



---

---

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE YUCATÁN**

**FACULTAD DE INGENIERÍA**

**UNIDAD DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN**

**“SEGUIDOR DE PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA PARA  
VARIACIONES RÁPIDAS DE IRRADIACIÓN”**

**TÉSIS**

**PRESENTADA POR:**

**I.M. ROBERTO ISAAC RICO CAMACHO**

**EN OPCIÓN AL GRADO DE**

**MAESTRO EN INGENIERÍA**

**OPCIÓN ENERGÍAS RENOVABLES**

**MÉRIDA, YUCATÁN, MÉXICO**

**2017**

## Resumen

La energía solar es de fácil aprovechamiento, y representa un recurso abundante en México. Por ello, mejorar la eficiencia de los sistemas que la aprovechan es de gran importancia.

Los paneles fotovoltaicos poseen un punto de máxima potencia (MPP) en la curva característica potencia vs. voltaje. Por ello, es deseable que las celdas operen siempre en dicho MPP para aprovechar la máxima potencia disponible de los sistemas fotovoltaicos. Con el fin de conseguir esto, se han desarrollado algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT). No obstante, debido a limitaciones inherentes de los algoritmos tradicionales, estos algoritmos fallan cuando se ven sometidos a cambios rápidos de irradiación (y/o temperatura).

Con el objeto de tomar decisiones de control correctas, se requiere mejorar los algoritmos de MPPT. La tesis propone un nuevo algoritmo para MPPT basado en el algoritmo P&O. La idea detrás del algoritmo propuesto es realizar perturbaciones en zigzag antes de tomar una decisión de control. Estas perturbaciones adicionales permiten al algoritmo diferenciar entre los efectos causados por las perturbaciones del controlador de aquellos producidos por cambios de irradiación (y/o temperatura).

El algoritmo propuesto es comparado con el algoritmo P&O tradicional. Para evaluar ambos algoritmos, se planteó una plataforma que consta de un emulador fotovoltaico (PV), una interfaz gráfica, un circuito de control, y un procesador digital de señales. Esta plataforma permite operar el emulador PV según la lógica de cada algoritmo.

El emulador PV fue programado para replicar el comportamiento de una celda sometida a los perfiles de irradiación contemplados en el estándar de prueba

europeo EN50530:2010. Para llevar al emulador PV al punto de operación determinado por los algoritmos de MPPT, y así extraer la potencia producida por el emulador PV, se diseñó y construyó un convertidor DC-DC de tipo *boost*.

Se realizaron pruebas y se registraron los datos obtenidos, desplegándolos como gráficas y tablas para facilitar su análisis. Las pruebas completas descritas en el estándar incluyen cambios rápidos y lentos de irradiación. En ambos escenarios se muestra que el algoritmo propuesto es más eficiente que el P&O tradicional. Por lo que podría tener aplicaciones en escenarios donde se presenten cambios rápidos de irradiación frecuentes.

En conclusión, las pruebas muestran que al diferenciar entre los cambios de potencia producidos por la perturbación misma del algoritmo de aquellos causados por cambios en irradiación (y/o temperatura) se mejora la eficiencia de los MPPT.

## Índice

Lista de tablas .....	V
Lista de figuras .....	VI
Lista de abreviaturas .....	XII
Seguidor de punto de máxima potencia para variaciones rápidas de irradiación....	1
Capítulo 1 Introducción .....	1
1.1. Justificación.....	2
1.1.1. Energía fotovoltaica .....	3
1.1.2. Irradiación cambiante.....	5
1.1.3. Relevancia local.....	6
1.1.4. Relevancia en la UADY .....	6
1.2. Hipótesis .....	6
1.3. Objetivos .....	7
1.3.1. Objetivo general.....	7
1.3.2. Objetivos específicos .....	7
Capítulo 2 Marco teórico .....	9
2.1. Comportamiento del Panel PV.....	9

2.2. Funcionamiento básico del algoritmo P&O .....	15
2.3. Mejoras existentes a los sistemas de MPPT .....	17
2.3.1. Mejoras al algoritmo.....	17
2.3.2. Topologías alternativas con redistribución del MPPT .....	22
2.4. Convertidores DC-DC .....	23
2.5. Métodos de prueba para MPPT .....	25
2.5.1. Eficiencia del MPPT .....	25
2.6 Conclusiones de la revisión de la literatura.....	30
Capítulo 3 Metodología .....	31
3.1. Diseño del circuito MPPT .....	32
3.1.1. Placa de potencia .....	33
3.1.2. Placa de control .....	39
3.2. Construcción del prototipo diseñado.....	42
3.3. Algoritmo MPPT propuesto .....	46
3.3.1. Simulación del algoritmo propuesto.....	53
3.4. Implementación del algoritmo en un DSP .....	56
3.4.1. Bloque del convertidor boost .....	57
3.4.2. Programa del DSP F28335.....	58
3.5. Programación del emulador de módulos fotovoltaicos.....	72
3.5.1. Programa LabVIEW .....	73
3.5.2 Programación de los perfiles de irradiación.....	77
3.5.3 Obtención del MPP real para distintos perfiles de irradiación.....	78
3.6. Pruebas experimentales .....	80
Capítulo 4 Resultados .....	82

4.1. Prueba estandarizada completa.....	84
4.2. Prueba de cambio lento para fluctuaciones de 10-50% STC.....	88
4.3. Prueba de cambio rápido para fluctuaciones de 10-50% STC.....	91
4.4. Prueba de cambio lento para fluctuaciones de 30-100% STC.....	95
4.5. Prueba de cambio rápido para fluctuaciones de 30-100% STC.....	99
4.6. Prueba de escalón .....	102
4.7. Análisis de resultados .....	106
Capítulo 5 Conclusiones .....	113

## Lista de tablas

Tabla 2.1. Prueba de MPPT dinámica 30%-100%. .....	29
Tabla 2.2. Prueba de MPPT dinámica 10%-50% del estándar EN 50530:2010....	30
Tabla 3.1. Valores de inductancia para diferente número de espiras con el núcleo elegido.....	44
Tabla 4.1. Eficiencia vs pendiente del P&O para el perfil de irradiación para la prueba 10-50% STC del estándar EN5030:2010. ....	107
Tabla 4.2. Eficiencia vs pendiente del P&O para el perfil de irradiación para la prueba 30-100% STC del estándar EN5030:2010. ....	107
Tabla 4.3. Eficiencia vs pendiente del MS-MPPT para el perfil de irradiación para la prueba 10-50% STC del estándar EN5030:2010. ....	108
Tabla 4.4. Eficiencia vs pendiente del MS-MPPT para el perfil de irradiación para la prueba 30-100% STC del estándar EN5030:2010. ....	109

