrarán en MCC sin importar cuál sea su ciclo de trabajo.

En la Figura 3.3 se presenta el diseño detallado del hardware a partir de las consideraciones de la Figura 3.1, con la siguiente descripción de las etapas involucradas:

- Para medir el voltaje del panel solar y el voltaje de salida del sistema se utiliza un CAS conformado por un arreglo de resistencias de alta impedancia y un OP-AMP configurado como seguidor de voltaje. Para medir la corriente del panel, se utiliza el sensor de corriente Lem HX 15-P.

- Las señales de interés sensadas o adecuadas a través de un CAS, se digitalizan por medio del dispositivo PmodAD1, el cual cuenta con un ADC AD7476A de 2 canales, por lo que serán necesarios 2 de estos dispositivos.
- La etapa de aislamiento se lleva a cabo mediante un opto acoplador; para este sistema se utiliza el circuito integrado (CI) PC923 configurado conforme a su hoja de especificaciones.
- El *driver* de potencia utilizado para acondicionar las señales de la etapa de aislamiento es el CI IRF2117, configurado conforme a su hoja de especificaciones.
- La *red snubber* es de tipo pasiva RCD (resistencia–capacitor–diodo). Esta red se utiliza para controlar la tasa de incremento de voltaje en el drenador (*drain*) del interruptor (mosfet) para los convertidores conmutados. Durante el apagado, la *red snubber* deriva la mayor parte de la corriente del interruptor y la potencia disipada se traslada a la red amortiguadora. Esto aumenta la fiabilidad del interruptor, ya que la disipación de potencia pico se reduce y disminuye la interferencia electromagnética de alta frecuencia. El cálculo del valor del capacitor y de la resistencia de la red se determina utilizando las ecuaciones 3.1 y 3.2, respectivamente. En donde I es la corriente máxima por el inductor, Δt es el tiempo de subida del voltaje para el interruptor (proporcionado en la hoja de especificaciones), ΔV es el voltaje al que se carga el capacitor C_s y f_s es la frecuencia de conmutación del convertidor. En el sistema planteado se propone $I_1 = 2I_{SC} = 5.9 A$ e $I_2 = 3 A$, con $\Delta t = 100 ns$, $\Delta V = 10 V$ y $f_{se} = 50 kHz$ e $f_{sb} = 50 kHz$; con lo que se obtienen los valores comerciales $C_{s_e} = 68 nF$, $R_{s_e} = 15 \Omega$, $C_{s_b} = 22 nF$ y $R_{s_b} = 47 \Omega$.

$$C_s = \frac{I \Delta t}{\Delta V} \quad (3.1)$$

$$R_s = \frac{1}{20C_s f_s} \quad (3.2)$$

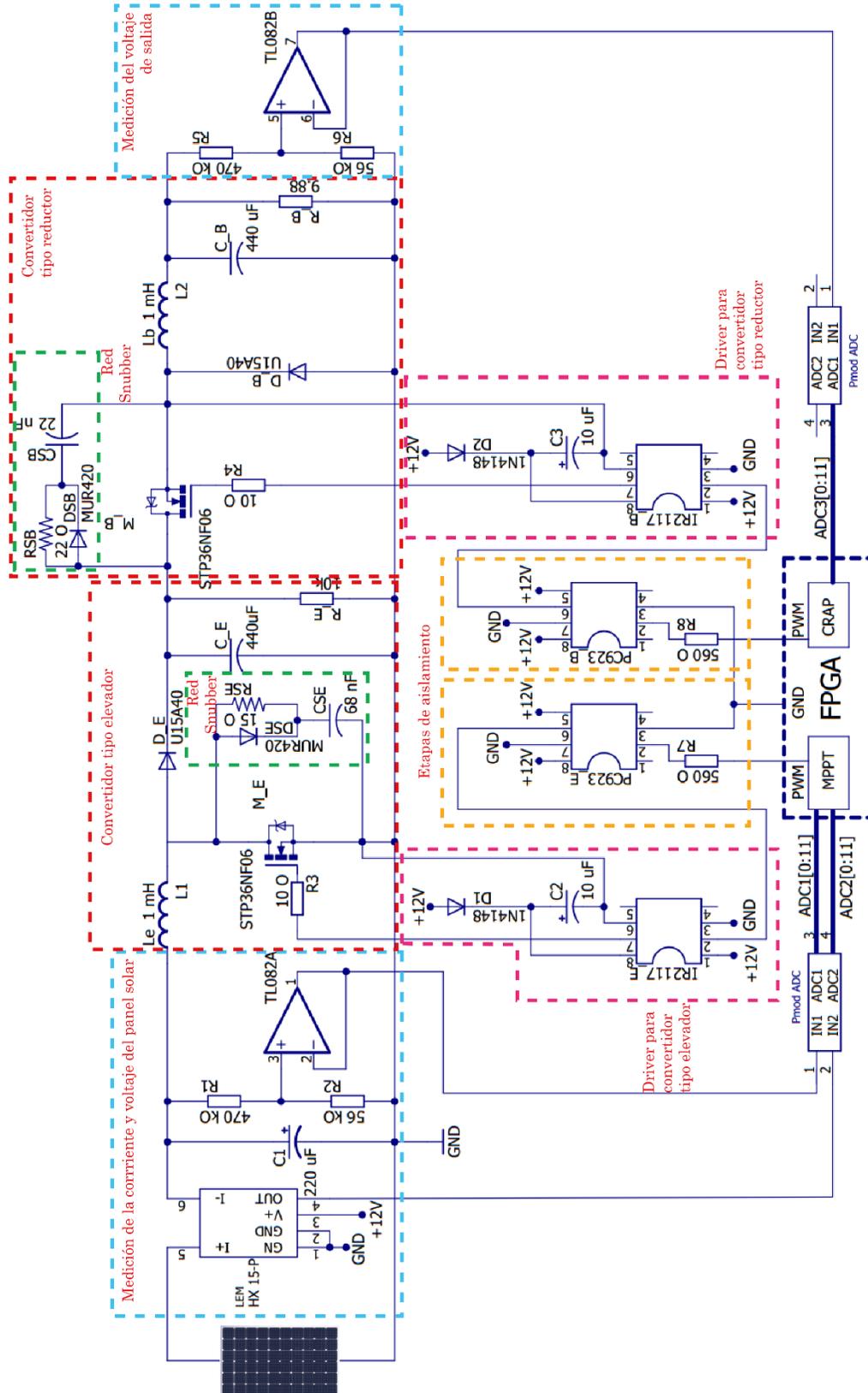


Figura 3.3. Diseño detallado de la parte hardware del sistema.

Una vez diseñada e implementada la parte hardware del sistema, se procede a efectuar pruebas de funcionamiento. La primera de ellas es conectar ambos convertidores en cascada y en lugar del panel solar Sunmodule SW50 como fuente de entrada, se conecta una fuente de voltaje de 18 Vcd. Lo anterior permite comprobar que el sistema funciona adecuadamente y se evitan daños al panel solar en caso de que el sistema presente fallos. De igual manera, se sustituyen las señales de control por señales de prueba respetando la frecuencia de conmutación de cada convertidor, pero con los siguientes ciclos de trabajo fijos $D_s = D_b = \{0.35, 0.50, 0.65\}$.

En la Figura 3.4 se muestra la respuesta de voltaje de los convertidores a) tipo elevador y b) tipo reductor con los diferentes ciclos de trabajo fijos. Además, en la Tabla 3.3 se muestran los resultados teóricos y prácticos, en donde efectivamente se cumple con la tarea de elevar y reducir el voltaje.

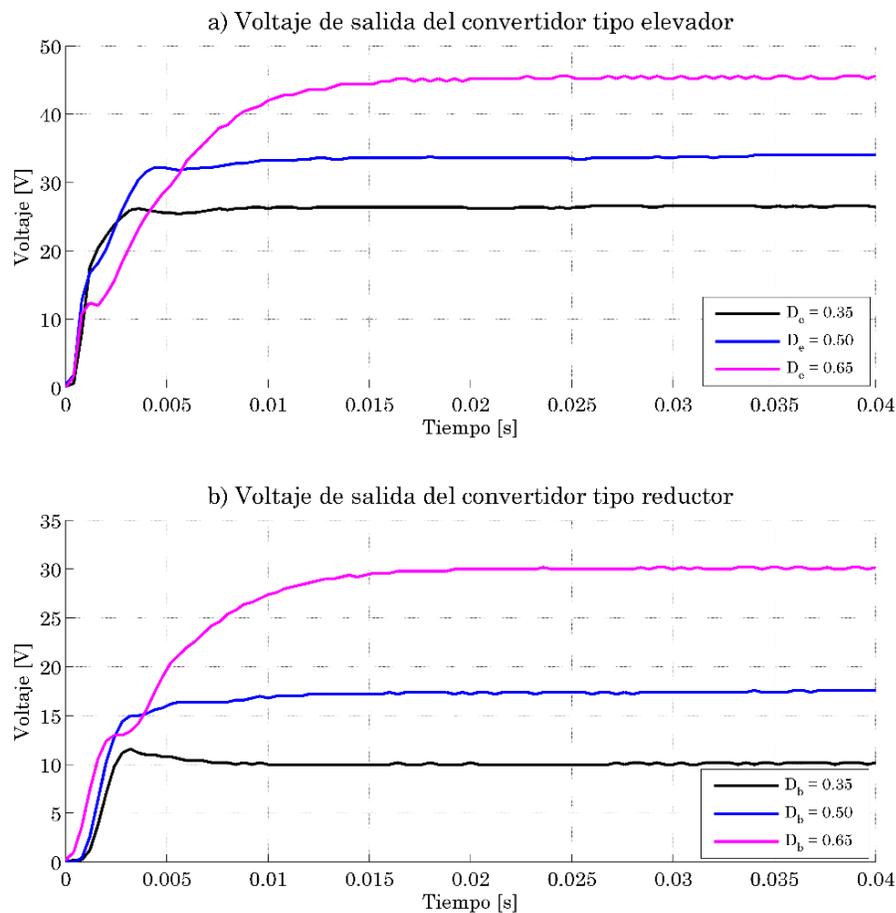


Figura 3.4. Voltaje de salida en los convertidores a) tipo elevador y b) tipo reductor con diferentes ciclos de trabajo con una fuente de entrada constante de 18 V.

Tabla 3.3. Respuesta de voltaje de los convertidores ante una entrada y ciclos de trabajo constantes sin conectar el panel solar Sunmodule SW50.

Ciclo de trabajo	Convertidor tipo elevador			Convertidor tipo reductor		
	Teórico	Exper.	% error	Teórico	Exper.	% error
0.35	27.69 V	26.60 V	3.93%	9.31 V	10.20 V	9.55%
0.50	36.00 V	34.00 V	5.55%	17.00 V	17.60 V	3.52%
0.65	51.42 V	45.60 V	11.31%	29.64 V	30.20 V	1.88%

donde el voltaje de entrada al sistema es de 18 Volts.

La siguiente prueba tiene como objetivo verificar que tanto el sensor de corriente del panel solar como los CAS del voltaje del panel y voltaje de salida del sistema, funcionen adecuadamente. Además, con esta prueba se busca la relación experimental entre las señales de interés con su correspondiente conversión del sensor o del CAS.

En la Figura 3.5 se muestran las señales de voltaje y de corriente en el panel solar (sustituido por una fuente constante de 18 V) a través del CAS y del sensor, respectivamente. Para esta prueba se utilizaron ciclos de trabajo constantes $D_s = D_b = 0.50$ para ambos convertidores. De manera teórica, el CAS de voltaje corresponde al 10.64% del voltaje del panel, pero la relación experimental es del 10.48%. Por otra parte, también se obtuvo que el sensor de corriente entrega un voltaje de 2.12 V cuando la corriente que circula por él es cero, voltaje al que se le suman 240 mV por cada ampere.

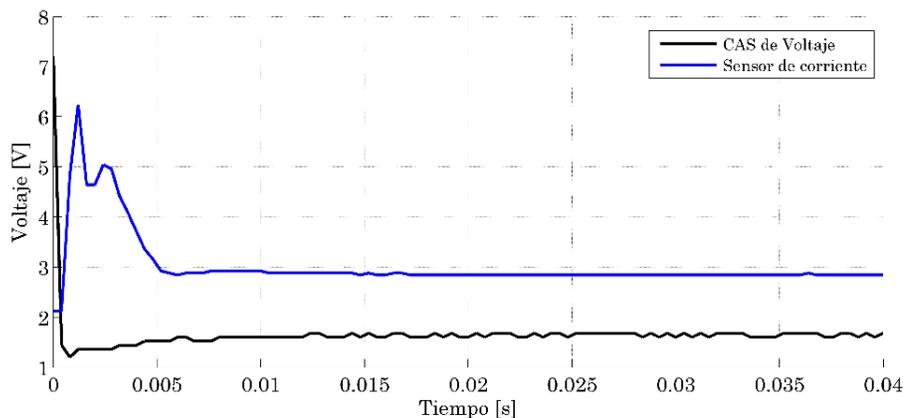


Figura 3.5. Voltaje y corriente de entrada a través de un CAS y el sensor LEM HX 15-P, respectivamente.

En la Figura 3.6 se muestran las señales de voltaje de salida y su correspondiente adecuación a través del CAS, en donde también se utilizaron ciclos de trabajo constantes $D_s = D_b = 0.50$. De manera teórica, la señal del CAS también es 10.64% menor que el voltaje de salida, sin embargo, de manera experimental se obtuvo que corresponde al 10.48% del voltaje de salida del convertidor reductor.

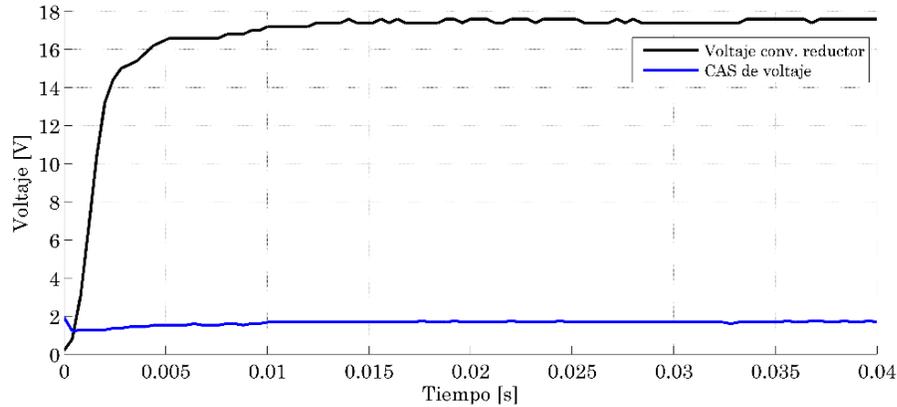


Figura 3.6. Voltaje de salida y CAS del voltaje de salida.

De las Figuras 3.5 y 3.6 se puede comprobar la efectividad del sensor de corriente y de los CAS para el voltaje del panel y del voltaje de salida. Además, las relaciones obtenidas entre las señales de interés con su correspondiente conversión del sensor o CAS son importantes para interconectar las partes hardware y software, ya que con ellos se van a convertir en la parte digital los valores correspondientes de voltaje y de corriente para que los controladores se ejecuten de manera correcta.

Una vez verificado que los convertidores en cascada funcionan de manera adecuada, para la última prueba de funcionamiento se reemplaza la fuente de voltaje fija de la prueba anterior por el panel solar Sunmodule SW50 y se realiza una prueba similar a la de la Figura 3.4. En la Figura 3.7 se muestra la respuesta del voltaje de los convertidores a) tipo elevador y b) tipo reductor manteniendo las señales de control fijas de prueba de $D_s = D_b = \{0.35, 0.50, 0.65\}$. De igual manera, en la Tabla 3.4 se presentan los resultados teóricos y prácticos, en donde se comprueba que efectivamente se eleva y reduce el voltaje.

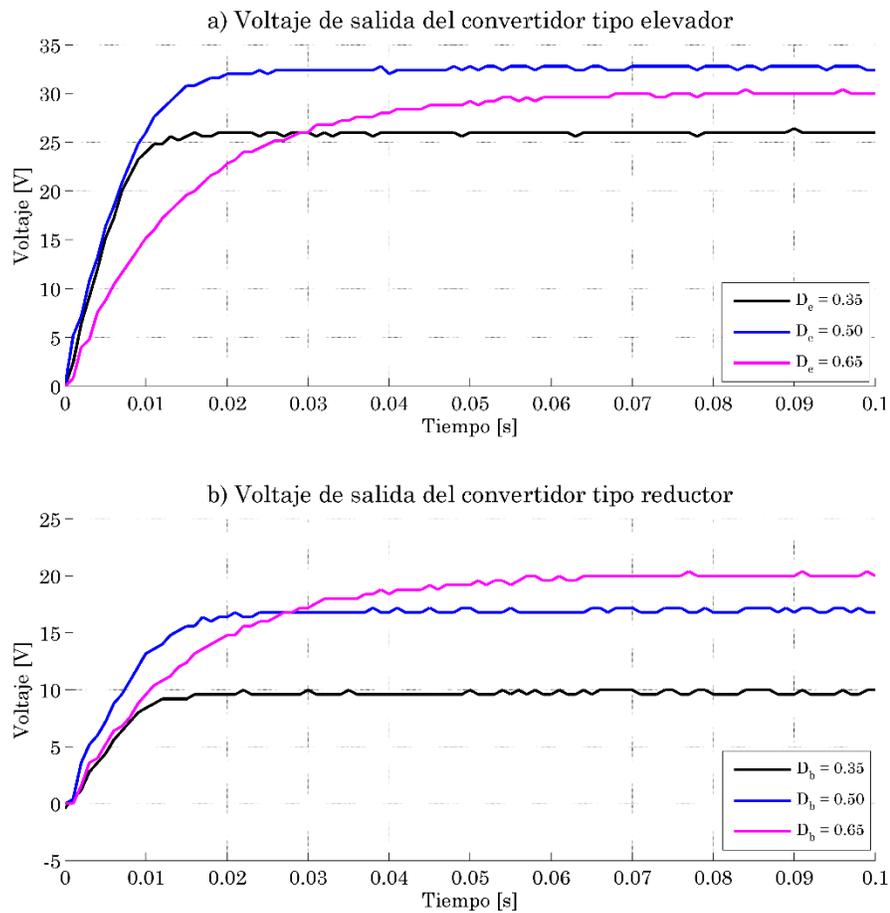


Figura 3.7. Voltaje de salida en los convertidores a) tipo elevador y b) tipo reductor con diferentes ciclos de trabajo y el panel solar Sunmodule SW50 conectado.

Tabla 3.4. Respuesta de voltaje de los convertidores ante una entrada y ciclos de trabajo constantes conectando el panel solar Sunmodule SW50 al sistema.

Ciclo de trabajo	Convertidor tipo elevador			Convertidor tipo reductor		
	Teórico	Exper.	% error	Teórico	Exper.	% error
0.35	25.24 V	26.00 V	3.01 %	9.10 V	9.60 V	5.49%
0.50	31.40 V	32.80 V	4.45 %	16.40 V	16.80 V	2.43%
0.65	33.42 V	30.00 V	10.23 %	19.5 V	20.00 V	2.56%

donde $V_{pv} = \{15.70, 16.41, 11.70\}$ V, $I_{rr} = \{1590, 1600, 1607\}$ W·m⁻² y $T = \{53^\circ, 53^\circ, 52^\circ\}$.

Con los resultados de las pruebas anteriores, la parte hardware del sistema está completa, funcional y lista para la integración con su contraparte software. Sin embargo, aún no se conoce el diseño detallado de la parte software, que es lo que se describe en el siguiente apartado.

3.4.2. Diseño detallado del software

A continuación se presenta el diseño detallado de los algoritmos MPPT y del CRAP, en donde se realiza la síntesis para la tarjeta Nexys 4 con un FPGA Artix-7 100T utilizando la herramienta *System Generator* incluida en el programa *Xilinx Vivado Design Suite*. La herramienta *System Generator* permite realizar una síntesis para el FPGA mediante la interconexión de bloques en el ambiente Matlab/Simulink, aumentando el nivel de abstracción de la síntesis del sistema pues se está evitando el diseño y la descripción de hardware a través de líneas de código.