## Lista de figuras

Figura 1.1. Proyección de participación de las diversas fuentes renovables en el panorama mundial (REN 21 2014).....	2
Figura 1.2. Evolución de la generación mundial en Giga watts de energía fotovoltaica (REN 21 2014).....	4
Figura 1.3. Gráfica de radiación global (rojo) y difusa (azul) de marzo 7 2015 en la FIUADY.....	5
Figura 2.1. Circuito equivalente de un panel fotovoltaico.....	10
Figura 2.2. Circuito eléctrico equivalente simplificado de un panel fotovoltaico. ...	11
Figura 2.3. Ejemplo de curvas de corriente vs voltaje y curva de potencia.....	12
Figura 2.4. Diagrama de flujo del algoritmo P&O tradicional.....	16
Figura 2.5. Trayectoria de las perturbaciones realizadas por un MPPT P&O durante un cambio en irradiación de 200 a 800 W/m <sup>2</sup> . ....	19
Figura 2.6. Diagrama de MPPT individuales (Kajihara y Harawaka 2005).....	23
Figura 2.7. Diagrama de un convertidor boost.....	24
Figura 2.8. Secuencia de prueba para fluctuaciones entre intensidades de irradiación bajas y medias del estándar EN 50530:2010. ....	28
Figura 2.9. Secuencia de prueba para fluctuaciones entre intensidades de irradiación medias y altas del estándar EN 50530:2010. ....	29
Figura 3.1. Diagrama de la plataforma de pruebas.....	31
Figura 3.2. Esquemático de la placa de potencia.....	33
Figura 3.3. Diagrama esquemático en Proteus del convertidor de potencia.....	36
Figura 3.4. Diagrama esquemático en Proteus del circuito utilizado para medir el voltaje.....	37

Figura 3.5. Diagrama esquemático en Proteus del circuito utilizado para medir la corriente. ....	38
Figura 3.6. Diagrama esquemático en Proteus del conector entre las placas de potencia y control. ....	38
Figura 3.7. Visualización en 3D de la placa de potencia. ....	39
Figura 3.8. Diagrama esquemático en Proteus del circuito de disparo. ....	40
Figura 3.9. Diagrama esquemático en Proteus del circuito de adecuación para las señales de los sensores. ....	41
Figura 3.10. Visualización en 3D de la placa de control. ....	42
Figura 3.11. Sensor de corriente (1), conector central entre la placa de control y la de potencia (2), y sensor de voltaje (3). ....	43
Figura 3.12. Núcleos para la elaboración de la bobina del boost. ....	43
Figura 3.13. Bobina utilizada terminada. ....	45
Figura 3.14. Distribución final del circuito desarrollado. ....	46
Figura 3.15. Funcionamiento de un MPPT con estados adicionales de observación/muestreo. ....	47
Figura 3.16. Diagrama de funcionamiento del algoritmo propuesto. ....	48
Figura 3.17. Diagrama de flujo para el MS-MPPT propuesto. ....	52
Figura 3.18. Comportamiento de voltaje y corriente ideal (punteado) vs real (sólido) del P&O ante cambios rápidos de irradiación. ....	53
Figura 3.19. Comportamiento de potencia ideal (punteado) vs real (sólido) del P&O ante cambios rápidos de irradiación. ....	54
Figura 3.20. Comportamiento de voltaje y corriente ideal (punteado) vs real (sólido) del MS-MPPT ante cambios rápidos de irradiación. ....	55
Figura 3.21. Comportamiento de potencia ideal (punteado) vs real (sólido) del MS-MPPT ante cambios rápidos de irradiación. ....	56



Figura 3.22. Módulo de Simulink para la simulación del comportamiento de un panel PV.....	57
Figura 3.23. Diseño del circuito de potencia simulado con Simscape Power Systems en Simulink. ....	58
Figura 3.24. Diagrama en Simulink de la simulación del DSP F28335. ....	58
Figura 3.25. Diagrama en Simulink de la etapa para adaptación de mediciones..	60
Figura 3.26. Diagrama en Simulink del programa descargado al DSP. ....	60
Figura 3.27. Diagrama en Simulink de la rutina del ADC. ....	61
Figura 3.28. Diagrama en Simulink de la comunicación serial. ....	63
Figura 3.29. Diagrama del circuito de potencia a utilizar.....	64
Figura 3.30. Diagrama en Simulink de la rutina de MPPT.....	70
Figura 3.31. Diagrama en Simulink del generador de PWM .....	71
Figura 3.32. Display frontal del simulador de paneles fotovoltaicos Agilent E4351B. .....	72
Figura 3.33. Inicialización del programa de operación del emulador en LabVIEW. .....	74
Figura 3.34. Configuración del bloque "Set Operating Mode" en LabVIEW.....	74
Figura 3.35. Configuración del bloque "Initialize" en LabVIEW. ....	75
Figura 3.36. Interfaz con el usuario del programa para la operación del emulador PV en LabVIEW. ....	76
Figura 3.37. Secuencia para el cálculo del Voc, Isc, Vmp e Imp en el programa de LabVIEW. ....	77
Figura 3.38. Prueba estandarizada con fluctuaciones entre irradiación baja y media EN505030:2010 generada en LabVIEW. ....	78
Figura 3.39. Perfil de irradiación utilizado para encontrar el MPP real en LabVIEW. .....	79

Figura 3.40. Resultado de la prueba de start-up para validar el funcionamiento del sistema de evaluación para MPPTs. ....	81
Figura 4.1. Perfil de irradiación de prueba completa EN5030:2010. ....	82
Figura 4.2. Voltaje medido del P&O (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba estandarizada completa. ....	84
Figura 4.3. Voltaje medido del MS-MPPT (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba estandarizada completa. ....	84
Figura 4.4. Corriente medida del P&O (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba estandarizada completa. ....	85
Figura 4.5. Corriente medida del MS-MPPT (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba estandarizada completa. ....	86
Figura 4.6. Potencia medida del P&O (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba estandarizada completa. ....	87
Figura 4.7. Potencia medida del MS-MPPT (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba estandarizada completa. ....	87
Figura 4.8. Voltaje medida del P&O (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 10-50% STC.....	88
Figura 4.9. Voltaje medida del MS-MPPT (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 10-50% STC. ....	88
Figura 4.10. Corriente medida del P&O (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 10-50% STC. ....	89
Figura 4.11. Corriente medida del MS-MPPT (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 10-50% STC. ....	89
Figura 4.12. Potencia medida del P&O (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 10-50% STC. ....	90
Figura 4.13. Potencia medida del MS-MPPT (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 10-50% STC. ....	91

Figura 4.14. Voltaje medido del P&O (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 10-50% STC. ....	91
Figura 4.15. Voltaje medido del MS-MPPT (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 10-50% STC. ....	92
Figura 4.16. Corriente medida del P&O (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 10-50% STC. ....	93
Figura 4.17. Corriente medida del MS-MPPT (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 10-50% STC. ....	94
Figura 4.18. Potencia medida del P&O (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 10-50% STC. ....	94
Figura 4.19. Potencia medida del MS-MPPT (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 10-50% STC. ....	95
Figura 4.20. Voltaje medido del P&O (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 30-100% STC.....	95
Figura 4.21. Voltaje medido del MS-MPPT (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 30-100% STC. ....	96
Figura 4.22. Corriente medida del P&O (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 30-100% STC. ....	96
Figura 4.23. Corriente medida del MS-MPPT (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 30-100% STC. ....	97
Figura 4.24. Potencia medida del P&O (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 30-100% STC. ....	98
Figura 4.25. Potencia medida del MS-MPPT (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 30-100% STC. ....	98
Figura 4.26. Voltaje medido del P&O (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 30-100% STC. ....	99

Figura 4.27. Voltaje medido del MS-MPPT (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 30-100% STC. .... 99

Figura 4.28. Corriente medida del P&O (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 30-100% STC. .... 100

Figura 4.29. Corriente medida del MS-MPPT (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 30-100% STC. .... 101

Figura 4.30. Potencia medida del P&O (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 30-100% STC. .... 101

Figura 4.31. Potencia medida del MS-MPPT (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 30-100% STC. .... 102

Figura 4.32. Voltaje medido del P&O (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba de escalón 30-100% STC..... 103

Figura 4.33. Voltaje medido del MS-MPPT (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba de escalón 30-100% STC. .... 104

Figura 4.34. Corriente medida del P&O (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba de escalón 30-100% STC. .... 104

Figura 4.35. Corriente medida del MS-MPPT (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba de escalón 30-100% STC. .... 105

Figura 4.36. Potencia medida del P&O (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba de escalón 30-100% STC. .... 105

Figura 4.37. Potencia medida del MS-MPPT (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba de escalón 30-100% STC. .... 106

Figura 4.38. Gráfica de eficiencia vs pendiente del P&O para fluctuaciones de irradiación de bajas a medias (rojo) y medias a altas (azul)..... 110

Figura 4.39. Gráfica de eficiencia vs pendiente del MS-MPPT para fluctuaciones de irradiación de bajas a medias (rojo) y medias a altas (azul)..... 111

## Lista de abreviaturas

<b>Término</b>	<b>Abreviatura</b>
Amplificador Operacional .....	OPAMP
Bus de instrumentación de propósito general .....	GPIB
Bus serial universal .....	USB
Calibre de alambre estadounidense .....	AWG
Comandos estándar para instrumentos programables .....	SCPI
Comité Europeo para la Estandarización Electrotécnica .....	CENELEC
Convertidor Analógico-Digital .....	ADC
Corriente alterna .....	AC
Corriente de corto circuito .....	<i>I<sub>sc</sub></i>
Corriente directa .....	DC
Corriente directa a corriente directa .....	DC-DC
Corriente máxima potencia .....	<i>I<sub>mp</sub></i>
Curva de corriente vs voltaje .....	Curva IV
Entorno integrado de desarrollo .....	IDE
Eventos de PWM definidos por el usuario .....	ePWMxx
Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Yucatán ...	FIUADY
Fotovoltaico.....	PV

Microcontrolador .....	MCU
Modulación por ancho de pulsos .....	PWM
Perturbar y Observar .....	P&O
Procesador digital de señales .....	DSP
Punto de máxima potencia .....	MPP
Respuesta finita al impulso .....	FIR
Seguimiento del punto de máxima potencia .....	MPPT
Tierra .....	GND
Universidad Autónoma de Yucatán .....	UADY
Voltaje de circuito abierto .....	$V_{oc}$
Voltaje de máxima potencia .....	$V_{mp}$

# Seguidor de punto de máxima potencia para variaciones rápidas de irradiación

## Capítulo 1 Introducción

Los paneles fotovoltaicos (PV) poseen un punto de máxima potencia (MPP) en la curva característica potencia vs voltaje. Por ello, y para recuperar la máxima potencia disponible de los sistemas fotovoltaicos, es deseable que las celdas operen siempre en dicho MPP. Sin embargo, esta curva cambia su forma debido a factores externos como cambios en irradiación y/o temperatura. Debido a esto, es necesaria la implementación de esquemas de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT).

Existen diversas técnicas de MPPT, donde una de las más utilizadas, es la denominada “Perturbar y Observar” (P&O). Se trata de un algoritmo simple que no requiere conocimiento preciso de las características del generador PV, ni la irradiación o temperatura de la celda. Además, es de fácil implementación mediante sistemas digitales. Como su nombre lo indica, el método consiste en introducir perturbaciones intencionales al voltaje de la celda, esto es, dicho voltaje se aumenta o disminuye en una pequeña cantidad denominada “*step-size*”. Posteriormente, se mide la potencia entregada antes y después de la perturbación. Si la potencia aumentó, el algoritmo continúa perturbando al sistema en la misma dirección, si no, se perturba en el sentido contrario. (Elgendy et al. 2012)

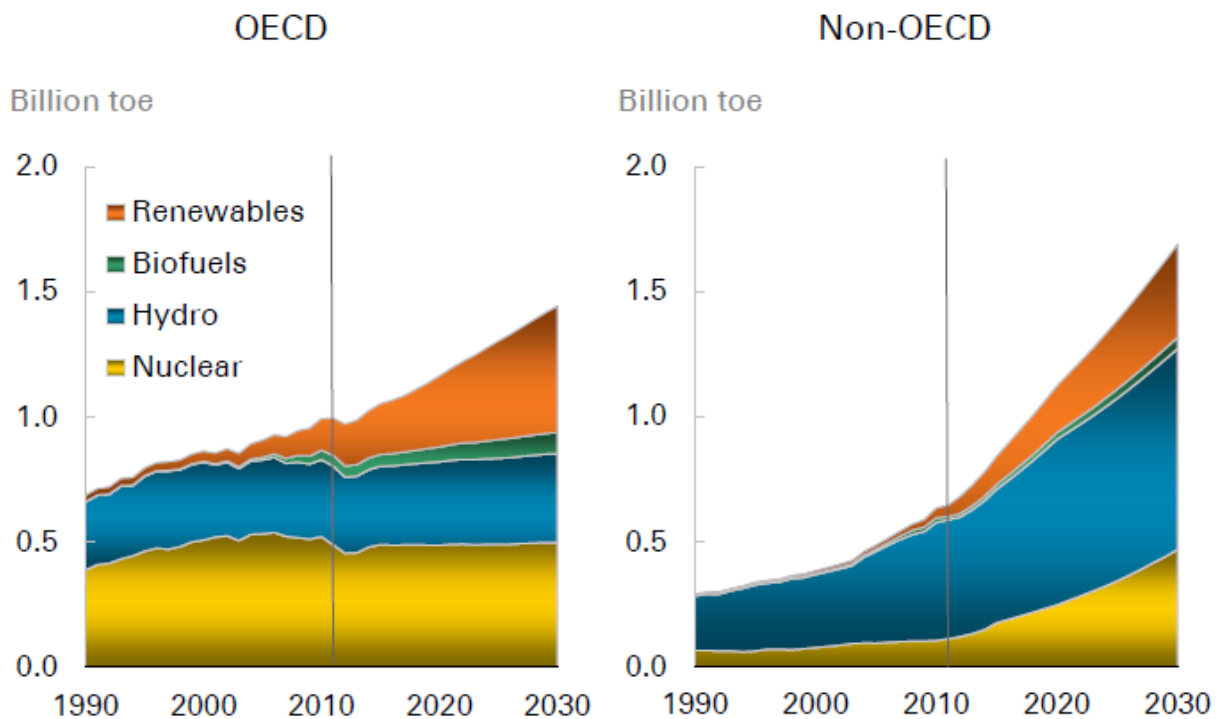
Sin embargo, el esquema P&O considera que la curva de potencia no cambia mientras se hace la perturbación. Debido a esto el algoritmo no sabe distinguir entre los cambios de potencia producidos por la perturbación de los producidos por cambios en los factores externos (irradiación y/o temperatura). Esto cobra mayor importancia cuando las perturbaciones externas ocurren relativamente rápido, aunque en forma gradual. En estos casos, se ha observado que el