Los fundamentos del diseño detallado del algoritmo *Perturb and Observe* se encuentran en el Apartado 2.2.1 y en las Figuras 2.7 y 3.2. En la Figura 3.8 se muestra la interconexión de bloques para la síntesis en Matlab/Simulink utilizando la herramienta *System Generator* con la siguiente descripción:

- Las entradas al FPGA encerradas en el recuadro color amarillo, corresponden a la corriente y voltaje en el panel solar. En donde las señales son acondicionadas y digitalizadas previamente, con un periodo de muestreo preestablecido de un milisegundo.
- Los bloques encerrados en el recuadro color café corresponden al voltaje $V_{pv}[k]$ y la corriente $I_{pv}[k]$ de la muestra actual, las cuales se conectan a un registro para almacenar su valor y generar los valores $V_{pv}[k-1]$ e $I_{pv}[k-1]$ de la próxima iteración. A partir de las cuatro señales, se obtiene la potencia de la muestra actual $P[k]$ y de la muestra anterior $P[k-1]$; con ello se generan los incrementos de potencia ΔP y de voltaje ΔV .
- Los bloques encerrados en color azul muestran las decisiones que realiza el algoritmo, las cuales son: a) ¿ $\Delta P = 0$?, b) ¿ $\Delta P > 0$? y c) ¿ $\Delta V > 0$? La comparación que se efectúa es la entrada al selector del multiplexor y con ella se va a optar por un “No” o por un “Sí”. Como resultado de la etapa de la toma de decisiones, se obtiene uno de los tres valores $\{-1, 0, 1\}$. Donde $\{-1\}$ implica decrementar el ciclo de trabajo, con $\{0\}$ no se efectúa ningún cambio y con $\{1\}$ se incrementa el ciclo de trabajo.
- Para los bloques encerrados en color naranja se tiene que el valor $\{-1, 0, 1\}$ de la etapa de toma de decisiones, multiplica al incremento fijo del ciclo de

trabajo $\Delta D = 0.005$ (elegido de manera heurística), para después sumarse al ciclo de trabajo de la muestra anterior.

- Encerrado en un recuadro rosa se muestra la salida promedio del ciclo de trabajo del convertidor; esta salida no la utiliza el sistema, pero se extrae para efectos de prueba y conocimiento del algoritmo durante las simulaciones.
- La etapa encerrada en color verde abarca la transformación de la señal promedio en una señal conmutada mediante PWM para controlar adecuadamente la conmutación del convertidor tipo elevador. La señal resultante se conforma por la comparación de la señal del ciclo de trabajo promedio, que se multiplica y utiliza doble *cast*, con una señal triangular proveniente de un contador de 0 a 1999 para una frecuencia de 50 kHz.
- La señal de salida conmutada en color rosa proveniente del PWM es la que se dirige al convertidor elevador y es la que permite extraer la máxima potencia en el panel solar Sunmodule SW50.

El diseño detallado del algoritmo *Incremental Conductance* es muy similar al del algoritmo P&O, ya que son mínimas las diferencias entre ellos (véase Apartado 2.2.2 y Figuras 2.9 y 3.2). De igual manera, en la Figura 3.9 se muestra la síntesis en el FPGA a través de la herramienta *System Generator* en Matlab/Simulink, con los siguientes bloques involucrados:

- Las entradas al FPGA encerradas en el recuadro color amarillo, corresponden a la corriente y voltaje en el panel solar. Estas señales son las mismas que se le conectan al algoritmo P&O.
- Los bloques encerrados en el recuadro color café corresponden al voltaje $V_{pv}[k]$ y la corriente $I_{pv}[k]$ de la muestra actual, las cuales se conectan a un registro para almacenar su valor y generar los valores $V_{pv}[k-1]$ e $I_{pv}[k-1]$ de la próxima iteración. A partir de las cuatro señales, se obtiene la conductancia actual $\frac{I_{pv}}{V_{pv}}$, la conductancia incremental $\frac{\Delta I}{\Delta V}$, la suma entre la conductancia actual y la conductancia incremental $\frac{I_{pv}}{V_{pv}} + \frac{\Delta I}{\Delta V}$ y el valor absoluto de esa suma $\left| \frac{I_{pv}}{V_{pv}} + \frac{\Delta I}{\Delta V} \right|$.

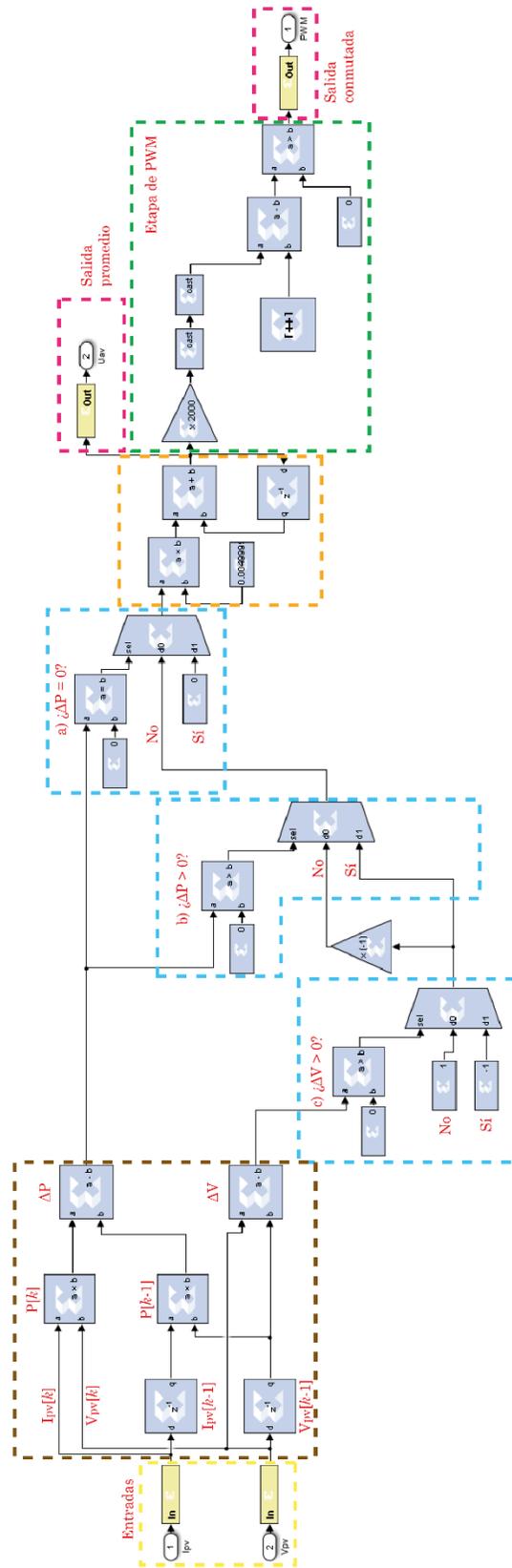


Figura 3.8. Bloques en Matlab/Simulink con la herramienta System Generator para la síntesis del algoritmo Perturb and Observe.

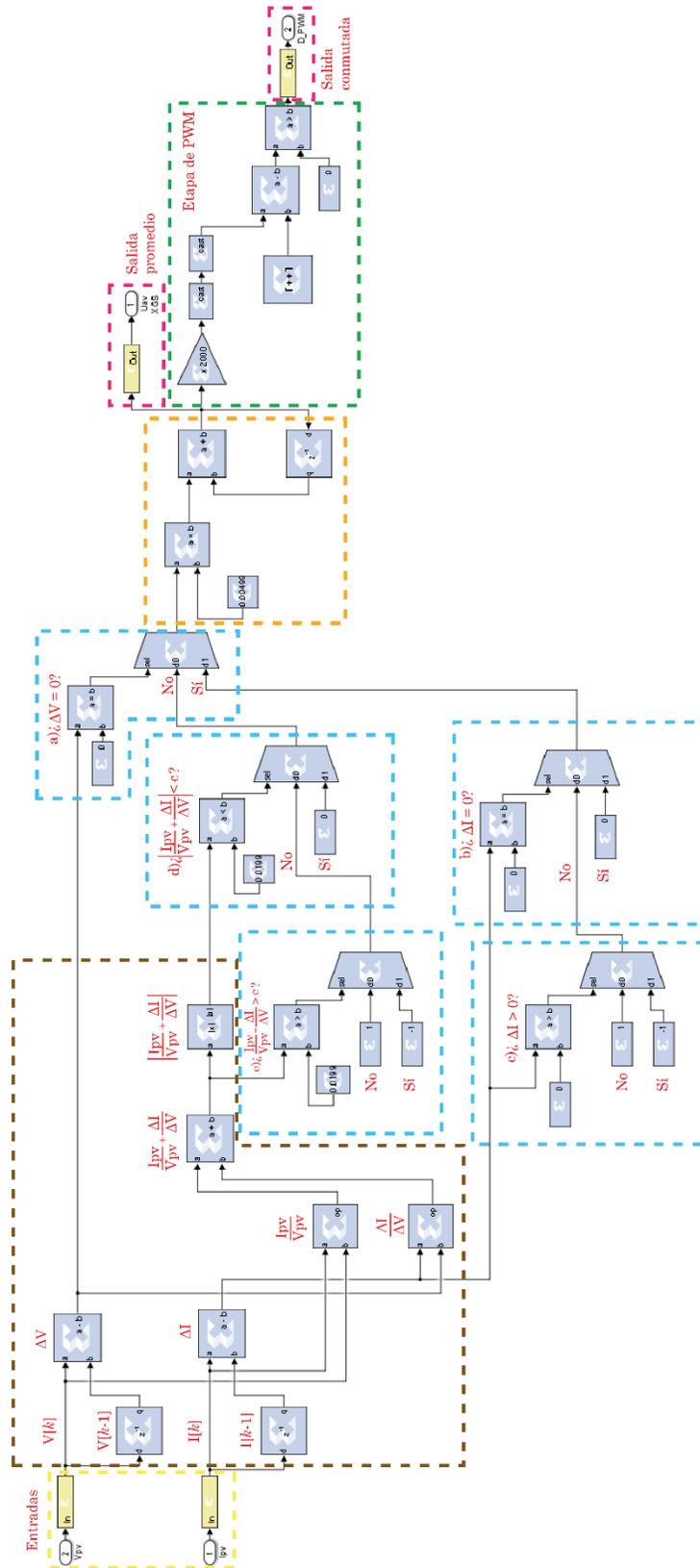


Figura 3.9. Bloques en Matlab/Simulink con la herramienta System Generator para la síntesis del algoritmo Incremental Conductance.

- Los bloques encerrados en el recuadro color azul muestran las decisiones que realiza el algoritmo, las cuales son: a) $\dot{\Delta V} = 0?$, b) $\dot{\Delta I} = 0?$, c) $\dot{\Delta I} > 0?$, d) $\dot{\left| \frac{I_{pv}}{V_{pv}} + \frac{\Delta I}{\Delta V} \right|} < c?$ y e) $\dot{\left| \frac{I_{pv}}{V_{pv}} + \frac{\Delta I}{\Delta V} \right|} > c?$ En donde la constante c es elegida de manera heurística con un valor $c = 0.02$. Las comparaciones que se efectúan son la entrada al selector del multiplexor y con ella se va a optar por un “Sí” o por un “No”. Como resultado de la etapa de la toma de decisiones, también se obtiene uno de los tres valores $\{-1, 0, 1\}$.
- En los bloques encerrados en el recuadro color naranja se tiene que el valor $\{-1, 0, 1\}$ de la etapa de toma de decisiones, multiplica al incremento fijo del ciclo de trabajo $\Delta D = 0.005$ (se eligió el mismo que el del algoritmo P&O), para después sumarse al ciclo de trabajo de la muestra anterior.
- Los bloques encerrados en los recuadros en color verde y rosa son idénticos a los del algoritmo P&O y tienen el mismo objetivo.

Por último, considerando lo descrito en el Subcapítulo 2.4 el diseño detallado del control por rechazo activo de perturbaciones. Considérese el modelo promedio de la Figura 3.10 para el convertidor tipo reductor, en donde $L = L_b$, $C = C_b$ y $R = R_b$, además se va a considerar la dinámica del convertidor tipo elevador y del panel solar como una entrada de voltaje E constante para simplificar el análisis y los cálculos. El modelo matemático del sistema en ecuaciones de espacio-estado se expresa en el conjunto de ecuaciones 3.3 con los estados $x_1 = i_L$ y $x_2 = V_C$. Las ecuaciones se toman en un sentido promedio con la entrada de control continua $u \in \{0,1\}$.

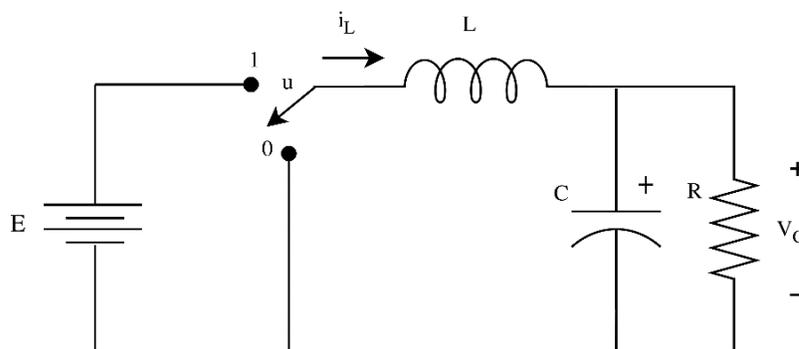


Figura 3.10. Modelo promedio del convertidor tipo reductor.

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= -\frac{1}{L}x_2 + \frac{E}{L}u \\ \dot{x}_2 &= \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2\end{aligned}\tag{3.3}$$

Este sistema es de segundo orden y es un sistema lineal de una entrada y una salida (sistema SISO) porque se puede llevar a la forma típica $\dot{x} = Ax + Bu$ tal como se muestra en la ecuación 3.4.

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \end{pmatrix} u\tag{3.4}$$

Dado que este sistema cuenta con una entrada de control, entonces se tiene una salida plana F . La salida plana se determina utilizando la ecuación 3.5, en donde la matriz C es la matriz de controlabilidad de Kalman $C = [A \ AB]$. Como resultado, se obtiene que la salida plana es el voltaje de salida $F = x_2 = V_c$.

$$F = (0 \ 1) C^{-1} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}\tag{3.5}$$

En el conjunto de ecuaciones 3.6 se muestra la parametrización diferencial, la cual consiste en expresar cada una de las variables de estado y la entrada de control del conjunto de ecuaciones 3.4 en términos de la salida plana F y sus derivadas sucesivas.

$$\begin{aligned}x_1 &= C\dot{F} + \frac{1}{R}F \\ x_2 &= F \\ u &= \frac{1}{E} \left[LC\ddot{F} + \frac{L}{R}\dot{F} + F \right]\end{aligned}\tag{3.6}$$

En la ecuación 3.7 la entrada de control se expresa en función de la derivada de mayor orden de la salida plana, en este caso en términos de \ddot{F} , mientras que los demás argumentos se engloban en un término φ que considera las perturbaciones internas y externas que afectan el funcionamiento del sistema.

$$u = \frac{LC}{E}\ddot{F} + \varphi, \quad \varphi = \frac{1}{E} \left(\frac{L}{R}\dot{F} + F \right)\tag{3.7}$$

Sin embargo, los valores tanto de la segunda derivada de la salida plana como del término φ son desconocidos, por tanto, se propone utilizar un observador GPI para estimar las perturbaciones y, simultáneamente, la primera y segunda derivada de la salida plana. En la ecuación 3.8 se reordena el sistema para obtener una relación que

muestre la estructura ganancia–integral fundamental de las no–linealidades del sistema, en donde $s_1 = -\frac{E}{LC}\varphi$.

$$\ddot{F} = \frac{E}{LC}u + s_1 \quad (3.8)$$

En el conjunto de ecuaciones 3.9 se muestra el observador GPI propuesto, para el cual se emplea un modelo de actualización automática que incluye un término correctivo con un triple integrador para una mejor aproximación del observador.

$$\begin{aligned} \hat{F} &= \hat{F} + \lambda_4(F - \hat{F}) \\ \dot{\hat{F}} &= \frac{E}{LC}u + s_1 + \lambda_3(F - \hat{F}) \\ \dot{s}_1 &= s_2 + \lambda_2(F - \hat{F}) \\ \dot{s}_2 &= s_3 + \lambda_1(F - \hat{F}) \\ \dot{s}_3 &= \lambda_0(F - \hat{F}) \end{aligned} \quad (3.9)$$

La sintonización de los coeficientes λ 's del observador GPI propuesto se lleva a cabo mediante el método de ubicación de polos, en el cual se eligen los coeficientes de acuerdo a la parte lineal predominante del polinomio característico que se desee que gobierne el comportamiento del error. Para este caso se iguala a un polinomio tipo Hurwitz de quinto orden $P_1 = (s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)^2(s + a)$. La sintonización de los controladores queda expresado en el conjunto de ecuaciones 3.10, en donde el coeficiente de amortiguamiento debe ser elegido entre $0 < \zeta < 1$, y la frecuencia natural del sistema debe ser $\omega_n > 0$ junto con $a > 0$ para asegurar la estabilidad del sistema.

$$\begin{aligned} \lambda_4 &= 4\zeta\omega_n + a \\ \lambda_3 &= 2\omega_n^2 + 4\zeta^2\omega_n^2 + 4\zeta\omega_n a \\ \lambda_2 &= 4\zeta\omega_n^3 + 2\omega_n^2 a + 4\zeta^2\omega_n^2 a \\ \lambda_1 &= 4\zeta\omega_n^3 a + \omega_n^4 \\ \lambda_0 &= \omega_n^4 a \end{aligned} \quad (3.10)$$

Dado que ahora los términos desconocidos de la ecuación 3.7 se estiman mediante un observador GPI en el conjunto de ecuaciones 3.9, se aplica un controlador retroalimentado basado en la técnica CRAP. En el conjunto de ecuaciones 3.11 se muestra la ley de control para cada una de las entradas, donde se observa que se sintetiza un controlador lineal que cancela perturbaciones englobadas en el término s_1 .

Además, se utiliza un controlador auxiliar o virtual v_{aux} con la intención de obtener el comportamiento deseado de regulación de la salida plana deseada $F^* = V_{c_{deseado}} = 22 V$, que corresponde a las especificaciones de diseño del sistema presentados en el Subcapítulo 3.1.

$$u = \frac{LC}{E}(v_{aux} - s_1) \quad (3.11)$$

$$v_{aux} = -k_1 \hat{F} - k_0(F - F^*)$$

Los coeficientes k_1 y k_0 del controlador auxiliar deben ser elegidos respetando la dinámica de lazo cerrado del convertidor a partir de un polinomio Hurwitz de segundo orden $P_2 = (s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2)$. La sintonización de los coeficientes queda expresado en el conjunto de ecuaciones 3.12 con $0 < \zeta_c < 1$ y $\omega_c > 0$.

$$k_1 = 2\omega_c \zeta_c \quad (3.12)$$

$$k_0 = \omega_c^2$$

En el FPGA se debe implementar el observador GPI del conjunto de ecuaciones 3.9 y el controlador del conjunto de ecuaciones 3.11, junto con el cálculo de los coeficientes $\lambda_0 \dots \lambda_4$ y k_0, k_1 , respectivamente. Sin embargo, para implementarse en el FPGA es necesario discretizar el observador y el controlador. Para aproximar la derivada de manera discreta, se utiliza el método de aproximación de Euler con diferencias hacia atrás, dado por la ecuación 3.13, en donde \dot{y} es la derivada aproximada, $y[k]$ es muestra actual, $y[k-1]$ es la muestra anterior y T es el periodo de muestreo.

$$\dot{y} \approx \frac{y[k] - y[k-1]}{T} \quad (3.13)$$

Al aplicar este método, el observador GPI discretizado a implementarse se observa en el conjunto de ecuaciones 3.14.

$$\hat{F}[k] = \hat{F}[k-1] + T \left[\hat{F}[k] + \lambda_4(F[k] - \hat{F}[k]) \right]$$

$$\hat{F}[k] = \hat{F}[k-1] + T \left[\frac{E}{LC} u[k] + s_1[k] + \lambda_3(F[k] - \hat{F}[k]) \right]$$

$$s_1[k] = s_1[k-1] + T \left[\lambda_2(F[k] - \hat{F}[k]) + s_2[k] \right] \quad (3.14)$$

$$s_2[k] = s_2[k-1] + T \left[\lambda_1(F[k] - \hat{F}[k]) + s_3[k] \right]$$

$$s_3[k] = s_3[k-1] + T \lambda_0(F[k] - \hat{F}[k])$$

De igual manera, el controlador CRAP discretizado a implementarse se observa en el conjunto de ecuaciones 3.15.

$$\begin{aligned} u[k] &= \frac{LC}{E} (v_{aux}[k] - s_1[k]) \\ v_{aux}[k] &= -k_1 \hat{F}[k] - k_0 (F[k] - \hat{F}[k]) \end{aligned} \quad (3.15)$$

Una vez discretizados ambos conjuntos de ecuaciones, se procede a implementar el controlador CRAP de manera digital. En la Figura 3.11 se muestra la síntesis en el FPGA a través de la herramienta *System Generator* en Matlab/Simulink, en donde:

- La entrada de voltaje del convertidor reductor al FPGA se muestra en el recuadro amarillo, la cual es digitalizada con un periodo de muestreo de 2 μ s, un tiempo 500 veces más rápido que los algoritmos MPPT puesto que en el CRAP es importante la velocidad de muestreo.
- Los bloques encerrados en color café corresponden al cálculo de las ganancias lambdas del conjunto de ecuaciones 3.10, que se sintonizaron obteniendo los mejores resultados con $\omega_n = 2000$, $\zeta = 1$ y $\alpha = 1250$.
- Los bloques encerrados en color naranja corresponden a la definición de los valores utilizados: $T = 2 \mu$ s, $L = 1$ mH, $C = 440 \mu$ F y $E = 28$ V, donde E fue elegido de acuerdo a las pruebas en lazo abierto de la Figura 3.7.
- Los bloques encerrados en color morado corresponden al cálculo de las ganancias del conjunto de ecuaciones 3.12, que se sintonizaron a partir de la respuesta de lazo cerrado del convertidor reductor y arrojaron que la mejor respuesta se obtiene con $\omega_c = 500$ y $\zeta_c = 0.9$.
- El subsistema de Matlab/Simulink que tiene por nombre “Observador GPI” se ejecuta el conjunto de ecuaciones 3.14, en el que se estiman las perturbaciones internas y externas junto con la estimación de la primera derivada de la salida plana mediante un observador GPI. En la Figura 3.12 se pueden observar con más detalle los bloques que se utilizan y su interconexión.