controlador puede tomar decisiones equivocadas, lo que conduce a errores en el seguimiento del punto de máxima potencia. Esto se traduce en pérdidas en la eficiencia total del sistema (Subudhi y Raseswari 2013). El problema cobra mayor relevancia en zonas donde es probable que existan cambios rápidos en las condiciones de la celda, como en regiones con mucha nubosidad y fuertes vientos.

Debido a las limitaciones del P&O tradicional se propone mejorar este algoritmo para que pueda diferenciar los efectos causados por las perturbaciones del controlador, de los producidos por cambios externos. Lo anterior, con el objeto de tomar decisiones de control correctas.

También, es necesario diseñar y construir un prototipo que permita evaluar el algoritmo mejorado.

### 1.1. Justificación



*Figura 1.1. Proyección de participación de las diversas fuentes renovables en el panorama mundial (REN 21 2014).*



El aumento en la participación de los sistemas de energía renovables es una realidad, y se espera que aumente exponencialmente en los próximos 15 años como lo muestra la Figura 1.1. Su crecimiento es impulsado por la necesidad de buscar alternativas más estables y seguras a los combustibles fósiles.

La búsqueda de fuentes alternativas de energía se ha convertido en un asunto de seguridad nacional. Esto, debido a que las mayores reservas de combustibles fósiles se encuentran concentradas en ciertos países y empiezan a mermar (BP 2013). Países que no tienen acceso a estas reservas incentivan el uso de tecnologías alternativas para estar preparados contra eventualidades fuera de sus fronteras.

### **1.1.1. Energía fotovoltaica**

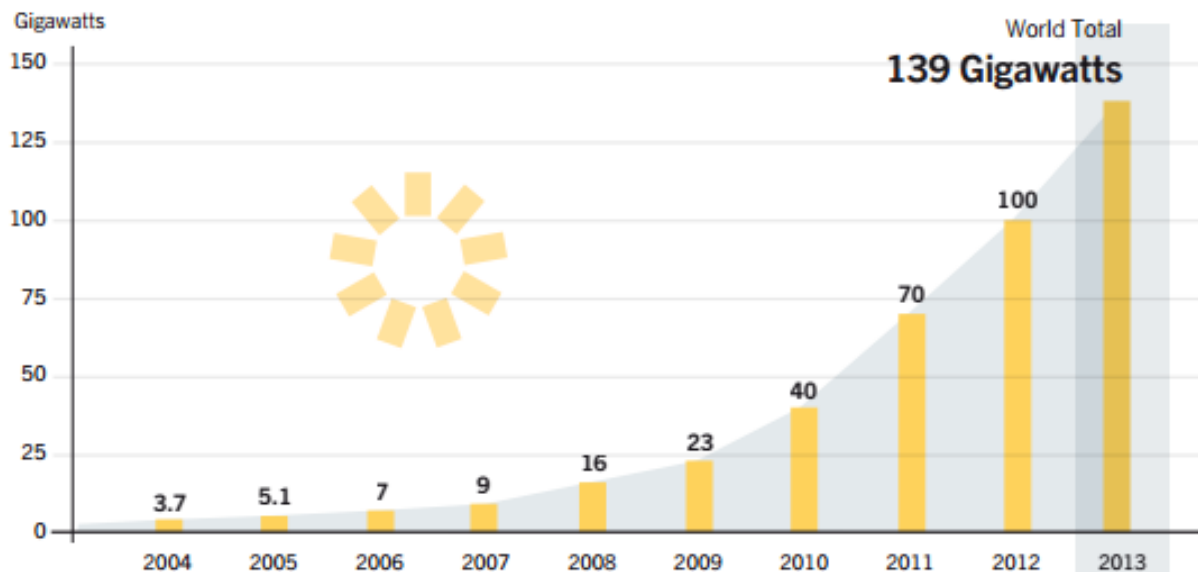
Entre las energías renovables, la segunda más representativa, después de la energía eólica, es la energía fotovoltaica. Esta última también muestra una clara tendencia de crecimiento en los últimos años (REN 21 2014) como muestra la Figura 1.2.

Se considera que la solar es la energía renovable de más fácil aprovechamiento debido a que es gratuita, abundante, limpia y está distribuida más o menos uniformemente en toda la superficie terrestre. Además, participa como un factor primario para todos los demás procesos de producción de energía en la tierra.

Una gran ventaja, derivada del uso de celdas solares, es la reducción de emisiones de dióxido de carbono. Se estima que, para el año 2030, la tasa de reducción anual en la producción de dióxido de carbono será de alrededor de 1 Gton/año (Wolfesegger y Stierstorfer 2007).