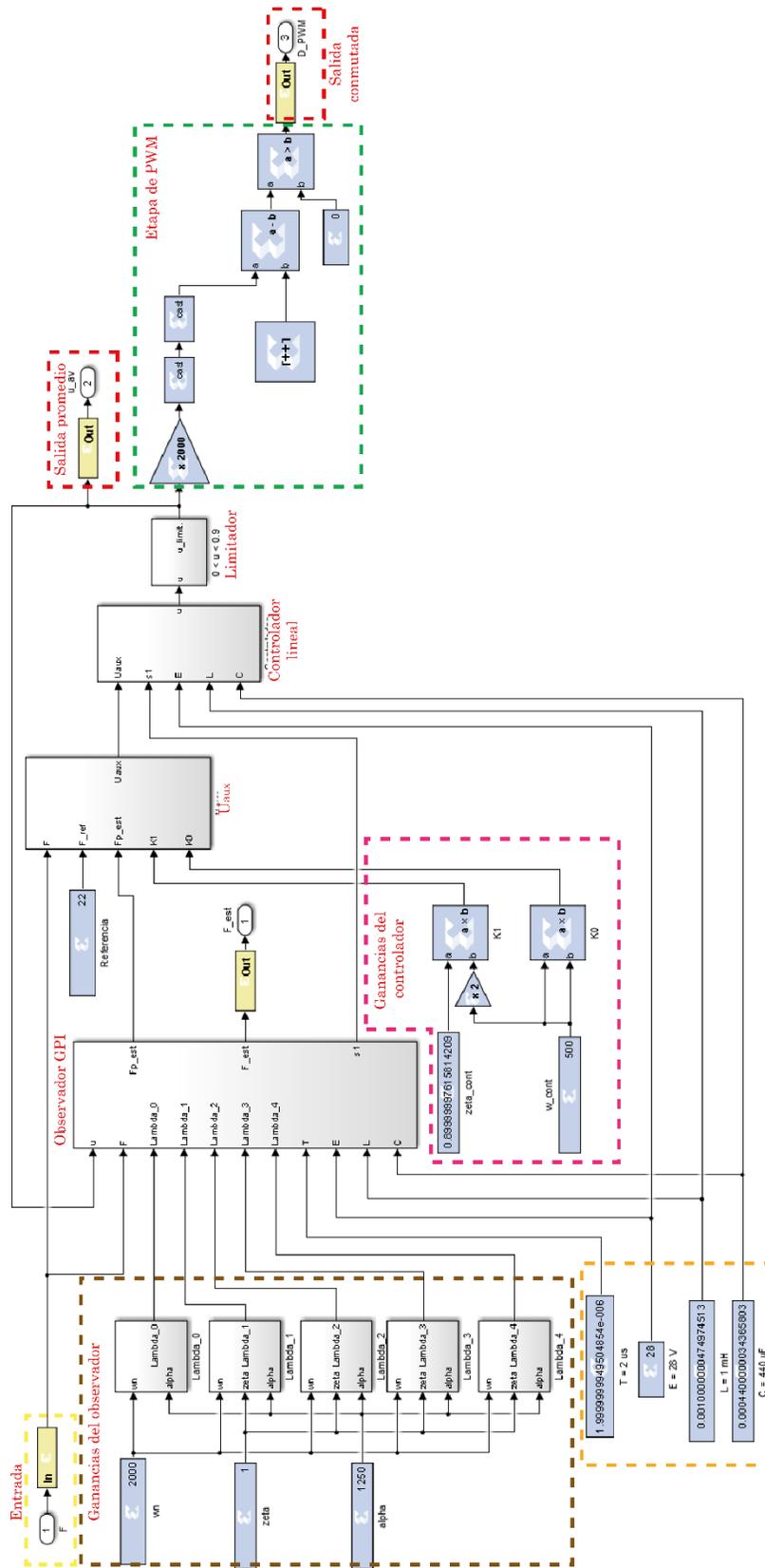


Figura 3.11. Bloques en Matlab/Simulink con la herramienta System Generator para la síntesis del controlador CRAP.

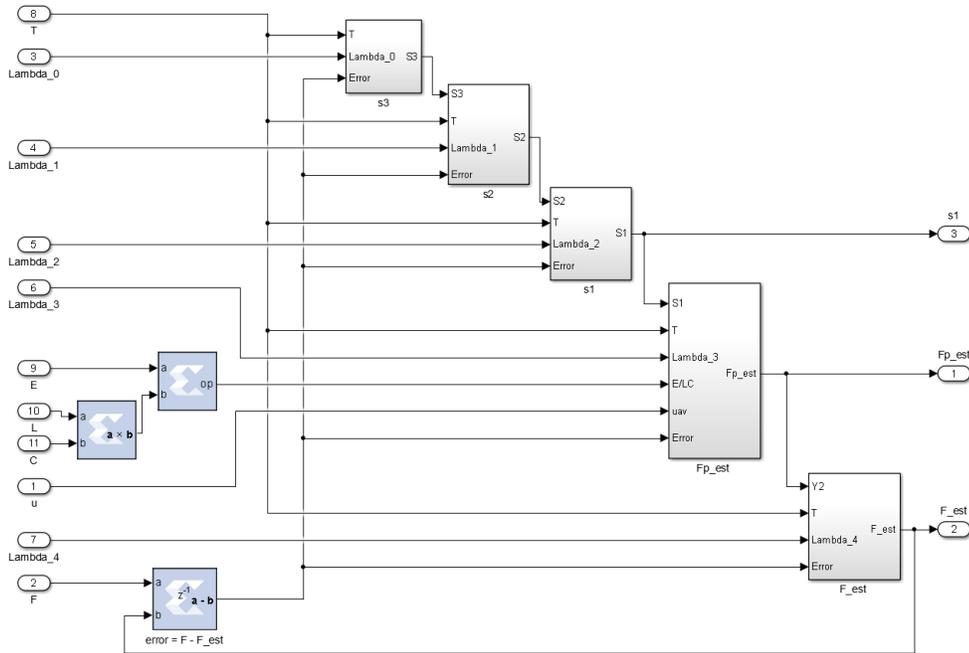


Figura 3.12. Observador GPI en Matlab/Simulink mediante la herramienta System Generator.

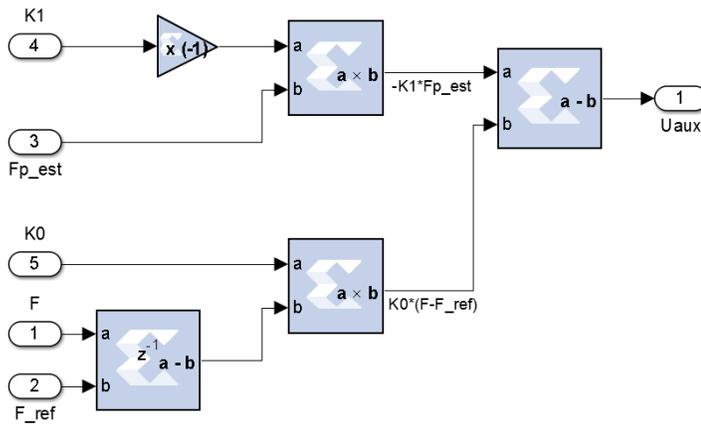


Figura 3.13. Controlador virtual en Matlab/Simulink mediante la herramienta System Generator.

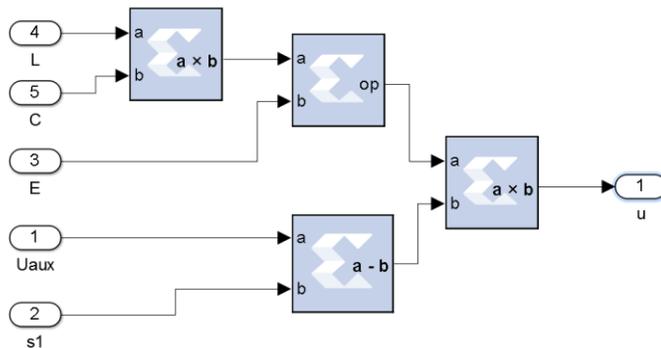


Figura 3.14. Controlador lineal en Matlab/Simulink mediante la herramienta System Generator.

- El controlador CRAP está conformado por dos subsistemas de Matlab/Simulink para el conjunto de ecuaciones 3.15, el primero tiene por nombre “ v aux” y corresponde al controlador auxiliar o virtual, mientras que en el “Controlador lineal” se ejecutan las tareas de cancelación de perturbaciones.
 - En la Figura 3.13 se observan con más detalle los bloques involucrados para el controlador virtual.
 - En la Figura 3.14 se muestran los bloques del controlador lineal. Nótese que en el controlador virtual es necesario indicar el valor de voltaje de salida de referencia de 22 V.
- La señal de control promedio se somete a un limitador entre $0 < u < 0.9$ para evitar un mal funcionamiento durante la respuesta transitoria del sistema.
- Los bloques encerrados en color verde corresponden a la etapa de PWM, que es idéntico a los dos algoritmos MPPT anteriores.
- Por último, los bloques encerrados en recuadros rojos corresponden a las salidas, en este caso la señal de PWM es la única que requiere la planta y las demás son utilizadas para efectos de simulación.

Una vez completado el diseño detallado del software de los algoritmos P&O e IncCond y del control mediante la técnica CRAP, se procede a efectuar simulaciones del sistema. Es aquí cuando se destaca la importancia de utilizar la herramienta *System Generator* en este trabajo, ya que no solamente se utiliza para realizar interconexión de bloques para la síntesis, sino que también permite interactuar con los propios bloques de Matlab/Simulink y con ello efectuar simulaciones del funcionamiento de los sistemas emulando el comportamiento del FPGA.

En la Figura 3.15 se muestra la interconexión del panel solar Sunmodule SW50, el convertidor tipo elevador y del convertidor tipo reductor; en donde se utilizan los bloques de los algoritmos P&O (véase Figura 3.8) e IncCond (véase Figura 3.9) y el control CRAP (véase Figura 3.14). Se observa que un sólo algoritmo MPPT se conecta a la vez al interruptor del convertidor tipo elevador, en este caso es el algoritmo IncCond el que está controlando el comportamiento para el MPPT. Además, el bloque del panel solar tiene como entrada el nivel de irradiancia a la que se trabaja y con ello se modifica el comportamiento del sistema.

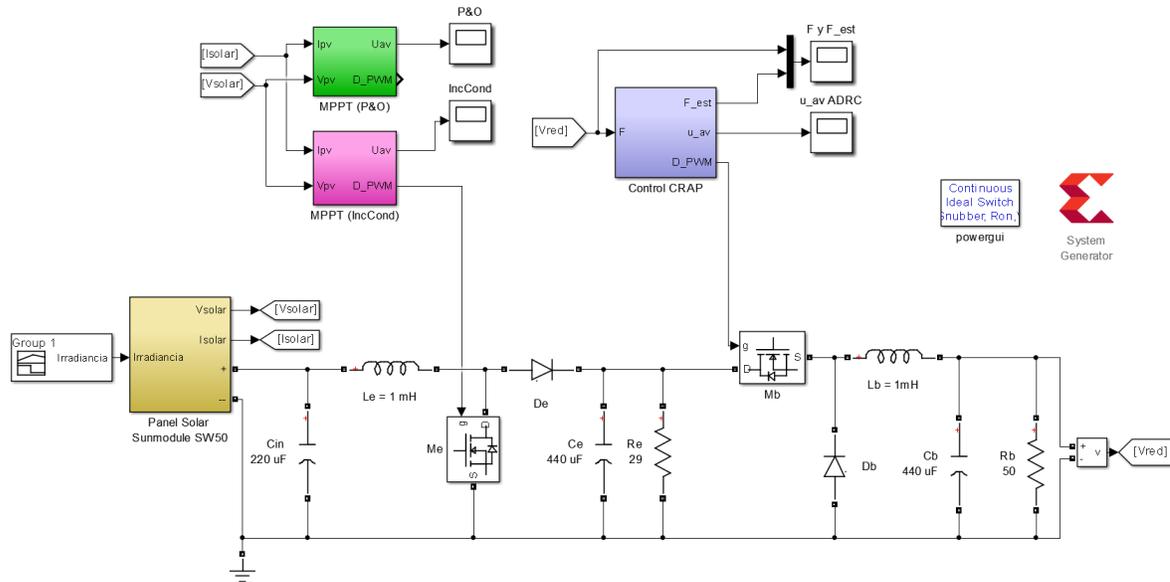


Figura 3.15. Simulación de la parte software del sistema.

En la Figura 3.16 se muestra el comportamiento de la irradiancia incidente en el panel solar durante la simulación, mientras que en la Figura 3.17 se observa el comportamiento del voltaje de salida en el convertidor a) tipo elevador y b) tipo reductor, en donde se observa que el primero varía porque está obteniendo el MPPT, mientras que el controlador CRAP mantiene un voltaje constante de 22 V pese a las perturbaciones y variaciones del sistema. El control CRAP se compara bajo los dos algoritmos teniendo prácticamente el mismo comportamiento.

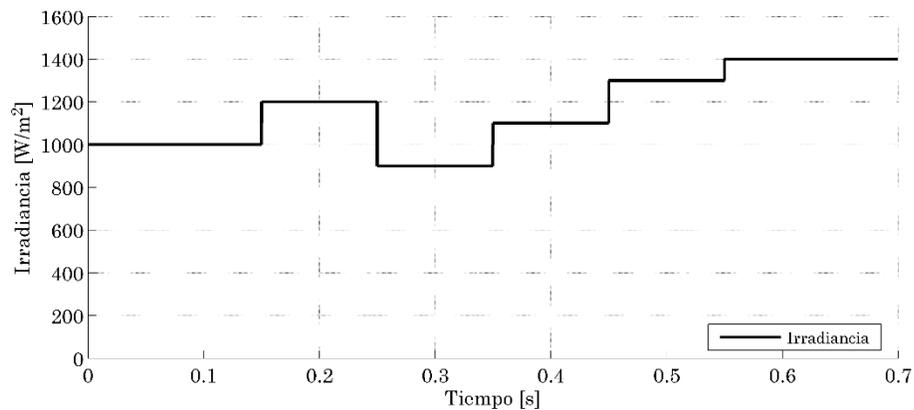


Figura 3.16. Niveles de irradiancia para la simulación.

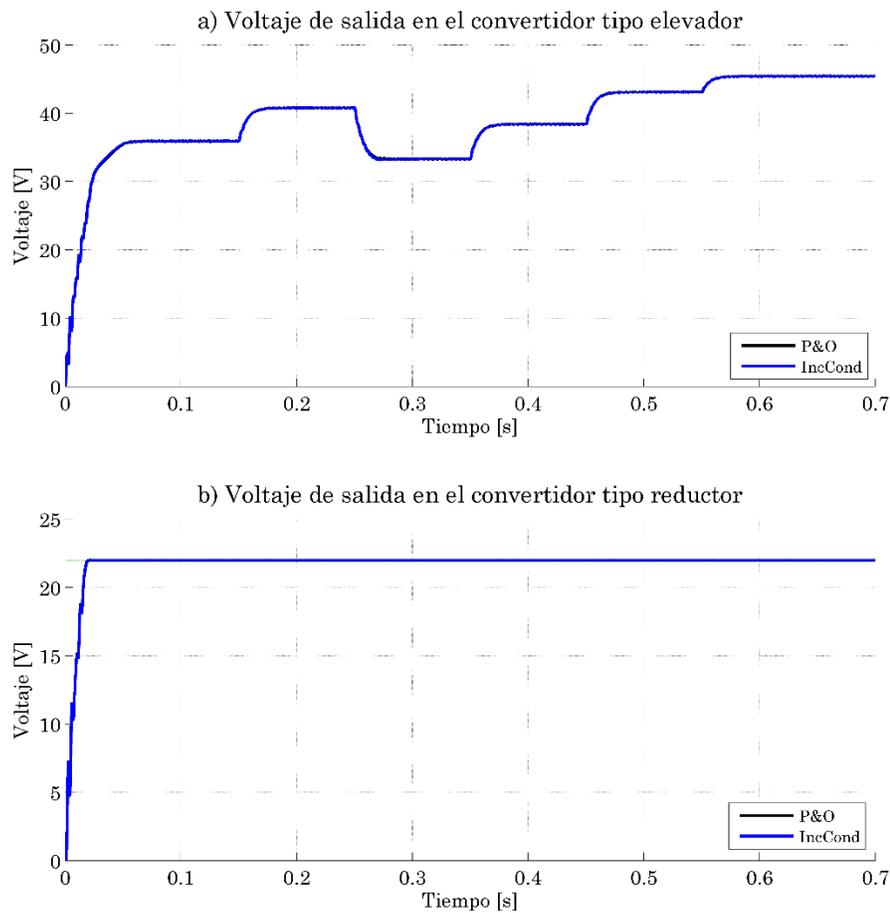


Figura 3.17. Voltajes en los convertidores a) tipo elevador y b) tipo reductor.

En la Figura 3.18 se muestran las señales de a) control de los algoritmos MPPT y b) control CRAP bajo los efectos de los dos algoritmos MPPT. Como se observa, el comportamiento de las señales en el MPPT es muy similar, con la excepción de que se tienen oscilaciones en estado estable para el algoritmo P&O mientras que desaparecen para el algoritmo IncCond, como se mencionó en el capítulo anterior. Además, la señal del controlador CRAP es indiferente a cualquier algoritmo MPPT y prácticamente el funcionamiento del controlador para el convertidor reductor es el mismo ante los efectos de ambos algoritmos, pues ambos tienen un comportamiento similar.

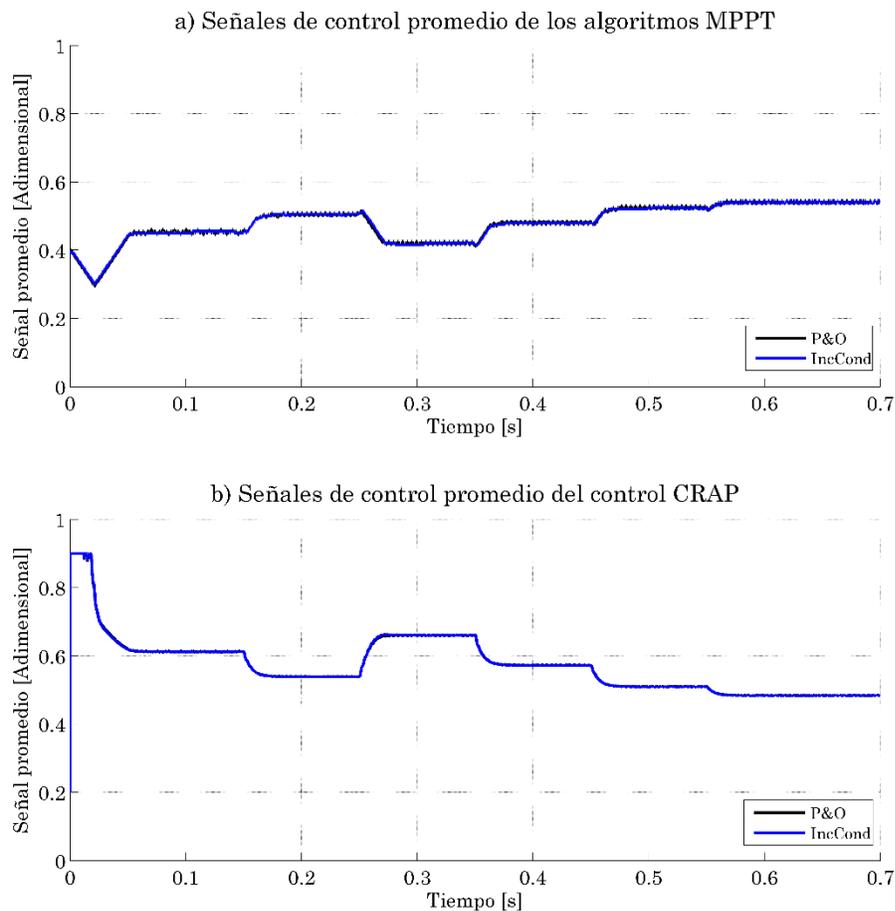


Figura 3.18. Señales de control promedio.

En la Figura 3.19 se muestra la corriente en los inductores en los convertidores a) tipo elevador y b) tipo reductor, en ambos se observa que la señal de corriente es mayor a cero y por tanto, los convertidores trabajan en modo de conducción continua tal como se diseñaron.

De igual manera, el comportamiento es muy similar bajo el funcionamiento de ambos algoritmos. Además, se observa que la corriente en el inductor del primer convertidor varía y es mucho mayor a la del convertidor tipo elevador, esto es porque se está obteniendo el MPPT y no es un voltaje constante como es el caso del convertidor tipo reductor, en el que la corriente en el inductor tiene a un nivel promedio de medio amper.

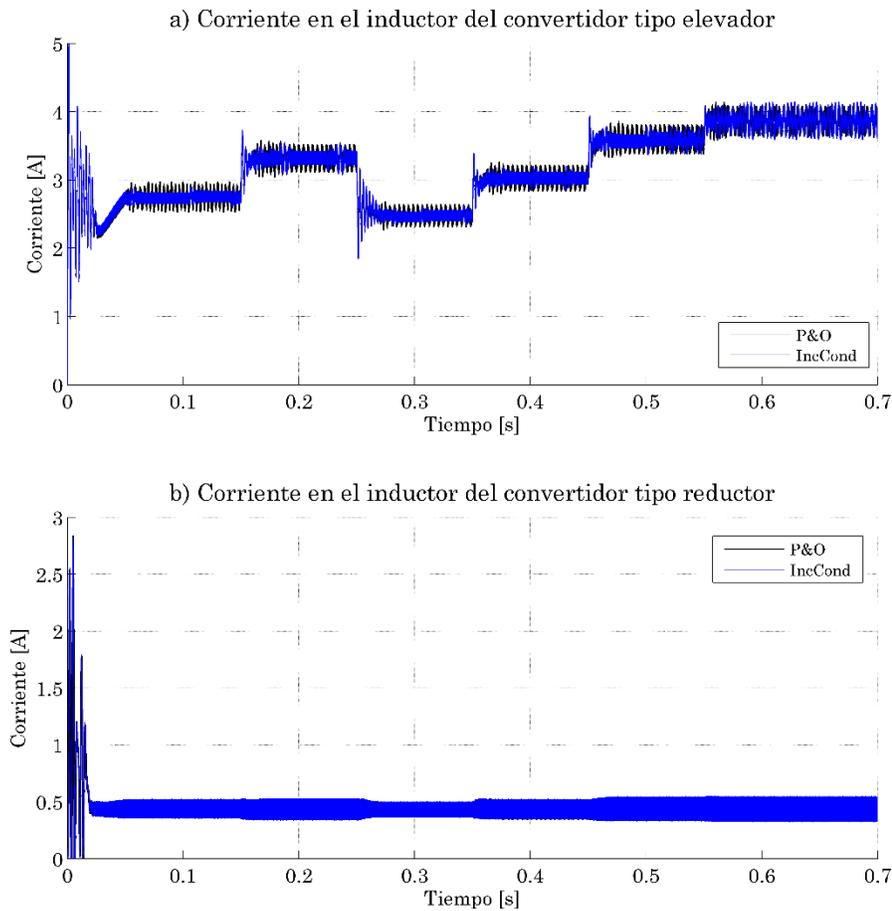


Figura 3.19. Corrientes en los inductores de los convertidores a) tipo elevador y b) tipo reductor.

Respecto a la obtención de la máxima potencia en el panel solar, en la Figura 3.20 se observa el comportamiento ante ambos algoritmos MPPT, además se gráfica la potencia máxima que se puede obtener de acuerdo a la simulación del panel solar frente a las distintas condiciones de irradiancia de la Figura 3.16. La gráfica arroja que los algoritmos efectivamente se localizan sobre de la máxima potencia posible.

Para comprobar que la máxima potencia extraída se debe a los algoritmos MPPT, en la Figura 3.21 se muestra la comparación entre los algoritmos P&O, IncCond y ciclos de trabajo fijos con valores de $D_e = \{0.4, 0.5\}$ para comprobar los niveles de potencia bajo una irradiancia de $I_{rr} = 1000 \text{ W/m}^2$. Como resultado, se comprueba que son los algoritmos MPPT los que logran extraer la mayor potencia.

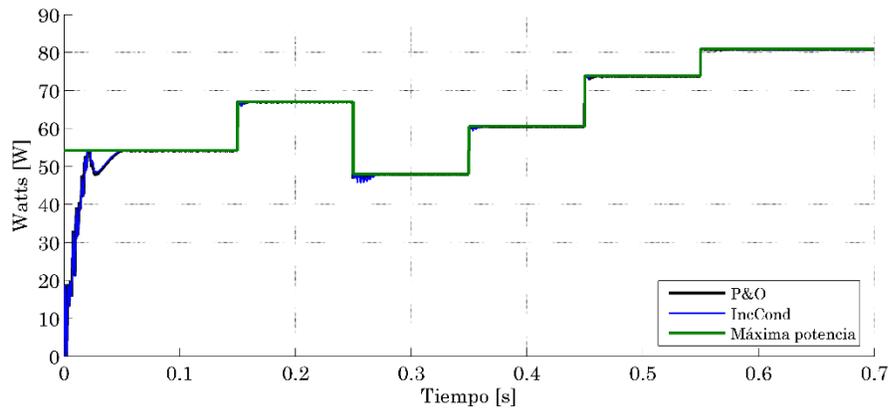


Figura 3.20. Potencia del panel solar.

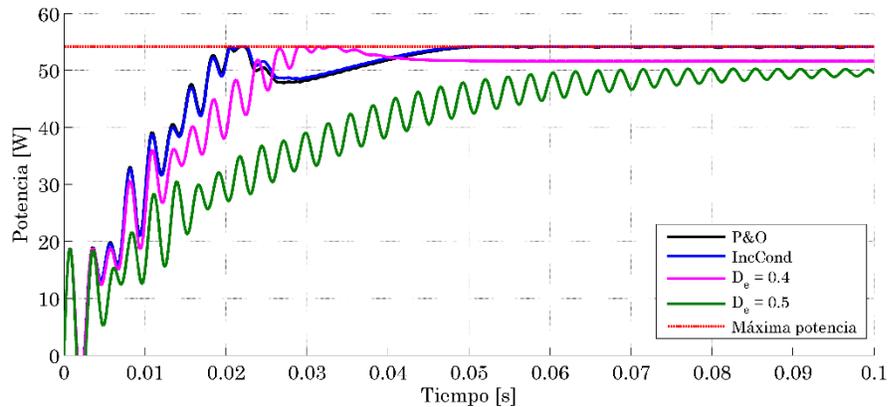


Figura 3.21. Potencia del panel solar bajo los algoritmos MPPT y ciclos de trabajo fijos en el convertidor tipo elevador.

Por último, en la Figura 3.22 se observa el comportamiento del voltaje en el convertidor tipo reductor bajo los diferentes ciclos de trabajo en la etapa del convertidor elevador; en donde el control CRAP logra regular de manera robusta el voltaje de salida y mantenerlo en un valor de 22 V pese a las perturbaciones en la etapa previa. En la simulación se observó que la única manera en que la regulación de voltaje deja de funcionar es cuando la irradiancia tiene un valor por debajo de 400 W/m^2 y en la etapa del elevador no se logra un voltaje mayor a 22 V, puesto que el convertidor reductor no puede elevar un voltaje menor al de la entrada. Lo anterior es una limitación física que se presenta cuando no es de día y no inciden los rayos del sol sobre el panel solar y no es propio de los controladores, pero es importante tenerlo en cuenta.

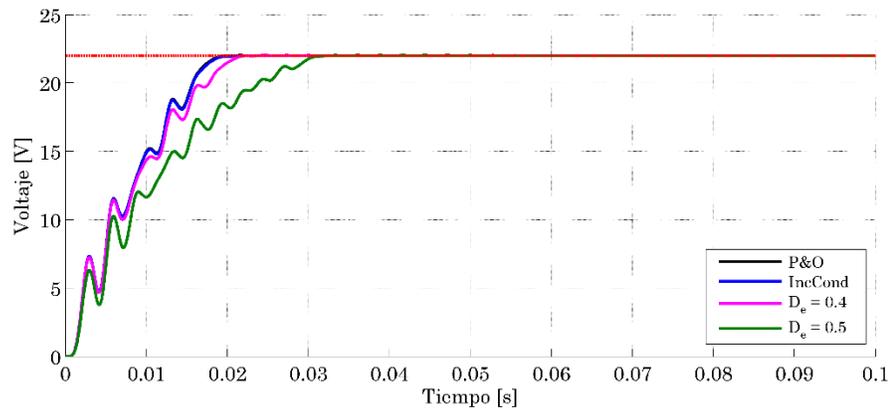


Figura 3.22. Voltaje de salida del convertidor tipo reductor bajo los algoritmos MPPT y ciclos de trabajo fijos en el convertidor tipo elevador.

Con los resultados de las simulaciones de la parte software y las pruebas previas en la parte hardware, el sistema está listo para la integración de ambas partes en un sólo sistema. Por tal motivo, se procede con la siguiente fase de la metodología de desarrollo.

3.5. Integración Hardware y Software

La integración entre las partes hardware y software se realiza mediante las señales de control PWM y la digitalización de las variables de interés. Sin embargo, hasta el momento sólo se ha comentado sobre la conversión de señales promedio a señales PWM más no de la conversión de las señales a su correspondiente digital, las cuales se realizan en un tiempo de 1 ms para los algoritmos MPPT y de 2 μ s para el control CRAP.

Lo anterior se debe a que el dispositivo PmodAD1 con un ADC7476A requiere una interfaz serial para la extracción de datos que se debe implementar en el FPGA. Debido a la complejidad de este controlador, es mucho más sencillo diseñarlo mediante código en lenguaje VHDL que a través de la interconexión de bloques como se ha venido realizando, esto no implica que el código de la interfaz no se pueda integrar a la herramienta *System Generator*, ya que basta con seleccionar el archivo VHD para que la herramienta lo integre al diseño. Por tal motivo, a continuación se presenta el controlador para el ADC7476A diseñado como una máquina de estados que comienza

adquirir valores cuando la señal *CS* activa su flanco de bajada, toma 16 datos (4 ceros y los 12 bits, comenzado por el más significativo). Las señales entre el FPGA y el ADC7476A son 4: la señal *CS* que indica el inicio de la adquisición del valor, *SCLK* que es un reloj de sincronismo entre los dispositivos con una frecuencia de 25 MHz, y dos canales donde se adquieren datos. De lo anterior, la frecuencia de muestreo está controlada por el flanco de bajada de la señal *CS*, la cual debe ser de 1 ms para adquirir las señales del CAS y sensor del voltaje y corriente en el panel solar; y de 2 μ s para la adquisición de la señal del voltaje de salida a través del CAS de voltaje. El código es el siguiente:

```
-----
-- Alberto Martínez Barbosa

-- Interface para la lectura del ADC7476A (12 bits) del PMODAD1 (2 canales)
-- con una frecuencia de muestreo de 500kHz/1 KHz.
-- Adaptado del código de I. Dabacan 2008 Digilent Co.
-- Tarjeta Nexys 4 con un FPGA Artix-7 100T a una frecuencia de trabajo de 100 MHz.
-----
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

entity adc is
  Port(
    Clk : in  STD_LOGIC;  -- 100 MHz
    CE  : in  STD_LOGIC;  -- Clock Enable
    adc1 : in  STD_LOGIC;  -- 2 canales del ADC
    adc2 : in  STD_LOGIC;
    sclk,cs : out  STD_LOGIC;  -- SCLK y CS señales de sincronismo
    dato1 : out  STD_LOGIC_VECTOR(11 downto 0):="000000000000" -- Salidas
    dato2 : out  STD_LOGIC_VECTOR(11 downto 0):="000000000000" -- 12 bits c/u
  );
end adc;

architecture Behavioral of adc is

type estado is (esperando,recibiendo,enviando);
signal fm_Clk:std_logic; -- frecuencia de muestreo del ADC
signal dato1_aux:std_logic_vector(15 downto 0):="0000000000000000"; -- recibe 16 bits
signal dato2_aux:std_logic_vector(15 downto 0):="0000000000000000"; -- 4 ceros y 12 bits
signal aux :std_logic_vector(2 downto 0):="000"; -- f_sclk = 25 MHz
signal cont : std_logic_vector(4 downto 0):="00000"; -- contador de 0 a 16
signal aClk: std_logic;
signal edoPresente :estado:= esperando;
signal edoSiguiente :estado:= esperando;
signal conta0a100: integer range 0 to 100:=0; -- de 0 a 50000 para Ts = 1ms

begin
-- fmuestreo a Ts=2us/Ts=1ms 100 pulsos en alto y 100 pulsos en bajo
process (Clk)
begin
  if rising_edge(Clk) then
    if conta0a100<100 then -- se sustituye por < 50000 para Ts = 1ms
      conta0a100<= conta0a100+1;
    else
      conta0a100 <= 0;
      fm_Clk <= not fm_Clk;
    end if;
  end if;
end process;
end architecture;
```

```

-- f_sclk = 25 MHz
process(Clk)
begin
    if rising_edge(Clk) then
        aux<=aux + '1';
    end if;
end process;

sclk <= aux(2);
aClk <= not aux(2);

-- Señal cs (el adc empieza a recibir datos en cs=0)
process (edoPresente)
begin
    if edoPresente = recibiendo then
        cs <='0';
    else
        cs <='1';
    end if;
end process;

-- Definición de estados
process (edoPresente, fm_Clk, cont)
begin
    edoSiguiente <= edoPresente;
    case (edoPresente) is
        when esperando =>
            if fm_Clk = '1' then
                edoSiguiente <= recibiendo;
            end if;
        when recibiendo =>
            if cont = "10000" then
                edoSiguiente <= enviando;
            end if;
        when enviando =>
            if fm_Clk = '0' then
                edoSiguiente <= esperando;
            end if;
        when others =>
            edoSiguiente <= esperando;
    end case;
end process;

-- Cambio de estados
process (aClk)
begin
    if rising_edge(aClk) then
        edoPresente <= edoSiguiente;
    end if;
end process;

--Recibiendo datos y enviarlos
process (aClk,edoPresente)
begin
    if falling_edge(aClk) then
        if(edoPresente = recibiendo) then
            dato1_aux <= dato1_aux(14 downto 0) &adc1;
            dato2_aux <= dato2_aux(14 downto 0) &adc2;
            cont <= cont + '1';
        elsif(edoPresente = enviando) then
            dato1 <= dato1_aux(11 downto 0);
            dato2 <= dato2_aux(11 downto 0);
            cont<="00000";
        end if;
    end if;
end process;

end Behavioral;

```

En la Figura 3.23 se añade la interfaz serial al sistema para que la parte software quede lista para su síntesis y se cargue la información en la tarjeta Nexys 4 con el FPGA Artix-7 100T. En donde los bloques de los algoritmos P&O, IncCond y el control CRAP corresponden a sus diseños previos en las Figuras 3.8, 3.9 y 3.11, respectivamente.

Para un correcto funcionamiento, es necesario adecuar las señales digitalizadas a través de *casts* y operaciones aritméticas para obtener la señal en punto flotante que corresponda al valor real de corriente y voltajes (modificados previamente por el sensor/CAS y el ADC). Para ello, se tienen las siguientes consideraciones:

- El rango del voltaje de entrada del ADC es de 0 a 3.3 V y como es de 12 bits, el rango digital va de 0 a 4095.
- De acuerdo a las pruebas hardware que se realizaron en la Figura 3.5, el voltaje del CAS (el cual es la entrada al ADC), corresponde al 10.48% del voltaje del panel solar. En la ecuación 3.16 se muestra la conversión entre el dato digitalizado y el voltaje del panel solar correspondiente, en donde $dato1_{ADC_{1ms}}$ es el dato del canal 1 del ADC que muestrea a 1 ms.

$$V_{pv} = \left(\frac{1}{0.1048}\right) \left(\frac{3.3}{4095}\right) dato1_{ADC_{1ms}} \quad (3.16)$$

- De la misma figura, se obtuvo que el sensor de corriente entrega 240 mV por cada ampere con un voltaje de 2.12 V cuando la corriente es cero. En la ecuación 3.17 se muestra la conversión entre el dato digitalizado y la corriente del panel solar correspondiente, en donde $dato2_{ADC_{1ms}}$ es el dato del canal 2 del ADC que muestrea a 1 ms.

$$I_{pv} = (dato2_{ADC_{1ms}} - 2630) \left(\frac{1}{0.24}\right) \left(\frac{3.3}{4095}\right) \quad (3.17)$$

- De acuerdo a la Figura 3.6, el CAS del voltaje de salida también corresponde al 10.48% del valor real. En la ecuación 3.18 se muestra la conversión entre el dato digitalizado y el voltaje de salida del convertidor reductor, en donde $dato1_{ADC_{2\mu s}}$ es el dato del canal 1 del ADC que muestrea a 2 μs .

$$V_{reductor} = \left(\frac{1}{0.1048}\right) \left(\frac{3.3}{4095}\right) dato1_{ADC_{2\mu s}} \quad (3.18)$$

- Por último, se genera una señal (un pulso en alto durante un ciclo de reloj conforme a la frecuencia de operación) para habilitar los registros/retardos de los algoritmos MPPT y el controlador CRAP. Con ello, estos registros funcionan en la frecuencia de muestreo del ADC y no cada ciclo de reloj del FPGA (evitando una actualización de datos errónea). La señal CS del ADC es la que se va a servir para generar un único pulso para habilitar los registros/retardos, se utiliza esta señal porque es la que controla la frecuencia a la cual se está muestreando. Nótese que para la simulación en Matlab/Simulink no fue necesario habilitar los registros/retardos cada 1 ms o cada 2 μ s porque el sistema funcionaba dependiendo del cambio de los datos de entrada, lo cual se configuró para trabajar a 1ms/2 μ s, pero en el FPGA los registros/retardos trabajan cada 10 ns (periodo del FPGA), es por eso que la manera de controlarlos es habilitarlos durante un ciclo de reloj cada 1ms/2 μ s.

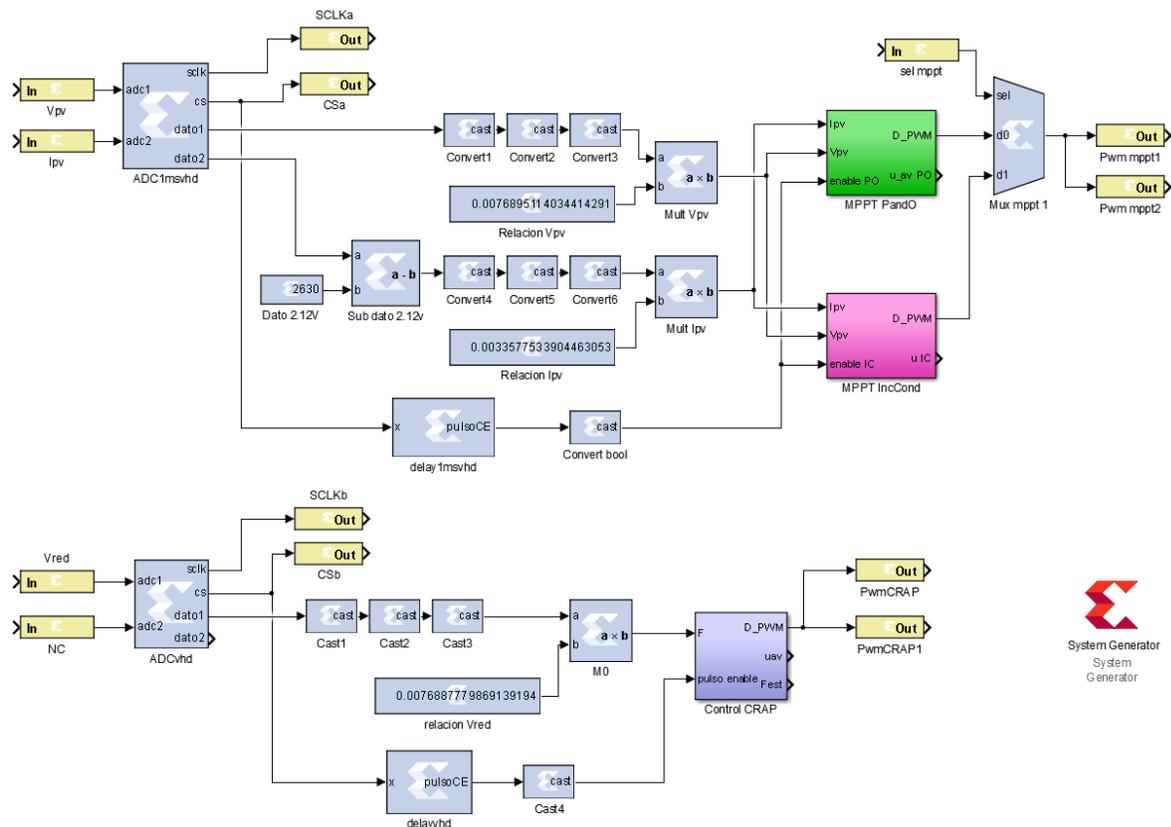


Figura 3.23. Diseño a programarse en la tarjeta Nexys 4.