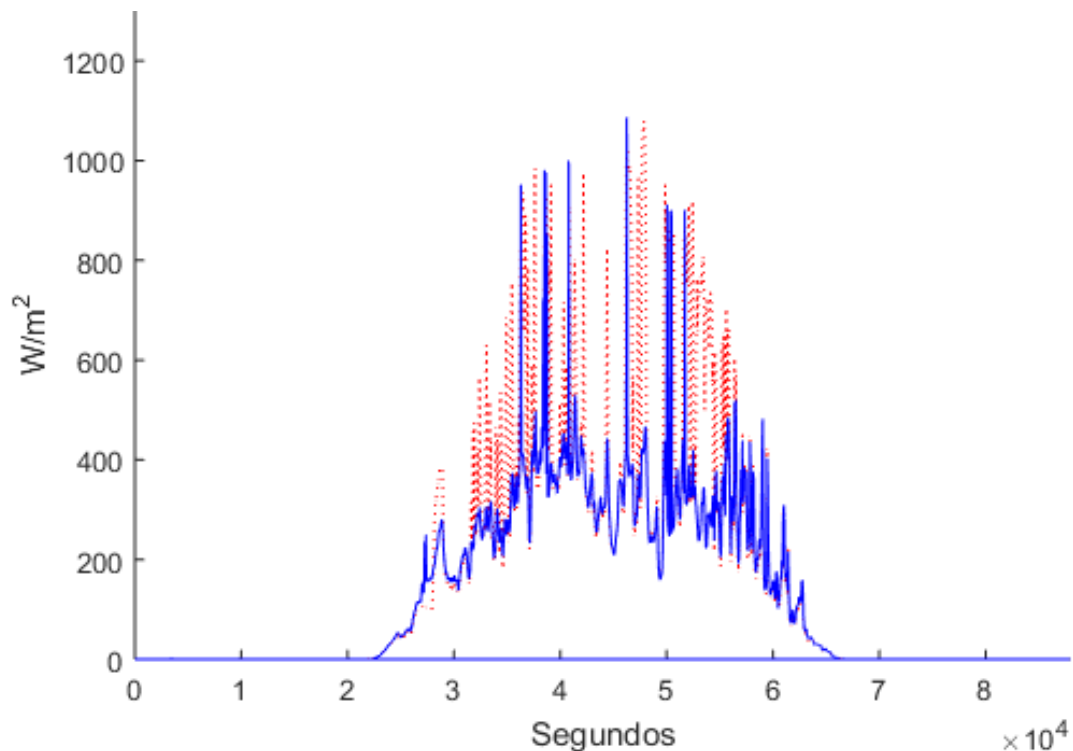
A pesar de su crecimiento acelerado, la explotación de la energía fotovoltaica se ha visto limitada debido a su coste inicial de instalación elevado y su baja eficiencia. Por ello, mejorar su rendimiento ayudaría a posicionarla mejor frente a fuentes de energía tradicionales. Actualmente, se espera que la energía

fotovoltaica se convertirá en la fuente alternativa de energía más utilizada para el año 2040 (EREC, 2005).



*Figura 1.2. Evolución de la generación mundial en Giga watts de energía fotovoltaica (REN 21 2014).*

### 1.1.2. Irradiación cambiante



*Figura 1.3. Gráfica de radiación global (rojo) y difusa (azul) de marzo 7 2015 en la FIUADY.*

Los sistemas tradicionales se comportan eficientemente en entornos con irradiación que cambia poco o muy lentamente. Esto representa una limitante en zonas con mucha nubosidad como, por ejemplo, la península de Yucatán.

En mediciones realizadas en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Yucatán (FIUADY), se pueden observar cambios drásticos en la irradiación a lo largo de un día (Figura 1.3).

En aplicaciones donde las celdas solares se desplazan, este problema resulta aún más relevante, ya que las celdas quedan expuestas a sombreados impredecibles que cambian muy rápidamente. Considere, por ejemplo, las celdas de automóviles solares que pasan regularmente por debajo de obstáculos que bloquean la luz como edificios, árboles, etc.

### **1.1.3. Relevancia local**

México es un país que cuenta con buena disponibilidad de recurso solar, con una radiación promedio de alrededor de  $5 \text{ kWh/m}^2/\text{día}$  (SENER 2009). Además, éste recurso se encuentra bien distribuido a lo largo de su territorio. Debido a esto, la energía fotovoltaica es una buena alternativa de generación en pequeña y gran escala en suelo nacional.

La economía nacional ha dependido históricamente de los combustibles fósiles, ya que México es un país productor de Petróleo. Sin embargo, todo indica que, en las próximas décadas, las energías alternativas cobrarán mayor importancia. Debido a esto, es necesario que nuestro país aproveche las energías alternativas en su territorio. Lo anterior, con la finalidad de no perder su papel de nación productora de energía. Evitando así, que su economía se vea impactada negativamente por esta inminente transición.

### **1.1.4. Relevancia en la UADY**

La implementación del algoritmo propuesto requiere ensamblar un circuito convertidor de corriente directa a corriente directa (DC-DC). Éste, permitirá probar otro tipo de algoritmos de MPPT cambiando solamente la programación de este. Evitando así, la necesidad de hacer modificaciones de hardware o la construcción de nuevas tarjetas. Así, en un futuro estudiantes de la Universidad Autónoma de Yucatán (UADY) podrán utilizar este desarrollo como base para investigar algoritmos distintos en un futuro cercano.

## **1.2. Hipótesis**

*“Si se tienen más muestras de las variables del arreglo de paneles, entonces se pueden diferenciar los efectos de potencia producidos por la perturbación introducida en el algoritmo MPPT, de los causados por los cambios de irradiación.”*

*“Si se diferencian los efectos de potencia producidos por la perturbación introducida en el algoritmo MPPT de los causados por los cambios de irradiación, entonces se mejora la eficiencia del MPPT ante estos cambios.”*

*“Si se tienen más muestras de las variables del arreglo de paneles entonces se puede tomar una mejor decisión en el algoritmo MPPT.”*

### **1.3. Objetivos**

#### **1.3.1. Objetivo general**

Implementar un nuevo algoritmo MPPT que utilice técnicas multi-muestreo con base en la estructura del algoritmo P&O, a través de implementar un circuito que permita probar el funcionamiento del algoritmo propuesto, para compararlo con el P&O tradicional.

#### **1.3.2. Objetivos específicos**

- Proponer una modificación al algoritmo tradicional del P&O que pueda diferenciar entre las variaciones en potencia producidas por el controlador de las producidas por cambios rápidos de irradiación.
- Diseñar un sistema de evaluación basado en un convertidor DC-DC de tipo *boost*.
- Implementar un circuito de control para la evaluación experimental del algoritmo propuesto.
- Aplicar las reglas de control del algoritmo propuesto para la operación adecuada del circuito construido.
- Comprobar el funcionamiento del circuito de control con un simulador de paneles fotovoltaicos.
- Comparar las eficiencias del algoritmo propuesto y del algoritmo P&O tradicional.



## Capítulo 2 Marco teórico

Primero, se muestra información acerca del comportamiento de un Panel PV, las ecuaciones mediante las cuales se puede modelar su comportamiento, y su circuito equivalente.

Segundo, se justifica la importancia de la utilización de un MPPT en sistemas fotovoltaicos, y se describe el algoritmo tradicional P&O.

Tercero, se muestran algunas propuestas de mejoras a los MPPT. Para ello, se exponen los 2 principales problemas inherentes al P&O. En seguida, se exponen las soluciones presentadas en las referencias citadas. Las soluciones se clasifican en las basadas en modificaciones a los algoritmos y en las basadas en modificaciones a las topologías.

Cuarto, se exponen las topologías de convertidores DC-DC más populares, describiendo sus aplicaciones, componentes y estados de operación.

Quinto, se describe el método de prueba según estándar europeo para evaluar la eficiencia de los algoritmos de MPPT. Además, se definen los conceptos utilizados, los requerimientos de muestreo, y la operación del sistema.

Por último, se brinda una conclusión concisa del marco teórico.

### 2.1. Comportamiento del Panel PV

Las relaciones entre potencia-voltaje y corriente-voltaje en un sistema PV son de naturaleza no lineal que se pueden modelar mediante un circuito equivalente como el mostrado en la Figura 2.1 (Karanjkar et al. 2013).

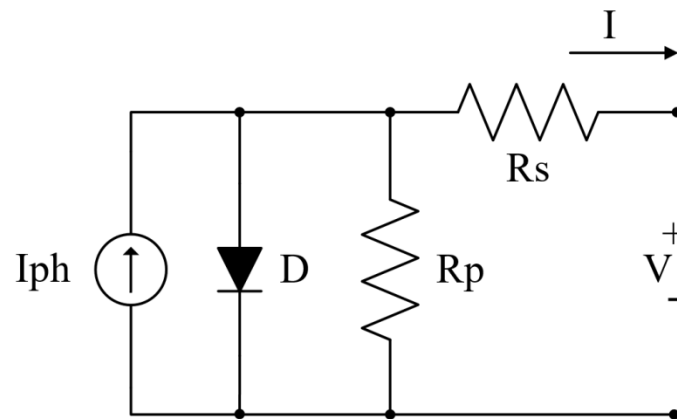


Figura 2.1. Circuito equivalente de un panel fotovoltaico.

La corriente producida por el panel se puede modelar mediante la siguiente ecuación (Karanjkar et al. 2013):

$$I = I_L - I_0 \left( e^{\frac{q(V-IR_S)}{akT}} - 1 \right) - \frac{V - IR_S}{R_P}, \quad 2.1$$

donde;

$I$  es la corriente del panel,

$V$  es el voltaje del panel,

$I_L$  es la foto-corriente, y es aproximadamente igual a la corriente de corto circuito,

$I_0$  es la corriente de saturación inversa,

$q$  es la carga del electrón,

$R_S$  y  $R_P$  son las resistencias en serie y en paralelo respectivamente,

$k$  es la constante de Boltzmann,

$T$  es la temperatura del panel, y

$a$  es el factor de idealidad de la unión p-n que puede ir de 1 a 5, siendo 1 el valor ideal.



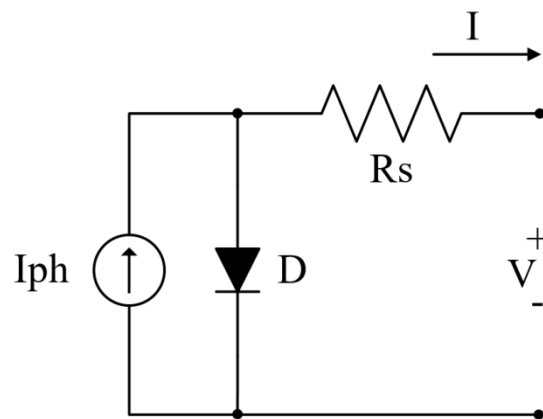


Figura 2.2. Circuito eléctrico equivalente simplificado de un panel fotovoltaico.

Sin embargo, se considera frecuentemente que la resistencia en paralelo es infinita. Por lo tanto, se puede utilizar el circuito equivalente de la Figura 2.2.

El modelo eléctrico de la Figura 2.2 se basa en la ecuación del diodo Shockley. Este parte de una corriente foto-inducida  $I_{ph}$ , un diodo  $I_D$  y una resistencia en serie  $R_s$  (Zhou et al. 2007). La fuente de corriente está en función de la irradiación y la temperatura.

Con base en el circuito equivalente simplificado de un panel PV, su curva característica se puede representar como una curva de corriente vs voltaje (curva IV) como la mostrada en la Figura 2.3.

En esta curva se pueden observar las siguientes características eléctricas inherentes de importancia:

- Corriente de corto circuito ( $I_{SC}$ ): Es el valor máximo de corriente que puede ser generado. Este se produce bajo condiciones de corto circuito (voltaje = 0). En valores de irradiación normales, se puede considerar equivalente a la corriente  $I_{ph}$ .
- Voltaje de circuito abierto ( $V_{OC}$ ): corresponde al valor más alto de voltaje generado en una condición de circuito abierto (Corriente = 0).

- Punto de máxima potencia ( $P_{max}$  o  $P_{MPP}$ ): es el punto de operación en donde la celda produce la máxima potencia ( $P_{MPP} = V_{MPP} \times I_{MPP}$ ).

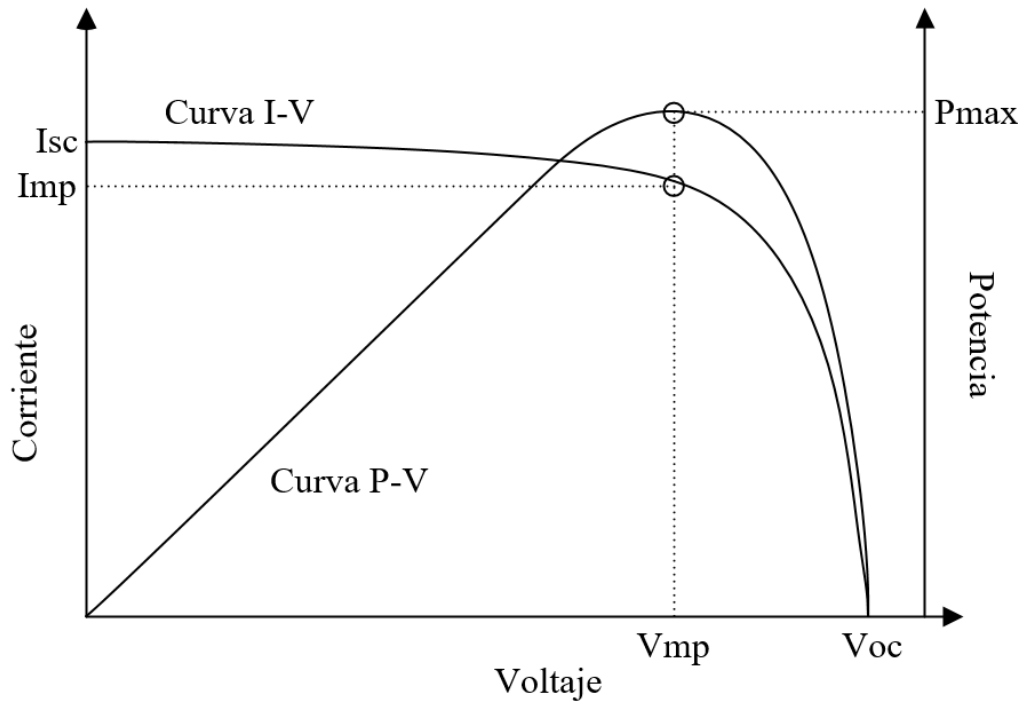


Figura 2.3. Ejemplo de curvas de corriente vs voltaje y curva de potencia.