Con las consideraciones anteriores, se procede a la síntesis para cargar el archivo de configuración (el archivo “punto bit”) al FPGA Artix-7 100T. De acuerdo al programa *ISE Design Suite*, en la Tabla 3.5 se muestran los principales recursos utilizados al generar este archivo.

Tabla 3.5. Principales recursos utilizados por el FPGA Artix-7 100T.

Recurso	Utilizados	Disponibles	Porcentaje utilizado
<i>Slice registers</i>	1,089	126,800	1%
<i>Slice LUT's</i>	23,126	63,400	36%
<i>Bonded IOBs</i>	22	210	10%
BUFG/BUFGCTRLs	3	32	9%
DSP48E1s	165	240	68%

Una vez listas las partes hardware y software del sistema, se procede a su integración para efectuar las correspondientes pruebas.

En la Figura 3.24 se muestra el panel solar Sunmodule SW50 utilizado, el cual se localiza en la azotea del edificio de los Laboratorios Avanzados de Electrónica de la Universidad.



Figura 3.24. Ubicación del panel solar Sunmodule SW50.

Del panel solar se toma una línea para trabajar en el Laboratorio de Control de la segunda planta en el mismo edificio, por lo que en las Figuras 3.25 y 3.26 se muestra el sistema completo listo para efectuar las correspondientes pruebas de funcionamiento.

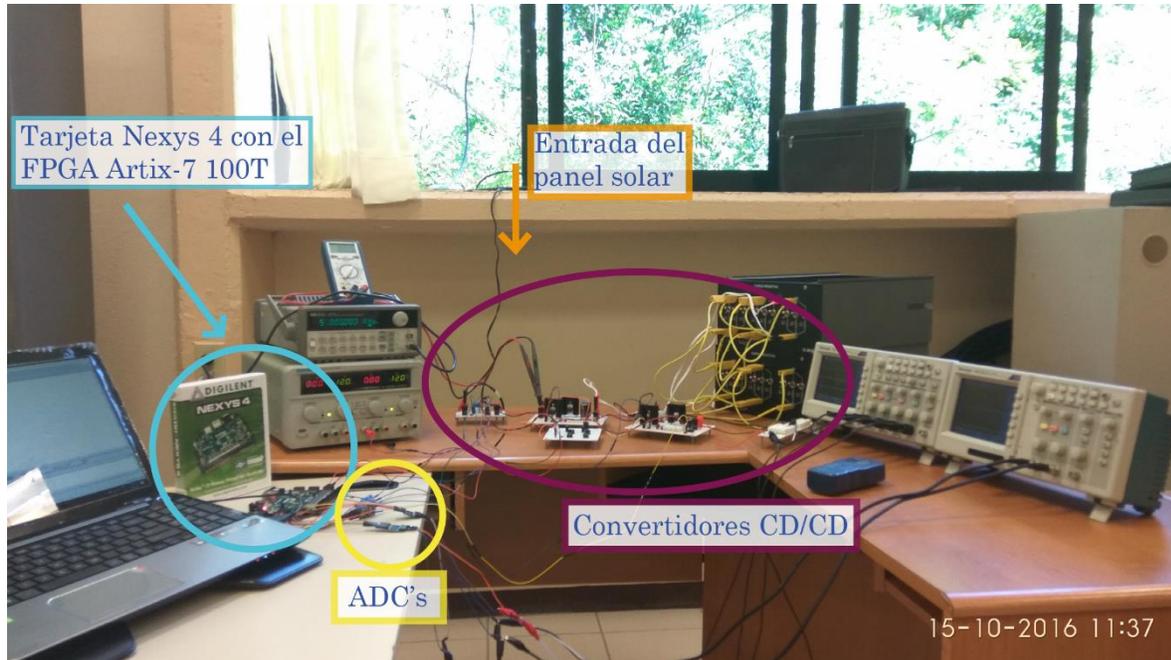


Figura 3.25. Sistema físico para obtener el MPPT y regulación de voltaje mediante CRAP del panel solar Sunmodule SW50.

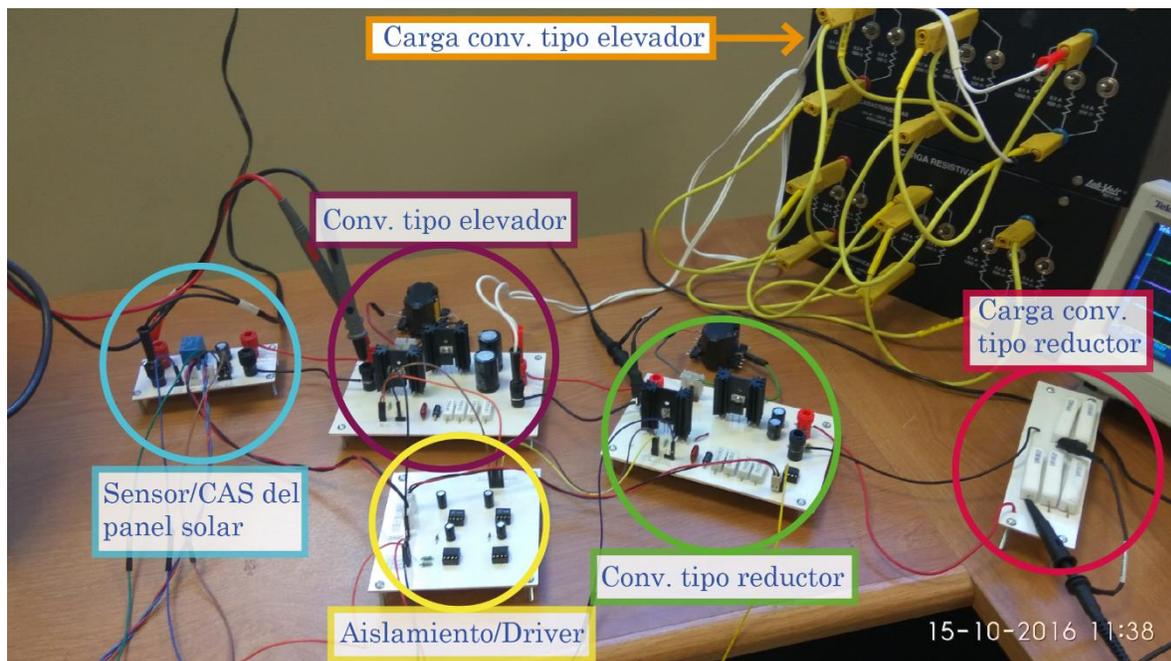


Figura 3.26. Conexión en cascada de los convertidores tipo elevador y tipo reductor.

Capítulo 4. Resultados Experimentales

En este capítulo se muestran los resultados obtenidos de las pruebas al sistema para obtener el punto de máxima potencia del panel solar Sunmodule SW50 y regular el voltaje de salida mediante el control por rechazo activo de perturbaciones.

En primer lugar, se presentan resultados seleccionando al algoritmo *Perturb and Observe* como MPPT junto con el controlador CRAP bajo las condiciones de las variables independientes: irradiancia $I_{rr} = 1360 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ y temperatura de las celdas $T = 56^\circ\text{C}$. Estas condiciones son las mismas para las Figuras 4.1 a 4.6.

En la Figura 4.1 se muestra el voltaje de salida para ambos convertidores, en donde el voltaje del convertidor tipo elevador es variable ya que debe dar seguimiento al punto de máxima potencia. En cambio, el voltaje del convertidor tipo reductor debe corresponder al voltaje de referencia planteado en las especificaciones de diseño, el cual es de 22 V. De la figura se comprueba que efectivamente el voltaje de salida del sistema corresponde al de referencia. Además, el controlador CRAP mantiene una respuesta robusta pese a las variaciones de voltaje del convertidor tipo elevador.

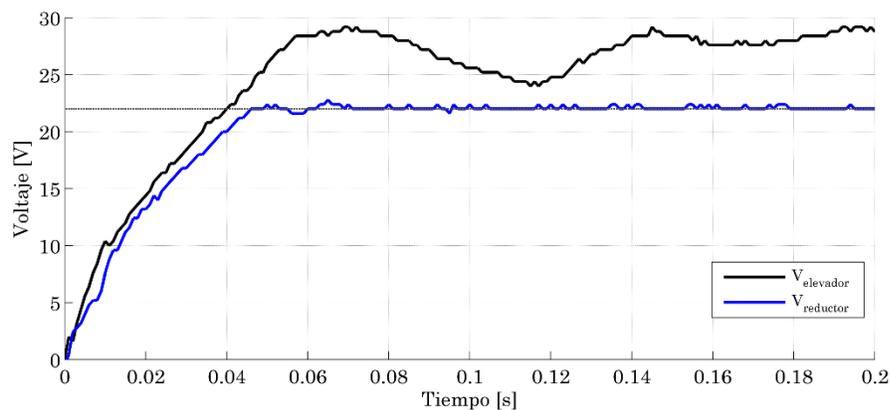


Figura 4.1. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $I_{rr}=1360 \text{ Wm}^{-2}$, $T =56^\circ\text{C}$ y el algoritmo P&O.

En la Figura 4.2 se muestra el comportamiento de la máxima potencia en el panel solar, la cual tiene un valor promedio de 51.5 W. Bajo estas condiciones se superan la potencia del panel solar (50 W) bajo condiciones STC. En las Figuras 4.4 y 4.5 se muestran el voltaje y la corriente del panel solar, respectivamente.

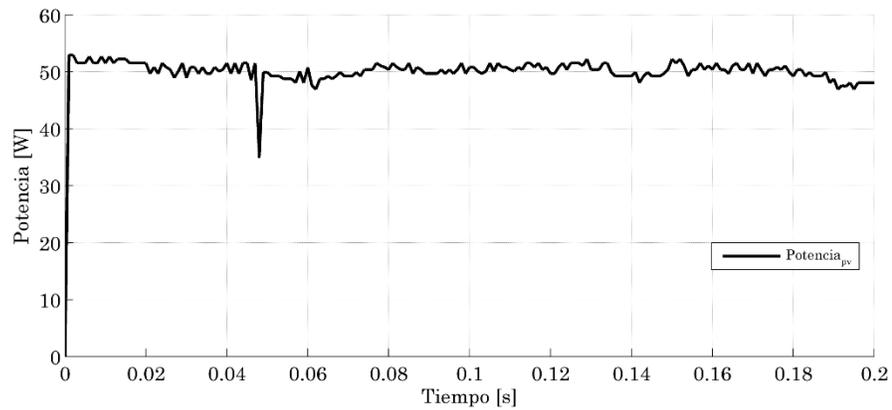


Figura 4.2. Potencia del panel solar bajo las condiciones $I_{rr}=1360 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 56^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo P&O.

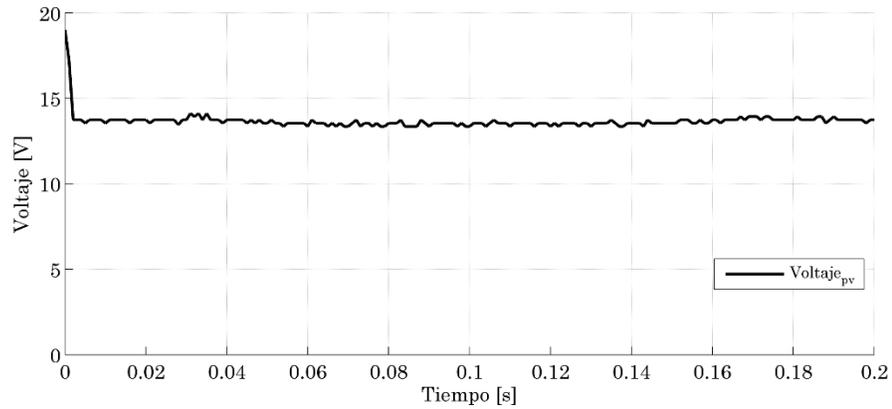


Figura 4.3. Voltaje del panel solar bajo las condiciones $I_{rr}=1360 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 56^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo P&O.

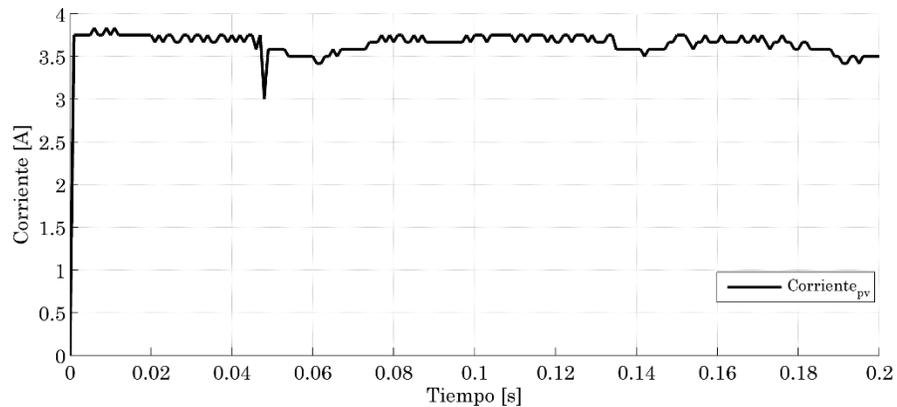


Figura 4.4. Voltaje del panel solar bajo las condiciones $I_{rr}=1360 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 56^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo P&O.

En la Figura 4.5 se muestran los ciclos de trabajo promedio para ambos convertidores: el del algoritmo P&O controla el comportamiento del convertidor tipo elevador, mientras que la señal promedio del CRAP controla el comportamiento del convertidor tipo reductor. Ambas señales se mantienen en constante cambio pues el del algoritmo P&O busca el punto de máxima potencia mientras que el del CRAP busca regular el voltaje pese a las variaciones de voltaje de salida del convertidor tipo elevador.

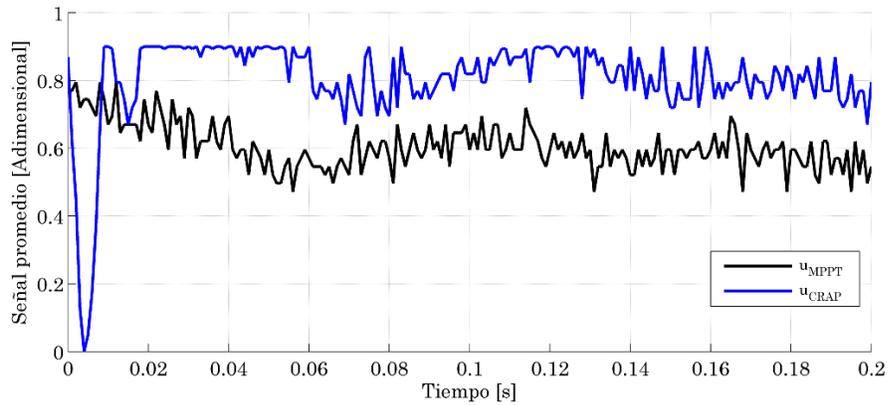


Figura 4.5. Señales de control promedio bajo las condiciones $I_{rr}=1360 \text{ Wm}^{-2}$, $T=56^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo P&O.

El controlador CRAP hace uso de un estimador de voltaje (véase la Figura 3.12 y el conjunto de ecuaciones 3.14), por lo que la comparación entre el voltaje de salida con el estimado se muestra en la Figura 4.6. El error que existe entre ellas va disminuyendo con el tiempo, obteniendo una salida regulada rechazando las variaciones del sistema.

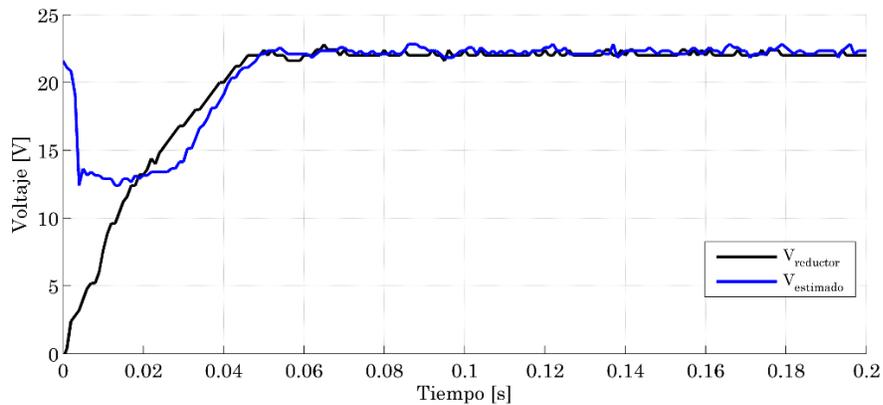


Figura 4.6. Voltaje de salida y voltaje estimado por el controlador CRAP bajo las condiciones $I_{rr}=1360 \text{ Wm}^{-2}$, $T=56^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo P&O.

La siguiente prueba se realiza con el algoritmo *Incremental Conductance* como MPPT trabajando en paralelo con el controlador CRAP bajo las condiciones: irradiancia $I_{rr} = 1390 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ y temperatura de las celdas $T = 56^\circ\text{C}$. Estas condiciones son las mismas para las Figuras 4.7 a 4.12. Como se puede observar, existe un cambio en el nivel de irradiancia respecto a la prueba anterior a pesar de que ambas mediciones se tomaron en un lapso de 5 minutos, lo mismo sucede con las siguientes pruebas. Como el propósito de este trabajo de tesis es obtener el MPPT junto con la regulación de voltaje, que las condiciones cambien es ventajoso para este trabajo pues bajo distintas condiciones se están obteniendo las especificaciones de diseño, aunque eso no permita realizar una comparación precisa entre los dos algoritmos seleccionados.

En la Figura 4.7 se muestran los voltajes de salida en ambos convertidores, en donde se obtiene que el controlador CRAP regula el voltaje de salida de manera robusta y en estado estable alcanza la referencia de 22 V.

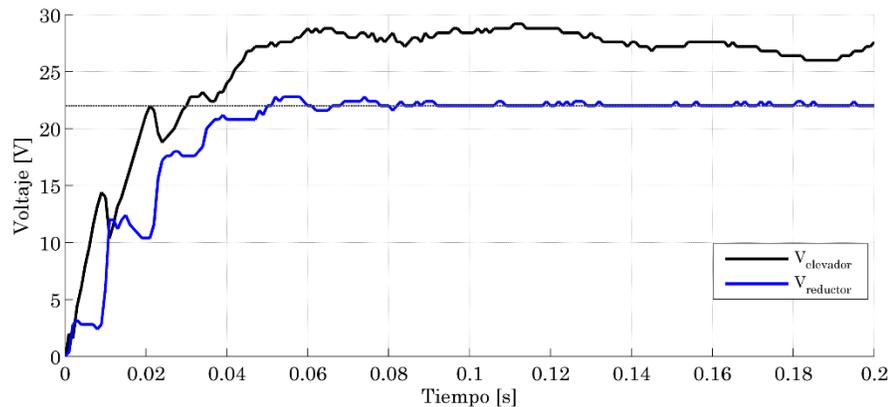


Figura 4.7. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $I_{rr}=1390 \text{ Wm}^{-2}$, $T=56^\circ\text{C}$ y el algoritmo *IncCond*.

En la Figura 4.8 se muestra la potencia del panel solar con un valor medio de 50.38 W, en donde se observa un tipo de curva que se debe a las variaciones que hay en el voltaje y corriente del panel solar de las Figuras 4.9 y 4.10, respectivamente. Dichas variaciones fueron provocadas porque el algoritmo estaba buscando situarse en el MPPT y posiblemente un cambio brusco en el nivel de irradiancia afectó dicha búsqueda. Lo anterior es una suposición ya que el medidor utilizado únicamente muestra la irradiancia instantánea y no almacena datos.

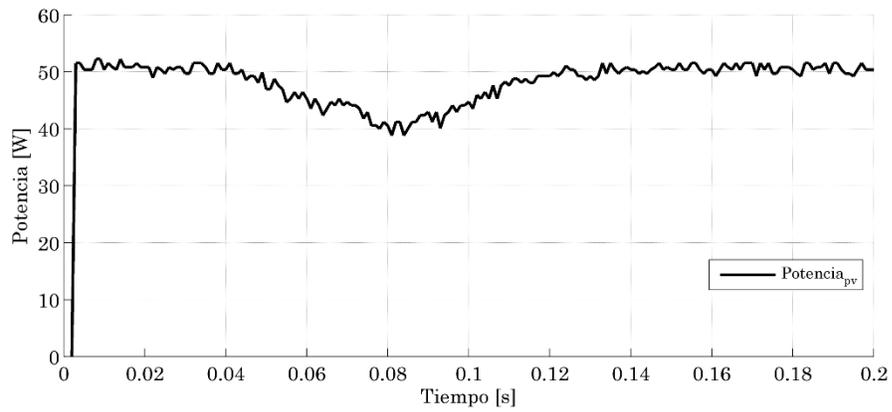


Figura 4.8. Potencia del panel solar bajo las condiciones $I_{rr}=1390 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 56^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo IncCond.