El comportamiento del  $V_{OC}$  se describe mediante la ecuación (Zhou et al. 2007):

$$V_{OC}(T, G) = \frac{V_{OC,G_0,T_0}}{1 + \beta \ln\left(\frac{G_0}{G}\right)} \left(\frac{T_0}{T}\right)^\gamma, \quad 2.2$$

donde;

$V_{OC,G_0,T_0}$  representa el voltaje de circuito abierto bajo las condiciones de prueba estándar de irradiación  $G_0$  ( $1000 \text{ W/m}^2$ ), y temperatura  $T_0$  ( $298 \text{ °K}$ ),

$\gamma$  y  $\beta$  representan los efectos no lineales de temperatura e irradiación, respectivamente.

La ecuación que describe la corriente de corto circuito, en relación a las condiciones climáticas, se puede simplificar tal y como se muestra en la siguiente ecuación: (Zhou et al. 2007)

$$I_{SC}(G) = I_{SC,G0,T0} \left( \frac{G}{G_0} \right)^\alpha, \quad 2.3$$

donde;

$I_{SC,G0,T0}$  representa el voltaje de circuito abierto bajo las condiciones de prueba estándar de irradiación y temperatura,

$\alpha$  representa la variación de  $I_{SC}$  de acuerdo al nivel de irradiación.

Para completar todos los valores requeridos por el modelo descrito en la ecuación 2.1, es necesario calcular la resistencia en serie. Esta se calcula mediante la siguiente ecuación (Zhou et al. 2007):

$$R_S = \left( \frac{V_{MPP}}{I_{MPP}} \right) \frac{\frac{1}{V_t} (I_{SC,G0,T0} - I_{MPP}) \left[ V_{OC,G0,T0} + V_t \cdot \ln \left( 1 - \frac{I_{MPP}}{I_{SC,G0,T0}} \right) \right] - I_{MPP}}{\frac{1}{V_t} (I_{SC,G0,T0} - I_{MPP}) \left[ V_{OC,G0,T0} + V_t \cdot \ln \left( 1 - \frac{I_{MPP}}{I_{SC,G0,T0}} \right) \right] + I_{MPP}}, \quad 2.4$$

donde;

$V_t$  es el voltaje térmico,

$$V_t = \frac{mNKT}{q}, \quad 2.5$$

el cual se calcula con base en la constante de Boltzmann ( $K = 1.38 \times 10^{-23}$  J/K), la magnitud de carga del electrón ( $q = 1.6 \times 10^{-19}$  C), la temperatura absoluta del panel ( $T$ ), un factor de idealización ( $1 < m < 2$ ) y el número de celdas en serie ( $N$ ).

Todos los parámetros calculados arriba se sustituyen en la ecuación que describe la curva IV característica de la celda para diversos valores de irradiación y temperatura:

$$I_{PV}(T, G) = I_{SC} \left[ 1 - \exp\left(\frac{V_{PV} - V_{OC} + R_s \cdot I_{PV}}{V_t}\right) \right]. \quad 2.6$$

Sin embargo, para completar el modelo, es necesario determinar los parámetros  $\alpha$ ,  $\beta$  y  $\gamma$  (Zhou et al. 2007). Por ello, es necesario que el fabricante muestre curvas IV con variaciones en irradiación y temperatura. Esto permite analizar independientemente el efecto de cada una sobre la forma de la curva.

El coeficiente  $\alpha$  se calcula utilizando:

$$\alpha = \frac{\ln\left(\frac{I_{SC,G0,T0}}{I_{SC,G1,T0}}\right)}{\ln\left(\frac{G_0}{G_1}\right)}, \quad 2.7$$

donde;

$I_{SC,G1,T0}$  es la corriente de corto circuito extraída de la hoja de datos bajo las condiciones de irradiación  $G_1$  y temperatura  $T_0$  (25 °C).

Para calcular el coeficiente  $\beta$ , la temperatura se asume constante y de valor  $T_0$ . En seguida, la irradiación solar se cambia de  $G_0$  a  $G_1$  a fin de generar los voltajes de circuito abierto  $V_{OC,G0,T0}$  y  $V_{OC,G1,T0}$ , respectivamente. Posteriormente, estos se sustituyen en la siguiente ecuación:

$$\beta = \frac{\left(\frac{V_{OC,G0,T0}}{V_{OC,G1,T0}}\right) - 1}{\ln\left(\frac{G_0}{G_1}\right)}. \quad 2.8$$

Por último, para el coeficiente  $\gamma$ , la irradiación se mantiene constante en  $G_0$ , mientras que la temperatura cambia de  $T_0$  a  $T_1$ . Así, el coeficiente  $\gamma$  se calcula a partir de la ecuación:

$$\gamma = \frac{\ln\left(\frac{V_{OC,G0,T0}}{V_{OC,G0,T1}}\right)}{\ln\left(\frac{T_1}{T_0}\right)}. \quad 2.9$$

## 2.2. Funcionamiento básico del algoritmo P&O

Los esquemas MPPT controlan el voltaje o la corriente de salida de las celdas a fin de encontrar el punto máximo en la curva de potencia (Figura 2.3). Sin embargo, esta curva depende en gran medida de la temperatura e irradiación, que pueden fluctuar rápidamente. En consecuencia, el punto de máxima potencia también se desplaza. Esto justifica la necesidad de algoritmos con tiempos de respuesta tales que permitan minimizar las pérdidas causadas por estas alteraciones.

Existen diversas técnicas de MPPT. Una de las más generalizadas es la de P&O. Ésta consiste de un algoritmo simple que no requiere conocimiento previo de las características del generador PV o la medición de la radiación y la temperatura de la celda. Además, es de fácil implementación mediante sistemas digitales. Como su nombre lo indica, consiste en introducir perturbaciones intencionalmente, y observar los cambios de potencia producidos. Primero, el voltaje en la celda se aumenta o disminuye una pequeña cantidad denominada “*step-size*”. Enseguida, la potencia que produce la celda se compara con la que se produjo en el estado previo del sistema. Si la potencia aumentó, entonces el algoritmo continúa

perturbando al sistema en la misma dirección. En caso contrario, se perturba en el sentido opuesto. Al número de perturbaciones hechas por segundo se le conoce como “frecuencia de la perturbación” o “frecuencia del MPPT” (Elgendy et al. 2012).