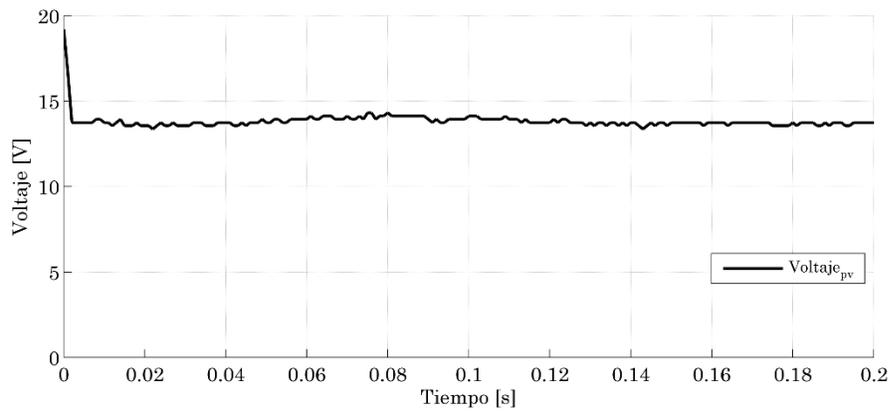


Figura 4.9. Voltaje del panel solar bajo las condiciones $I_{rr}=1390 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 56^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo IncCond.

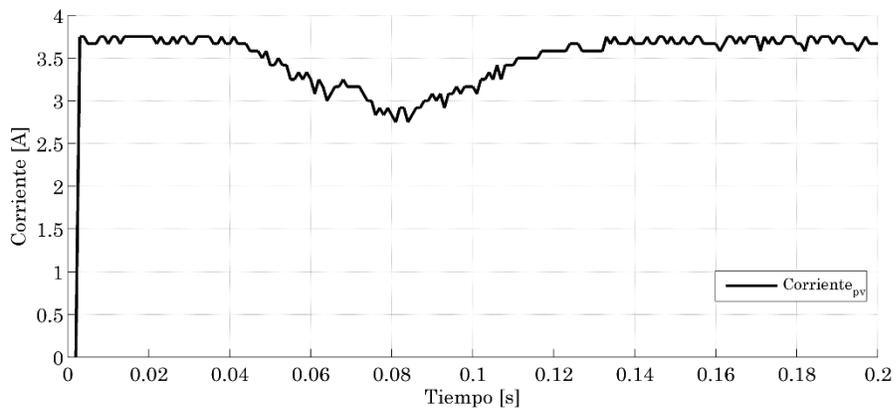


Figura 4.10. Corriente del panel solar bajo las condiciones $I_{rr}=1390 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 56^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo IncCond.

En la Figura 4.11 se muestran las señales de control promedio pero bajo el funcionamiento del algoritmo IncCond, tiene un comportamiento muy parecido con las señales del algoritmo P&O, pues estos algoritmos tienen un comportamiento similar entre ellos.

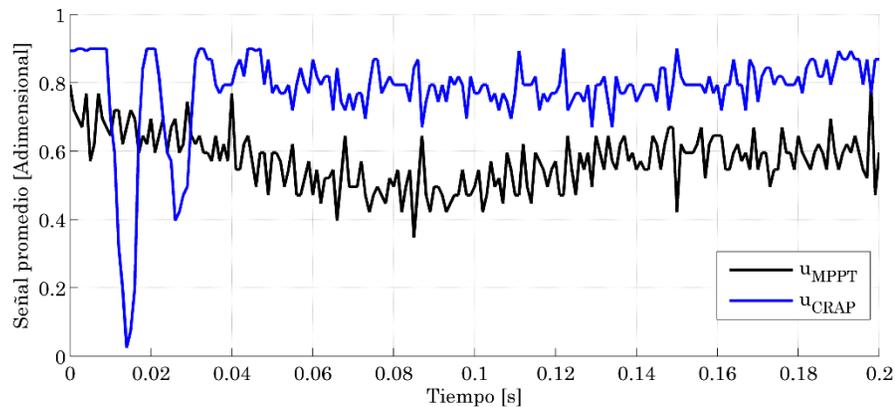


Figura 4.11. Señales de control promedio bajo las condiciones $I_{rr}=1390 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 56^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo IncCond.

En la Figura 4.12 también se compara la estimación de voltaje con la salida del convertidor tipo reductor. Al igual que la prueba anterior, la estimación mejora y el error disminuye a través del tiempo, que es cuando el sistema se vuelve constante sobre la referencia.

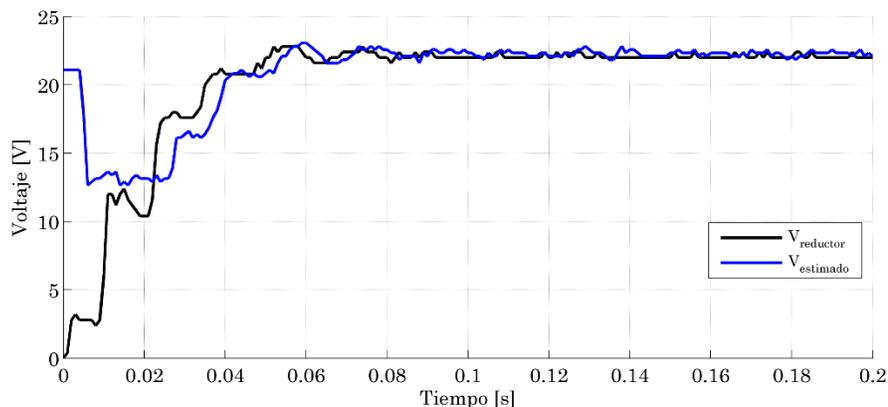


Figura 4.12. Voltaje de salida y voltaje estimado por el controlador CRAP bajo las condiciones: $I_{rr}=1390 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 56^{\circ}\text{C}$ y el algoritmo IncCond.

A continuación se presentan más pruebas bajo diferentes circunstancias donde únicamente se muestran figuras de los voltajes de salida y la potencia del panel solar, ya que son las variables de interés para este trabajo.

En la Figura 4.13 se muestran los voltajes de salida de los convertidores con el algoritmo P&O bajo las condiciones: $I_{rr} = 1420 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ y $T = 60^\circ\text{C}$. Al igual que en los casos anteriores, la salida del convertidor reductor tiene una salida robusta en 22 V.

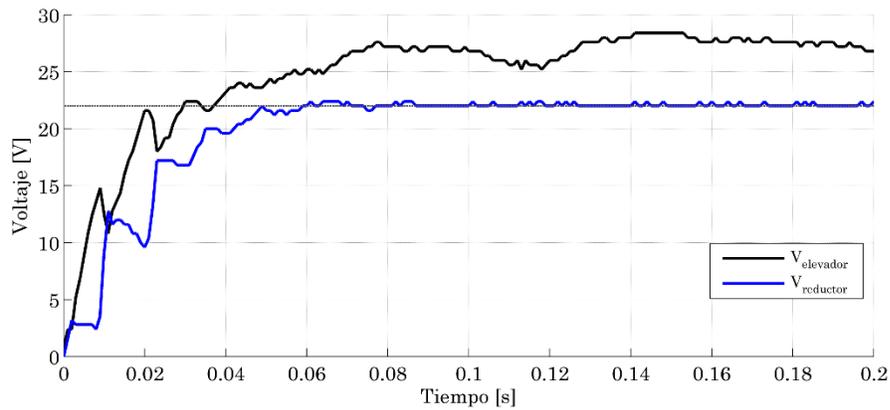


Figura 4.13. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $I_{rr}=1420 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 60^\circ\text{C}$ y el algoritmo P&O.

En la Figura 4.14 se muestra la potencia del panel solar con un nivel medio de 50.68 W, el cual es mayor que el de las Figuras 4.6 y 4.12 porque tiene mayor irradiancia, pero no es demasiada la diferencia porque la temperatura también incrementó.

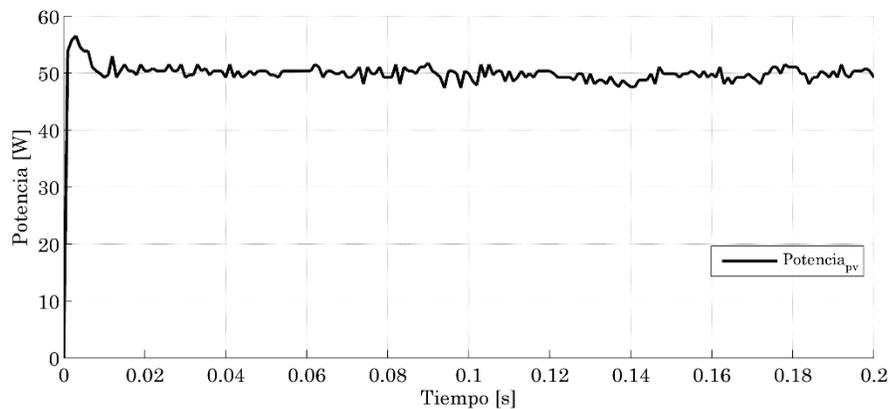


Figura 4.14. Potencia del panel solar bajo las condiciones $I_{rr}=1420 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 60^\circ\text{C}$ y el algoritmo P&O.

En la Figura 4.15 se muestran los voltajes de salida de los convertidores con el algoritmo IncCond bajo las condiciones: $I_{rr} = 1420 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ y $T = 59^\circ\text{C}$. La regulación de voltaje es más lenta debido a que el voltaje del convertidor tipo elevador también fue más lenta. Se observa que el voltaje de salida sigue manteniéndose en el valor constante de 22 V.

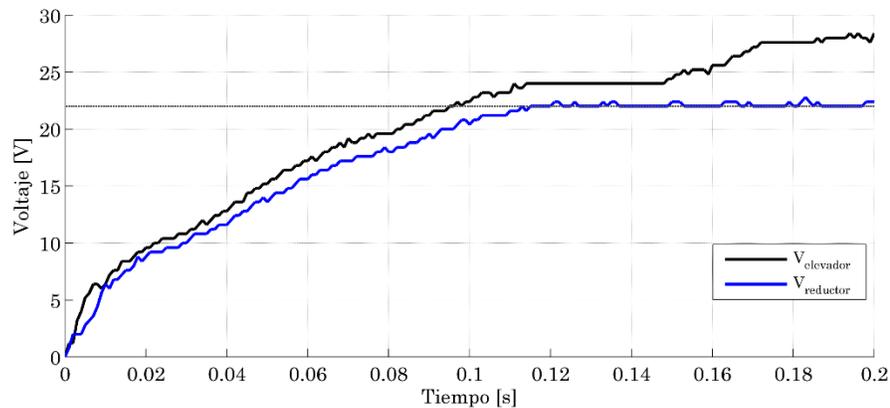


Figura 4.15. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $I_{rr}=1420 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 59^\circ\text{C}$ y el algoritmo IncCond.

En la Figura 4.16 se muestra la potencia del panel solar con un nivel medio de 50.73 W. Se obtuvo una mayor potencia que la prueba anterior de la Figura 4.14, confirmando que efectivamente la temperatura es un factor que influye, aunque no demasiado, en la corriente y voltaje de salida del panel solar.

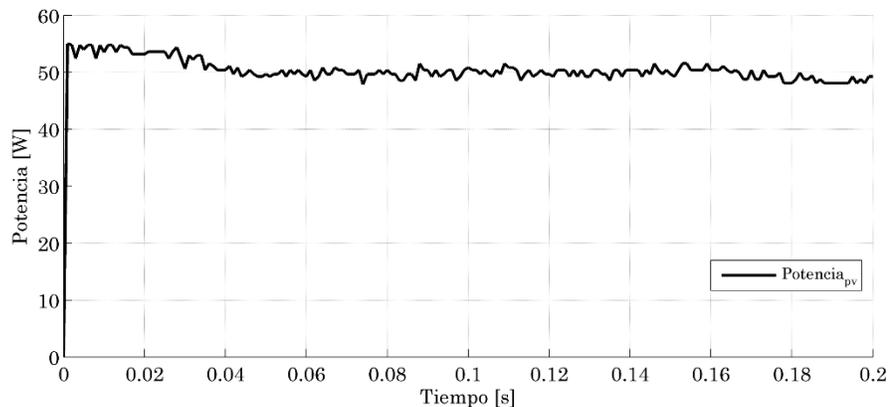


Figura 4.16. Potencia del panel solar bajo las condiciones $I_{rr}=1420 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 59^\circ\text{C}$ y el algoritmo IncCond.

En la Figura 4.17 se muestran los voltajes de salida de los convertidores con el algoritmo P&O y un cambio considerable en: $I_{rr} = 1130 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ y $T = 49^\circ\text{C}$. Bajo estas condiciones, en el sistema se observa que la regulación en 22 V no se mantiene constante porque existe una limitación física: el voltaje del convertidor tipo elevador no tiene un valor adecuado para poder regular el voltaje pues está limitada entre 10% a 90%. Es decir, funciona la parte del MPPT, pero trabaja en el margen la regulación de voltaje.

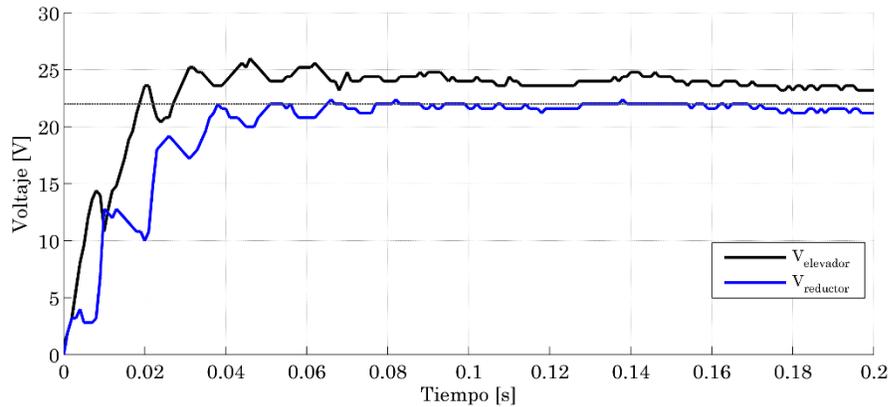


Figura 4.17. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $I_{rr}=1130 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 49^\circ\text{C}$ y el algoritmo P&O.

En la Figura 4.18 se muestra la potencia del panel solar, la potencia media se redujo a 40.07 W porque la irradiancia incidente disminuyó considerablemente. Por lo que la potencia depende en mayor medida de la irradiancia que de la temperatura.

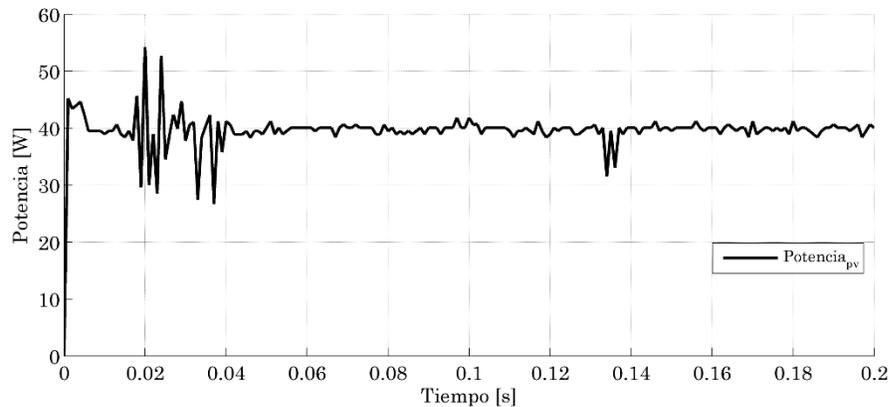


Figura 4.18. Potencia del panel solar bajo las condiciones $I_{rr}=1130 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 49^\circ\text{C}$ y el algoritmo P&O.

En la Figura 4.19 se muestran los voltajes de salida efectuando una prueba similar a la anterior pero con el algoritmo IncCond bajo las condiciones: $I_{rr} = 1130 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ y $T = 50^\circ\text{C}$. La salida sigue siendo regulada en 22 V, por lo que parece que el voltaje en el convertidor tipo elevador es el necesario para que la salida del convertidor tipo reductor alcance su valor de referencia.

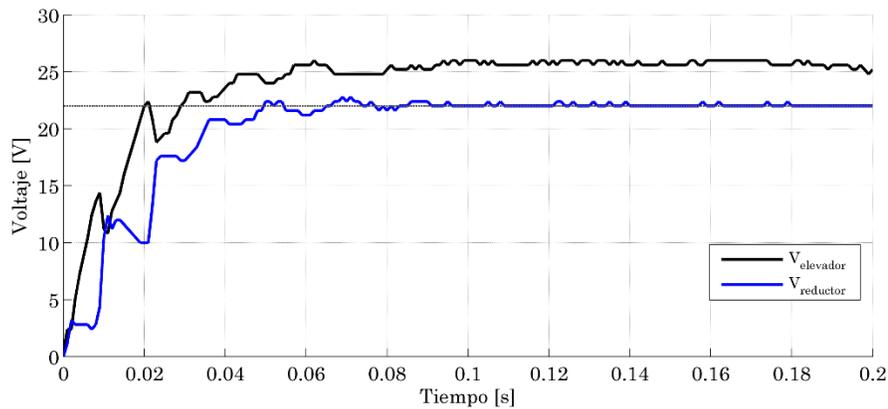


Figura 4.19. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $I_{rr}=1130 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 50^\circ\text{C}$ y el algoritmo IncCond.

En la Figura 4.20 se muestra la potencia del panel solar, la cual tiene un valor medio de 40.07 W, el mismo valor de la prueba anterior. Con las pruebas se observa que el MPP tiene una mayor variación ante cambios de irradiancia que de temperatura.

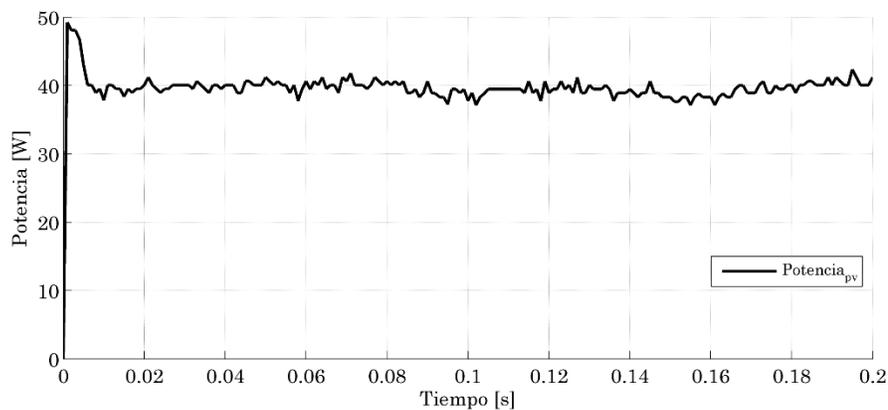


Figura 4.20. Potencia del panel solar bajo las condiciones $I_{rr}=1130 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 50^\circ\text{C}$ y el algoritmo IncCond.

El funcionamiento del algoritmo IncCond contempla una tolerancia $c = 0.2$ (véase Figura 3.9) con la que se han hecho pruebas hasta este momento, por lo que habrá que verificar cuánto influye el valor de esta tolerancia. De acuerdo al Apartado 2.2.2, con una tolerancia menor se obtiene una mayor potencia pero con una respuesta más oscilante, en cambio, con una tolerancia mayor se obtiene un nivel menor de potencia pero con la respuesta menos oscilante.

En la Figura 4.21 se muestran los voltajes de salida con el algoritmo IncCond pero contemplando una tolerancia 10 veces menor $c = 0.02$ bajo las condiciones: $I_{rr} = 1370 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ y $T = 51^\circ\text{C}$. En ella se observa que el voltaje de salida sigue alcanzado su referencia en 22 V.

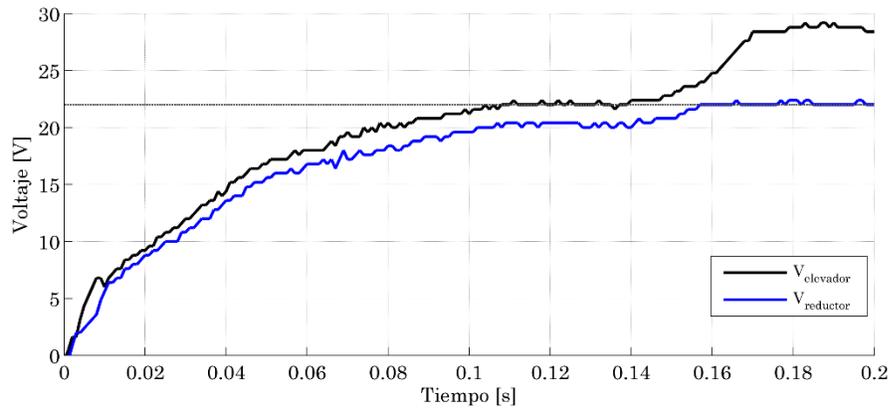


Figura 4.21. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $I_{rr}=1370 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 51^\circ\text{C}$ y el algoritmo IncCond con una tolerancia $c = 0.02$.

En la Figura 4.22 se muestra la respuesta de la potencia en el panel solar con un valor medio de 49.68 W. Aunque la tolerancia disminuyó, ambas son tolerancias pequeñas y no se percibe un cambio pronunciado.

En las Figuras 4.23 y 4.24 se muestran los voltajes de salida y la potencia de salida, respectivamente. En donde se cambió nuevamente la tolerancia pero ahora con un valor 10 veces mayor al original $c = 2$, bajo las condiciones: $I_{rr} = 1390 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ y $T = 53^\circ\text{C}$. Como en el caso anterior se observa que no hay un cambio pronunciado pues la respuesta de potencia es similar a la de las anteriores. Además, el valor medio de 50.38 W también es similar a las anteriores pruebas, por lo que posiblemente con tolerancias mayores se alcance a percibir un cambio.

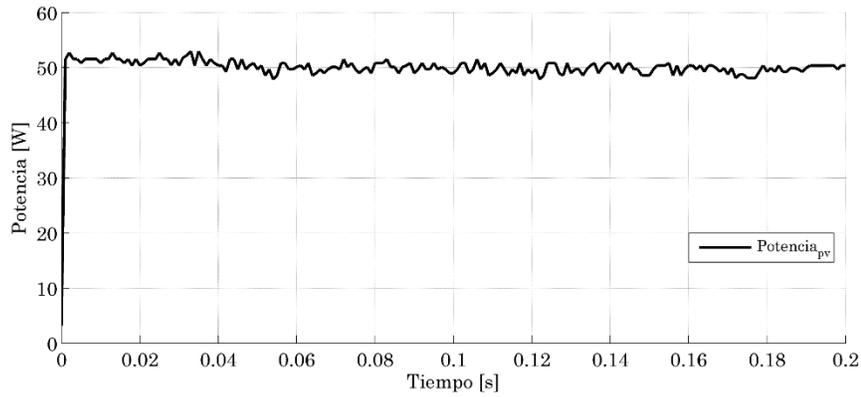


Figura 4.22. Potencia del panel solar bajo las condiciones $I_{rr}=1370 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 51^\circ\text{C}$ y el algoritmo IncCond con una tolerancia $c = 0.02$.

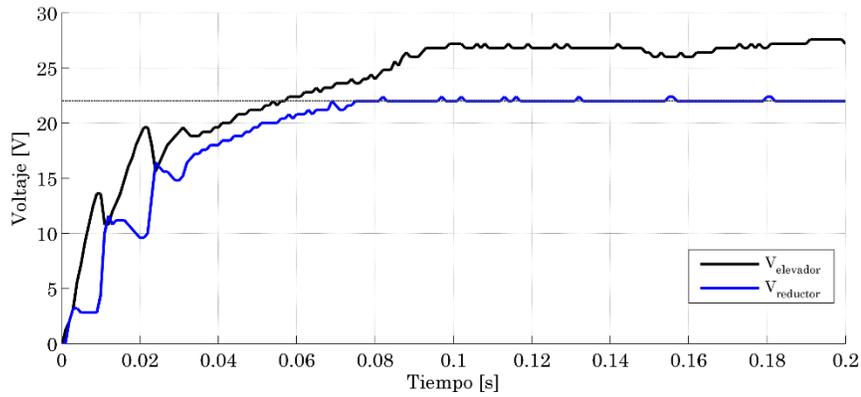


Figura 4.23. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $I_{rr}=1390 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 53^\circ\text{C}$ y el algoritmo IncCond con una tolerancia $c = 2$.

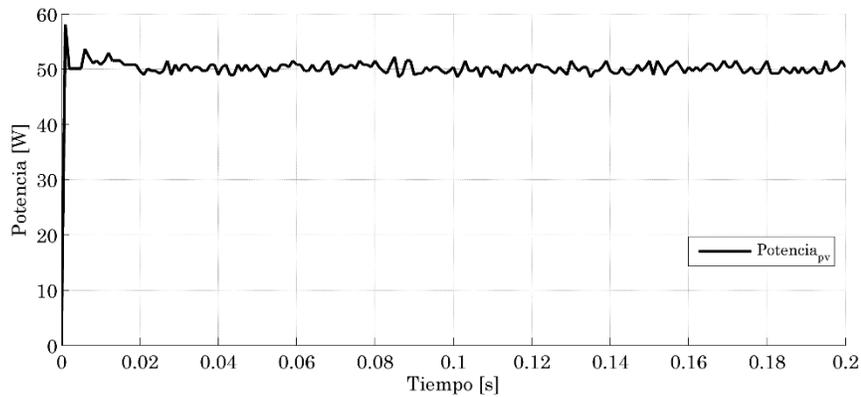


Figura 4.24. Potencia del panel solar bajo las condiciones $I_{rr}=1390 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 53^\circ\text{C}$ y el algoritmo IncCond con una tolerancia $c = 2$.

Las pruebas realizadas hasta el momento han comprobado la efectividad del controlador CRAP regulando el voltaje de salida. Sin embargo, ¿qué nos indica que los algoritmos MPPT realmente están obteniendo la máxima potencia? De las Figuras 4.5 y 4.11 la señal promedio de los algoritmos MPPT rondaba entre el 55%-65%, así que hay que sustituir el control de los algoritmos por un ciclo de trabajo constante menor y mayor para observar la respuesta del sistema.

Para ello, en la Figura 4.25 se muestra la respuesta del sistema sustituyendo los algoritmos MPPT por un ciclo de trabajo constante del 50%. Se observa que la salida del convertidor reductor sigue siendo regulada sobre la referencia y que el voltaje del convertidor tipo elevador ya no presenta las variaciones de las demás pruebas pero no parece que influya. Sin embargo, en la Figura 4.26 se ve claramente que la potencia es bastante menor que la de las pruebas anteriores considerando que el nivel de irradiancia tiene un nivel parecido, por lo que un ciclo de trabajo menor reduce la potencia de salida.

En la Figura 4.27 se muestran los voltajes de salida de los convertidores pero con el ciclo de trabajo constante del 70% sustituyendo a los algoritmos MPPT. Se observa que el voltaje de salida no se regula a 22 V pero no se debe al controlador CRAP, sino a que el voltaje en el convertidor tipo elevador disminuyó aunque el ciclo de trabajo haya sido mayor (esto se debe al acoplo de impedancias). En la Figura 4.28 se observa que la respuesta de potencia también es menor que los algoritmos MPPT. Por tanto, en base a las pruebas anteriores se demuestra la efectividad de los algoritmos MPPT.

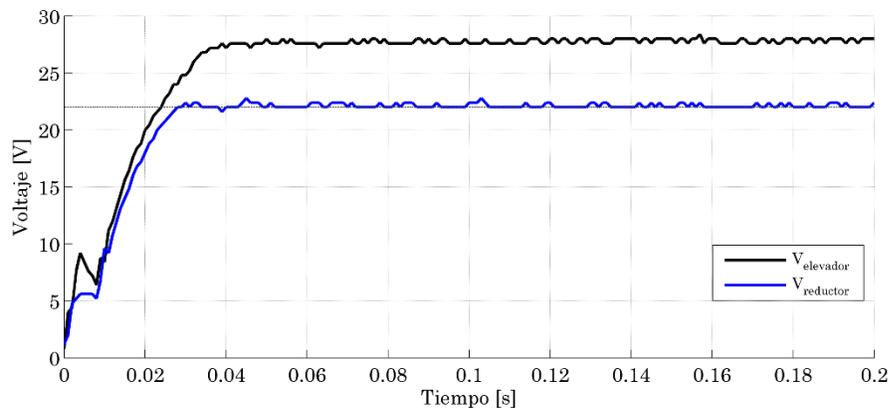


Figura 4.25. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $I_{rr}=1450 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 58^{\circ}\text{C}$ y un ciclo de trabajo constante del 50% en lugar del algoritmo MPPT.

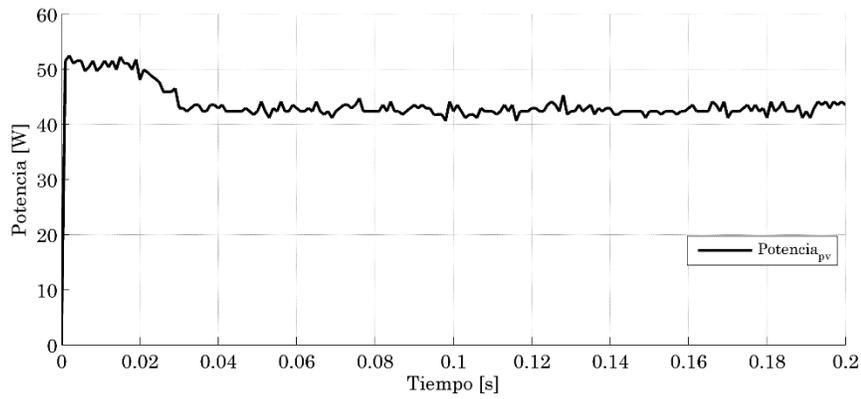


Figura 4.26. Potencia del panel solar bajo las condiciones $I_{rr}=1450 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 58^{\circ}\text{C}$ y un ciclo de trabajo constante del 50% en lugar del algoritmo MPPT.

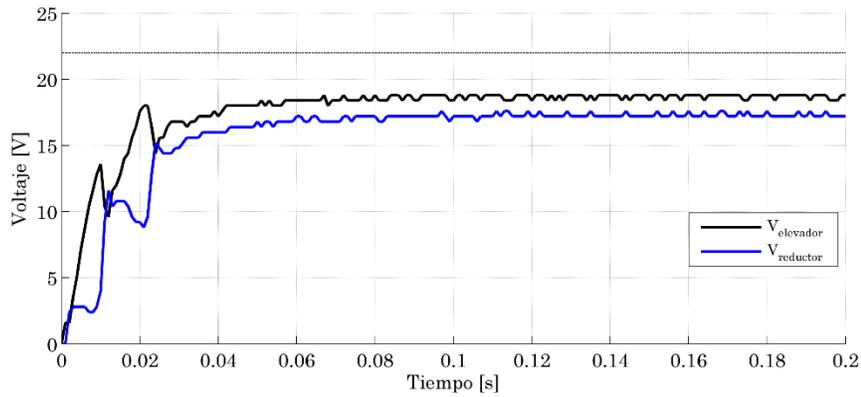


Figura 4.27. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $I_{rr}=1430 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 61^{\circ}\text{C}$ y un ciclo de trabajo constante del 70% en lugar del algoritmo MPPT.

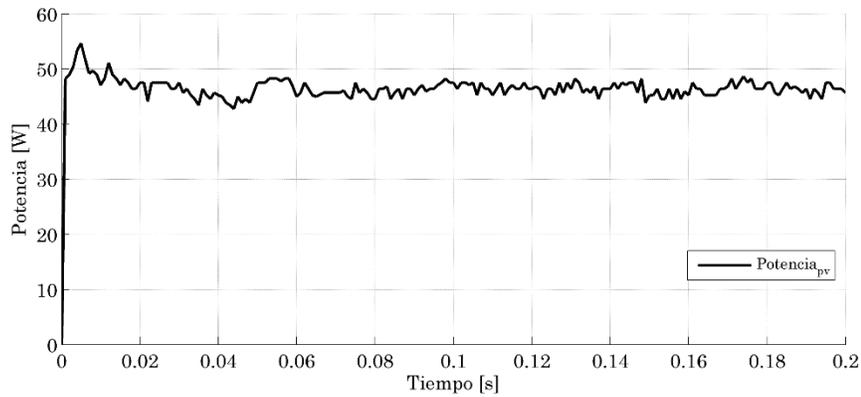


Figura 4.28. Potencia del panel solar bajo las condiciones $I_{rr}=1430 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 61^{\circ}\text{C}$ y un ciclo de trabajo constante del 70% en lugar del algoritmo MPPT.

Por último, en las Figuras 4.28 y 4.29 se muestra el voltaje de salida de ambos convertidores cuando se cambia la referencia de la regulación de voltaje a 20 y 24 V, respectivamente. Lo anterior se realiza conservando las ganancias del controlador auxiliar y del observador GPI, pues se busca observar cómo influye la impedancia del convertidor tipo reductor al del tipo elevador.

Como resultado, las impedancias entre cada convertidor tienen un efecto notorio en el voltaje del convertidor tipo elevador:

- Cuando el convertidor tipo reductor busca regular a 20 V, el voltaje del convertidor tipo elevador incrementa e inclusive supera los 30 V, lo que no se había presentado en las pruebas anteriores.
- Cuando se piden 24 V el voltaje disminuye hasta llegar al punto en el que son cercanos ambos voltajes y dificulta la tarea de regular el voltaje del convertidor tipo reductor.

Cabe mencionar que en ambas figuras el voltaje del convertidor tipo reductor tiene un error en estado estable debido a que las ganancias no se modificaron para ambos casos ya que se pretendía conocer únicamente el comportamiento ante un cambio de referencia.

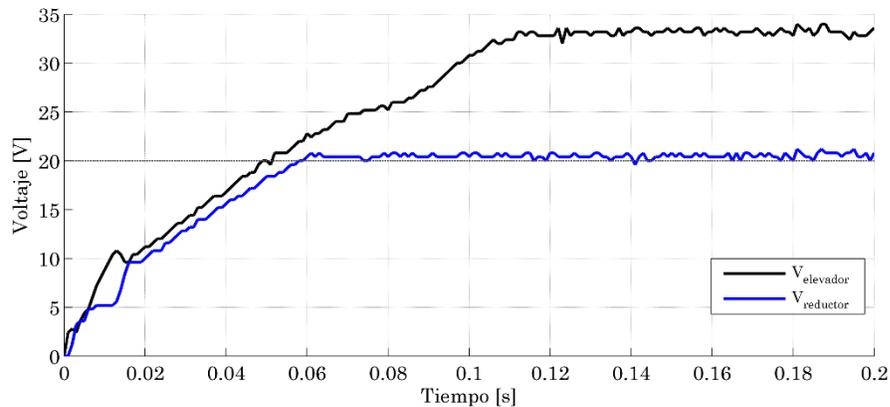


Figura 4.29. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $I_{rr}=1450 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 52^\circ\text{C}$.

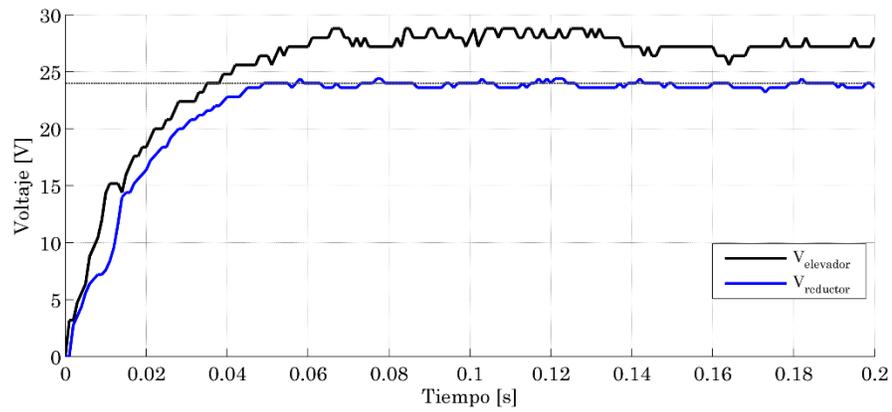


Figura 4.30. Voltajes de salida en los convertidores bajo las condiciones $I_{rr}=1440 \text{ Wm}^{-2}$, $T = 44^{\circ}\text{C}$.

Con las pruebas y resultados presentados en este capítulo se ha completado el diseño del sistema para resolver el problema planteado en el Subcapítulo 1.2. Por lo tanto, el siguiente capítulo es un análisis para abrir paso a la discusión en base a los resultados.

Capítulo 5. Discusión

Después de los resultados de las diferentes pruebas realizadas en el capítulo anterior, el sistema propuesto cumple con los requerimientos respecto a la obtención del punto de máxima potencia y la regulación de voltaje del panel solar Sunmodule SW50. Para ello, con el diseño e implementación de los algoritmos *Perturb and Observe* e *Incremental Conductance* es posible conseguir el MPPT, mientras que con el CRAP se regula el voltaje de salida a una referencia deseada. Esto responde la pregunta de investigación del planteamiento del problema y toma válida la hipótesis, aunque hay que tener en cuenta las siguientes consideraciones.

Para regular el voltaje de salida utilizando un convertidor tipo reductor, es necesario que el voltaje de entrada sea superior al voltaje de referencia ya que este convertidor entrega un voltaje menor al de la entrada. Por tanto, el voltaje de salida del convertidor tipo elevador, que es la entrada al convertidor tipo reductor, debe ser mayor al voltaje de referencia. Sin embargo, el convertidor tipo elevador busca la máxima potencia del panel solar a través de cualquiera de los dos algoritmos presentados, por lo que el voltaje depende de las variables independientes irradiancia y temperatura.

Como resultado, para que el sistema regule la salida a 22 V de acuerdo a las especificaciones de diseño del sistema, es necesario que la irradiancia incidente sobre el panel solar sea de al menos $1050 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ con una temperatura máxima en las celdas de $60 \text{ }^\circ\text{C}$. Este límite se tomó conforme a las pruebas efectuadas, en las que se observó que la irradiancia influye en mayor medida que la temperatura, pero que efectivamente ambas variables tienen efecto en la potencia de las celdas fotovoltaicas.

Respecto a este límite, no se puede decir exactamente en qué rango de tiempo se da durante el día porque: a) las variables independientes varían durante el mes y la estación y b) la orientación de las celdas y la masa del aire hace que la irradiancia sobre el panel solar varíe según el ángulo de incidencia de los rayos del sol. Lo que sí se puede decir es que durante la experimentación esas condiciones se dieron entre las 11:30 a 16:30 horas, en las que se obtenía una irradiancia en el panel entre $1300\text{--}1500 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$.

Además, hay que tener en consideración los factores que bloquean la incidencia de los rayos del sol como son las nubes, ya que se observó que cuando una nube cubre totalmente la luz solar entonces la irradiancia disminuye hasta un nivel entre

200–400 W·m⁻², lo que también ocasiona que bajo esas condiciones tampoco se pueda regular el voltaje de salida a 22 V pues el voltaje en el convertidor tipo elevador no es mayor al voltaje de referencia.

Durante la experimentación, la potencia en el panel solar que se obtuvo fue inclusive mayor a 50 W debido a los algoritmos MPPT *Perturb and Observe* e *Incremental Conductance*. Este nivel corresponde a la potencia bajo condiciones STC que especifica el fabricante. De ahí la importancia en basarse en la hoja de especificaciones del panel solar para realizar el diseño del sistema sin olvidar que esos datos sirven únicamente como referencia pues las condiciones STC se obtienen bajo condiciones controladas.

Los algoritmos MPPT obtenían la máxima potencia variando el ciclo de trabajo del convertidor tipo elevador. En donde se comprobó que al sustituir los algoritmos MPPT con ciclos de trabajo fijos menores y mayores, la respuesta de potencia era menor y no aprovechaba la energía del panel solar, de ahí la importancia de utilizar estos algoritmos MPPT para aprovechar al máximo la transformación de la energía solar en eléctrica.

Es importante destacar que ambos algoritmos fueron sencillos de diseñar e implementar y tienen muchas similitudes entre ellos; razón por la cual se eligieron estos algoritmos entre las opciones encontradas en la literatura. Además, los algoritmos no requirieron ningún parámetro del panel solar o pre-configuración, por lo que su diseño fácilmente se puede trasladar a otro panel solar pues los algoritmos requieren conocer únicamente el voltaje y la corriente en tiempo real para modificar la respuesta y buscar situarse sobre el punto de máxima potencia. Al realizar la búsqueda de este punto, se observó que tanto el voltaje como la corriente variaban a través del tiempo, pero la respuesta de la potencia tenía un valor en estado estable, en donde el valor al que tiende depende de las variables independientes.

A pesar de que se utilizaron dos algoritmos MPPT para la misma causa, no se puede efectuar una comparación de manera precisa ni obtener una conclusión que indique cuál se adecuó mejor a las necesidades debido a que su comportamiento fue similar entre ellos. La razón por la que no se puede llevar a cabo esa comparación es porque el panel solar depende de las variables independientes y no se tiene control sobre ellas.

Sin embargo, el objetivo de este trabajo no era realizar una comparación entre los algoritmos P&O e IncCond, sino utilizarlos para obtener la máxima potencia del panel solar Sunmodule SW50 como fue el caso. Si tuviera que elegir entre ambos, optaría por el algoritmo *Perturb and Observe* por el hecho de que realiza un menor número de cálculos permitiendo reducir la complejidad del sistema obteniendo resultados similares.

Con respecto al controlador CRAP, se observó que regulaba el voltaje de salida manteniendo el valor de referencia y siempre fue robusto ante variaciones del voltaje de entrada, excepto cuando se tenían limitaciones físicas provocadas por las variables independientes. Las principales características que destacan al controlador por rechazo activo de perturbaciones son: a) buena respuesta dinámica, b) se basa en la propiedad de planitud diferencial, c) implementación medianamente compleja, pero sobre todo que d) rechaza de manera activa las perturbaciones internas y externas del sistema manteniendo una respuesta robusta.

Estas fueron las razones principales para la elección de este controlador, pues aunque consideré una mayor cantidad de recursos que un controlador clásico (PI, PD, PID), el controlador CRAP logra rechazar de forma activa las perturbaciones del sistema en base a observadores y controladores auxiliares. Respecto al observador de estado extendido GPI se obtuvo una buena estimación pues su respuesta tiene una forma similar al voltaje de salida, estimar de manera precisa los valores permite asegurar un buen funcionamiento del controlador, pues una estimación errónea provoca comportamientos no deseados y deriva un mal funcionamiento del sistema.

Es importante destacar que la respuesta transitoria del controlador CRAP no parece tener la forma idónea. Esto no se debe a un mal funcionamiento del controlador, sino a que la velocidad del voltaje del convertidor elevador (entrada al convertidor tipo reductor) es más lenta y el voltaje de salida se restringe al voltaje de entrada. Por tanto, la respuesta transitoria del voltaje de salida regulado tiene una forma similar a la respuesta transitoria del convertidor tipo elevador para la cual se están utilizando los algoritmos MPPT. La velocidad del controlador CRAP se observa una vez que el voltaje del convertidor elevador sea mayor al de referencia.

Aun así, en todas las pruebas se observa que el tiempo de establecimiento del voltaje de salida del sistema es menor a 200 ms y que mantiene una respuesta robusta

a menos de que las variables independientes no lo permitan, aunque como se ha mencionado es una limitación física y no es propia del controlador.

Además, el controlador CRAP permite variar el voltaje de referencia ajustando las ganancias del observador GPI y del controlador auxiliar por si es necesario un nivel diferente. Aunque para este caso en particular, de acuerdo a las pruebas realizadas se deben considerar niveles entre 0 a 24 V para que las variables independientes no impongan condiciones de irradiancia y temperatura de las celdas que no se lleguen alcanzar en el sistema.

A pesar de que el hardware del sistema son etapas en cascada que tienen dependencia entre ellas, en el caso del software no es así. Es decir, el controlador CRAP no depende de los algoritmos MPPT (ni siquiera entre éstos se tiene dependencia de algún tipo) y viceversa, obtenido un sistema que ejecuta operaciones de tres entidades distintas. Por tal motivo, se optó por un FPGA ya que permite ejecutar operaciones de manera concurrente, obteniendo un sistema que lleve a cabo el funcionamiento de cada entidad tal como se diseñó, eliminando retardos y mayor complejidad del sistema ocasionado al utilizar un dispositivo digital que no soporte concurrencia.

Este análisis se llevó a cabo desde un inicio de acuerdo a la metodología para sistemas empotrados propuesta por A. Berger, esta metodología es la que mejor se adaptó para alcanzar el logro de los objetivos de este sistema porque considera aspectos del hardware y del software, considerando que la integración de ambas partes generarán un sistema que tiene una aplicación específica como en el caso del sistema desarrollado en este trabajo de tesis.

Aun así, se tuvo que adaptar la metodología a este sistema puesto que no se considera en este trabajo la última de las siete fases que abarca aspectos de mantenimiento y actualización. Esto se debe a que el objetivo de esta investigación se cumple al finalizar la fase seis a lo que A. Berger denomina “lanzamiento del producto”, que implicó que al sistema se le realizaron las pruebas suficientes para tomar válida la hipótesis.

Con base a la metodología se cumplieron los objetivos planteados, aunque hay que tener presente que a pesar de que se obtiene la máxima potencia en el panel solar Sunmodule SW50, ésta no se transfiere en su totalidad a la carga puesto que la potencia de salida es constante. Esto se debió a que en el diseño no se conocía *a priori* la máxima

potencia bajo las variables independientes irradiancia y temperatura en la localización física del panel solar, por tal motivo, este trabajo deja un precedente para utilizar este tipo de paneles solares considerando que uno de los aspectos que se podría mejorar es que la etapa de regulación de voltaje requiriera una potencia cercana a la máxima potencia obtenida en el panel solar.

Si lo que se desea es que el sistema no dependa en gran medida de las variables independientes, una de las soluciones comúnmente utilizadas es la conexión de un arreglo de paneles solares. Lo anterior también permite manipular mayores cantidades de potencia, la que en su mayoría se busca trasladar a la red eléctrica generalmente. Esto se lleva a cabo empleando una micro-red, por lo que este trabajo formaría parte de ella para tener un voltaje regulado de manera robusta que puede servir para dispositivos electrónicos que requieran un nivel de CD sin tener que transformarlo de CD a CA y de CA a CD nuevamente, incrementando la eficiencia del sistema y disminuyendo las etapas del mismo. Debido a que la respuesta de voltaje es robusta, este sistema se puede emplear en aplicaciones para cargar baterías. Inclusive, se podrían obtener varias regulaciones de voltaje utilizando varias etapas de convertidores a partir de una misma entrada, teniendo en cuenta las limitaciones de potencia del sistema con respecto a las variables independientes.

Con base a lo anterior, una de las líneas futuras de investigación es diseñar un sistema que a partir de un arreglo de paneles solares obtenga la máxima potencia y se emplee en una micro-red que transfiera energía de CD a CA conectándose a la red eléctrica, considerando etapas adicionales como la de regulación de voltaje utilizada en este trabajo para obtener un nivel de CD en alguna aplicación que lo requiera y para cargar una batería que suministre energía en caso de que la potencia del arreglo de paneles solares no sea suficiente, e inclusive, alimentar la circuitería utilizada.

Bibliografía

- [1] C. Osorio, «Modeling and Simulation of PV Solar Power Inverters,» MathWorks, 1 Junio 2011. [En línea]. Available: <http://www.mathworks.com/videos/>. [Último acceso: 1 Enero 2016].
- [2] I. V. Banu y M. Istrate, «Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays,» *Buletinul AGIR*, vol. I, n° 3, pp. 161-166, 2012.
- [3] V. Khanna, B. K. Das y D. Bisht, «MATLAB/Simelectronics Models Based Study of Solar Cells,» *International Journal of Renewable Energy Research*, vol. III, n° 1, pp. 30-34, 2013.
- [4] G. Venkateswarlu y P. S. Raju, «Simscape Model of Photovoltaic Cell,» *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. II, n° 5, pp. 1766-1772, 2013.
- [5] M. Boujemaa y C. Rachid, «Different methods of modeling a photovoltaic cell using Matlab/Simulink/Simscape,» *International Journal of Scientific & Engineering Research*, vol. V, n° 6, pp. 671-677, 2014.
- [6] A. P. Kumar, A. M. Parimi y K. U. Rao, «A Comparative Study of Model Based Design of PV cell in MATLAB/Simulink/Simscape,» *International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering*, vol. III, n° 1, pp. 37-42, 2014.
- [7] A. Shukla, M. Khare y K. N. Shukla, «Modeling and Simulation of Solar PV Module on MATLAB/Simulink,» *International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology*, vol. IV, n° 1, pp. 18516-18527, 2015.
- [8] M. A. Green, K. Emery, Y. Hishikawa, W. Warta y E. D. Dunlop, «Solar cell efficiency tables (Version 45),» *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, vol. I, n° 23, pp. 1-9, 2015.
- [9] A. Mellit, H. Rezzouk, A. Messai y B. Medjahed, «FPGA-based real time implementation of MPPT-controller for photovoltaic systems,» *Renewable Energy*, vol. V, n° 36, pp. 1652-1661, 2011.
- [10] C. S. Murdoch y S. N. Reynoso, «Design and Implementation of a MPPT Circuit for a Solar UAV,» *IEEE Latin America Transactions*, vol. XI, n° 1, pp. 108-111, 2013.
- [11] D. Choudhary y A. R. Saxena, «DC-DC Buck-Converter for MPPT of PV System,» *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, vol. IV, n° 7, pp. 813-821, 2014.

- [12] M. Lokanadham y K. V. Bhaskar, «Incremental Conductance Based Maximum Power Point Tracking (MPPT) for Photovoltaic System,» *International Journal of Engineering Research and Applications*, vol. II, n° 2, pp. 1420-1424, 2012.
- [13] P. Mohanty, G. Bhuvaneswari, R. Balasubramanian y N. K. Dhaliwal, «Performance Assessment of Different MPPT Techniques for Solar PV System with Varying Insolation and Temperature,» *Control System and Power Electronics*, vol. I, n° 1, pp. 564-571, 2012.
- [14] G. Varshney, D. Chauhan y M. Dave, «Simscape Based Modelling & Simulation of MPPT Controller for PV Systems,» *IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering*, vol. IX, n° 6, pp. 41-46, 2014.
- [15] M. A. G. d. Brito, L. Galotto, L. P. Sampaio, G. d. A. Melo y C. A. Canesin, «Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. LX, n° 3, pp. 1156-1167, 2013.
- [16] A. Kuperman, M. Averbukh y S. Lineykin, «Maximum power point matching versus maximum power point tracking for solar generators,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. I, n° 19, pp. 11-17, 2013.
- [17] W. K. Francis, B. S. Shanifa y M. Johnson, «MATLAB/Simulink PV Module Model of P&O and DC Link CDC MPPT Algorithms with Labview Real Time Monitoring and Control Over P&O Technique,» *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. III, n° 5, pp. 92-101, 2014.
- [18] S. Singh, L. Mathew y S. Shimi, «Design and Simulation of Intelligent Control MPPT Technique for PV Module Using MATLAB/SIMSCAPE,» *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. II, n° 9, pp. 4554-4566, 2013.
- [19] L. Zaghba, N. Terki, A. Borni y A. Bouchakour, «Intelligent Control MPPT Technique for PV Module at Varing Atmospheric Conditions Using MATLAB/Simulink,» *IEEE Renewable and Sustainable Energy*, vol. I, n° 1, pp. 661-666, 2014.
- [20] R. F. Farfán, C. A. Cadena y L. T. Villa, «Experiencia en el uso de la Lógica Difusa para el Control del Seguimiento del Punto de Máxima Potencia en Convertidores para Módulos Fotovoltaicos,» *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, vol. XII, n° 2, pp. 208-217, 2015.
- [21] S. Reshmi y K. G. Joe-Nigel, «Comparative Study of Photovoltaic System Employing PI, PID and Sliding Mode Controller,» *International Journal of Engineering Research & Technology*, vol. III, n° 3, pp. 1499-1502, 2014.

- [22] P. Bhatnagar y R. Nema, «Maximum power point tracking control techniques: State-of-the-Art in photovoltaic applications,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. I, n° 23, pp. 224-241, 2013.
- [23] K. Ishake y Z. Slam, «A review of maximum power point tracking techniques of PV system for uniform insolation and partial shading condition,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. I, n° 19, pp. 475-488, 2013.
- [24] A. R. Reisi, M. H. Moradi y S. Jamasb, «Classification and comparison of maximum power point tracking techniques for photovoltaic system: A review,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. I, n° 19, pp. 433-443, 2013.
- [25] N. Agarwal, «Design and Simulink of Intelligent Solar Energy Improvement with PV Module,» *International Journal of Information & Computation Technology*, vol. IV, n° 6, pp. 619-628, 2014.
- [26] S. Ramyaka, S. R. Raghunadha y R. N. Sambasiva, «SIMULINK Model of PV array with MPPT using Cuk converter,» *International Journal of Scientific & Engineering Research*, vol. VI, n° 4, pp. 1692-1698, 2015.
- [27] D. M. Mariño Vierira, Sistema de carga de baterías mediante el uso de energía solar, Bogotá: Pontificia Universidad Javeriana, 2010.
- [28] J. L. Silva Perales, Cargador de Baterías a partir de Celdas Solares basado en el Convertidor CUK, Cuernavaca, Morelos: Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, 2015.
- [29] S. Sumathi, L. A. Kumar y P. Surekha, Solar PV and wind energy conversion systems, Berlín: Springer International Publishing, 2015.
- [30] G. Salazar y D. Carrión, «Characterization and Modeling of the Efficiency of Photovoltaic Systems,» *IEEE Latin America Transactions*, vol. XIII, n° 8, pp. 2580-2586, 2015.
- [31] D. Guasch Murillo, Modelado y análisis de sistemas fotovoltaicos, Barcelona: Universidad Politécnica de Cataluña, 2003.
- [32] S. M. Mostafa y F. Alam, Design of a Solar Photo-voltaic Power Conditioning System and MPPT with Simulation, Analysis, and Comparison of Algorithms, Dhaka, Bangladesh: Daffodil International University, 2014.
- [33] S. M. A. Sourabh Sinha, «DC-DC Converter Connection of Photovoltaic Module,» *International Journal of Electrical and Electronics Research*, vol. I, n° 2, pp. 104-113, 2011.
- [34] M. Ganga, «Power Optimization Strategy of a Cascaded Dc/Dc Converter Topologies for Grid Connected Photo Voltaic System,» *International Journal of*

Innovative Reserch in Science, Engineering and Technology, vol. III, n° Especial 3, pp. 733-740, 2014.

- [35] B. C. Kuo, *Sistemas de control automático*, Edo. de México: Prentice Hall Hispanoamérica, 1996.
- [36] K. Ogata, *Ingeniería de control moderna*, Madrid: Pearson Educación, 2001.
- [37] K. Ogata, *Sistemas de control en tiempo discreto*, Edo. de México: Prentice Hall Hispanoamérica, 2011.
- [38] H. Sira-Ramírez, R. Márquez, R. Rivas-Echevarría y F. Llanes-Santiago, *Control de sistemas no lineales: linealización aproximada, extendida, exacta*, Madrid: Pearson Prentice Hall, 2005.
- [39] M. I. Arteaga Orozco, *Control no lineal de convertidores conmutados CC/CC: Análisis de prestaciones y verificación experimental*, Barcelona: Universidad Politécnica de Cataluña, 2006.
- [40] J. J. S. G. Solsona y C. Busada, «Nonlinear Control of a Buck Converter Feeding a Constant Power Load,» *IEEE Latin America Transactions*, vol. XII, n° 5, pp. 899-903, 2014.
- [41] E. W. Zurita-Bustamante, J. Linares-Flores, E. Guzmán-Ramírez y H. Sira-Ramírez, «A Comparison Between the GPI and PID Controllers for the Stabilization of a DC–DC “Buck” Converter: A Field Programmable Gate Array Implementation,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. LVIII, n° 11, pp. 5251-5262, 2011.
- [42] L. F. Lozano-Valencia, L. F. Rodríguez-García y D. Giraldo-Buitrago, «Diseño, Implementación y Validación de un controlador PID Autosintonizado,» *TecnoLógicas*, vol. I, n° 28, pp. 33-53, 2012.
- [43] S. Vijayalakshmi y T. Sree Renga Raja, «Time domain based Digital PWM controller for DC-DC converter,» *Automatika-Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications*, vol. IV, n° 55, pp. 434-445, 2014.
- [44] S. Mamatha, R. K. Shubha y S. C. Veena, «FPGA Based Digital Controller for DC-DC Buck Converter,» *International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering*, vol. III, n° 5, pp. 4616-4623, 2015.
- [45] H. Sira-Ramírez, A. Luviano-Juárez y J. Cortés-Romero, «Control lineal robusto de sistemas no lineales diferencialmente planos,» *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, vol. VIII, n° 1, pp. 14-28, 2011.

- [46] J. Linares-Flores, A. Antonio-García y A. Orantes-Molina, «Arranque suave para un motor de CD a través de un convertidor reductor CD-CD,» *Ingeniería Investigación y Tecnología*, vol. XII, n° 2, pp. 137-148, 2011.
- [47] M. Truntic, M. Milanovic y K. Jezernik, «Discrete-event switching control for buck converter based on the FPGA,» *Control Engineering Practice*, vol. V, n° 19, pp. 502-514, 2011.
- [48] E. Y. Veslin, J. Slama, M. S. Dutra y O. Lengerke, «Motion Planning on Mobile Robots Using Differential Flatness,» *IEEE Latin American Transactions*, vol. IX, n° 7, pp. 1006-1011, 2011.
- [49] E. W. Zurita Bustamante, Diseño e implementación de un control GPI en un FPGA para un convertidor cd-cd tipo reductor, Huajuapán de León: Universidad Tecnológica de la Mixteca, 2011.
- [50] E. W. Zurita-Bustamante, J. Linares-Flores, E. Guzmán-Ramírez y H. Sira-Ramírez, «FPGA Implementation of PID Controller for the Stabilization of a DC-DC “Buck” Converter,» de *Frontiers in Advanced Control Systems*, InTech, 2012, pp. 215-230.
- [51] I. González García, Control robusto basado en FPGA de convertidores cd/cd en paralelo, Huajuapán de León: Universidad Tecnológica de la Mixteca, 2015.
- [52] M. A. Gómez López, C. B. Goy y M. C. Herrera, «Design, Implementation and Evaluation of a FPGA Embedded Digital System Course at the University Level,» *IEEE Latin America Transactions*, vol. XI, n° 1, pp. 137-142, 2013.
- [53] X. Labandeira, P. Linares y K. Würzburg, «Energías renovables y cambio climático,» *Cuadernos Económicos de ICE*, vol. I, n° 83, pp. 37-60, 2012.
- [54] Grupo Intergubernamental de expertos Sobre el Cambio Climático IPCC, «Fuentes de energía renovables y mitigación del cambio climático,» Cambridge University Press, Cambridge y New York, 2011.
- [55] Agencia Internacional de Energía, «Energy and Climate Change,» OECD/IEA, París, 2015.
- [56] A. S. Berger, Embedded Systems Design: An Introduction to Processes, Tools, and Techniques, USA: CMP Books, 2002.
- [57] International Renewable Energy Agency, «Renewable Energy Cost Analysis - Solar Photovoltaics,» *IRENA Insights*, vol. I, n° 4, pp. 1-45, 2012.
- [58] M. H. Rashid, Power Electronics Handbook: Devices, Circuits and Applications, USA: Academic Press, 2011.

- [59] H. L. Gasquet, *Conversión de la luz solar en energía eléctrica: manual teórico y práctico sobre los sistemas fotovoltaicos*, Cuernavaca, Morelos: Solartronic S.A. de C.V., 2004.
- [60] General Electric Company & NASA, «Investigation of a Family of Power Conditioners Integrated into the Utility Grid,» *Final Report*, 1981.
- [61] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo y M. Vitelli, «Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. XX, n° 4, pp. 963-973, 2005.
- [62] O. Waszynek, «Dynamic Behavior of a Class of Photovoltaic Power Systems,» *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vols. %1 de %2PAS-102, n° 9, pp. 3031-3037, 1983.
- [63] K. H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino y M. Osakada, «Maximum Photovoltaic Power Tracking: an Algorithm for Rapidly Changing Atmospheric Conditions,» *IEEE Proceedings-enerations, Transmission and Distribution*, vol. CXLII, n° 1, pp. 59-64, 1995.
- [64] N. Echeverría, M. Judewicz, G. Murcia, J. Strack y S. A. González, «Algoritmo de conductancia incremental con doble cota,» de *24° Congreso Argentino de Control Automático AADECA*, Buenos Aires, 2014.
- [65] D. W. Hart, *Electrónica de potencia*, Madrid: Pearson Educación, 2001.
- [66] N. Mohan, T. M. Undeland y W. P. Robbins, *Electrónica de potencia: convertidores, aplicaciones y diseño*, México, D.F.: McGraw-Hill/Interamérica, 2009.
- [67] D. W. Hart, *Power electronics*, New York: Tata McGraw-Hill Education, 2011.
- [68] J. Han, «From PID to Active Disturbance Rejection Control,» *IEEE on Industrial Electronics*, vol. LVI, n° 3, pp. 900-906, 2009.
- [69] C. D. Johnson, «Accommodation of External Disturbances in Linear Regulator and Servomechanism Problems,» *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. XVI, n° 6, pp. 635-644, 1971.
- [70] H. Sira-Ramírez y S. K. Agrawal, *Differentially Flat Systems*, USA: CRC Press, 2004.
- [71] M. Fliess, J. Lévine, P. Martin y P. Rouchon, *Sur les systèmes non linéaires différentiellement plats*, París, Francia: C. R. Acad. Sci., 1992.
- [72] SolarWorld AG, «Sunmodule SW 50 poly RMA data sheet,» SolarWorld AG, USA.