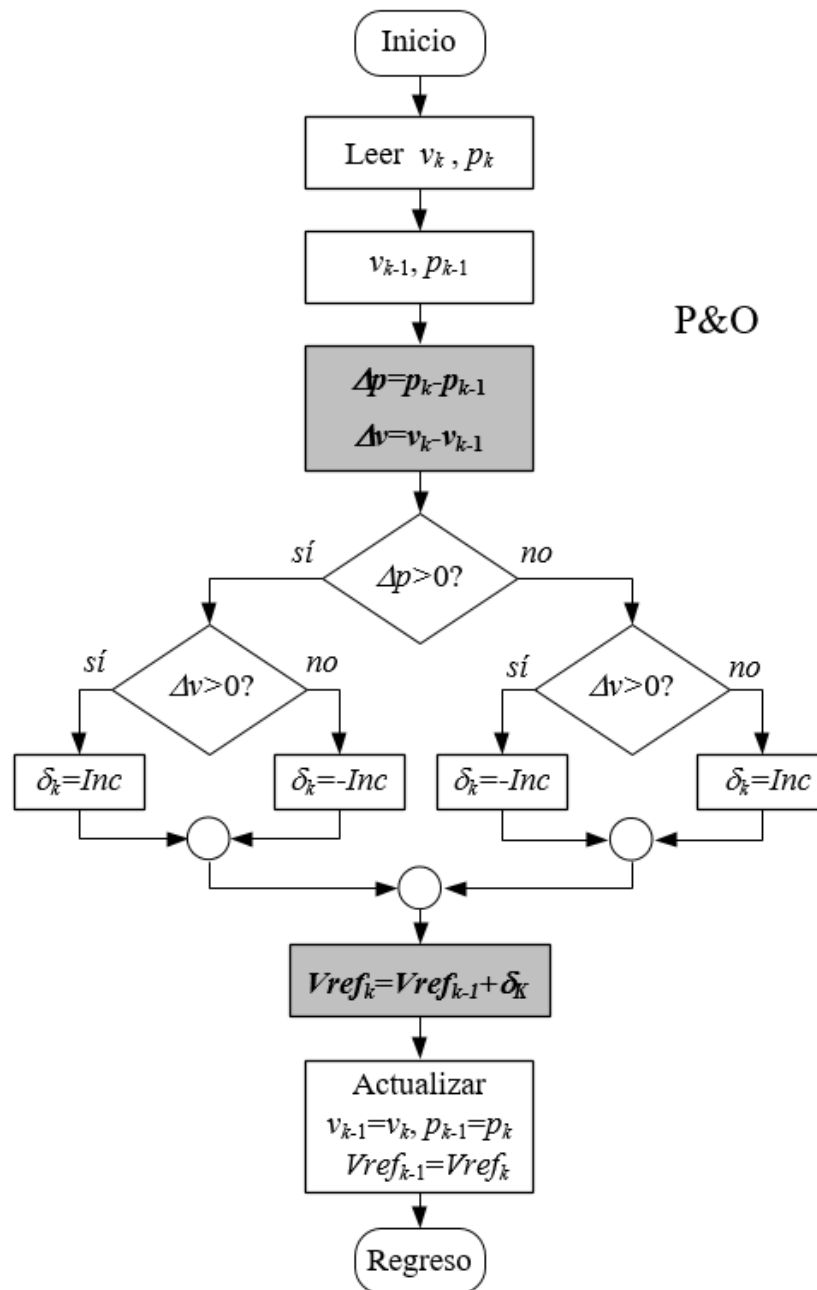


Figura 2.4. Diagrama de flujo del algoritmo P&O tradicional.

Sin embargo, este método considera que la curva de potencia no cambia mientras se introduce la perturbación intencional. Por esta razón, el controlador no puede diferenciar entre los cambios de potencia producidos por la perturbación intencional de aquellos causados por cambios de factores externos (cambios de irradiación y/o temperatura). Resulta evidente que esto podría conducir a errores en el seguimiento del punto de máxima potencia y, por lo tanto, a pérdidas en la eficiencia total del sistema.

El error de seguimiento, bajo condiciones de cambios rápidos de irradiación, resulta particularmente importante en zonas con mucha nubosidad, las cuales se presentan con mucha frecuencia.

### **2.3. Mejoras existentes a los sistemas de MPPT**

En la literatura se reportan diversos métodos de MPPT. Entre los más importantes están: ciclo de trabajo fijo, P&O, conductancia incremental, conductancia capacitiva (Hussein y Muta 1995) y voltaje continuo (Swiegers y Enslin 1998). La revisión de literatura en el presente trabajo se centra en propuestas de mejoras al algoritmo P&O. Este esquema es el más utilizado, lo cual se debe, en gran medida, a que implementarlo en su forma más básica es relativamente fácil (Hua 1998).

#### **2.3.1. Mejoras al algoritmo**

En el algoritmo P&O tradicional (Figura 2.4) se mide la potencia ( $P_{k-1}$ ) que genera un panel para un voltaje inicial. Después, una pequeña perturbación al voltaje de tamaño fijo ( $C$ ) es introducida. Para esto, se modifica el ciclo de trabajo del convertidor ( $\Delta D$ ) DC-DC que se usa a la salida del panel. Posteriormente, la potencia de salida es medida nuevamente ( $P_k$ ). Si  $P_k$  es mayor que  $P_{k-1}$ , entonces la perturbación se realizó en el sentido correcto, y por tanto, se propone conservar la misma dirección para la siguiente perturbación. Si  $P_k$  es menor que  $P_{k-1}$ , entonces la perturbación debe realizarse en el sentido contrario. El algoritmo

se repite para conocer el punto de máxima potencia y el voltaje de operación (ciclo de trabajo) correspondiente (de Vesare et al. 2006).

Una vez que el punto de máxima potencia se ha alcanzado, el sistema oscilará alrededor de éste. Las oscilaciones continuarán mientras las condiciones exteriores permanezcan constantes (estado estacionario). Dichas oscilaciones son responsables de pérdidas de energía y por lo tanto de una eficiencia reducida (Karanjekar et al. 2014).

Existen 2 problemas inherentes al algoritmo P&O: (Hohm y Ropp 2000)

1. Balance entre la velocidad de convergencia y las oscilaciones en el estado estacionario. Esto es, una perturbación de mayor tamaño logrará que el punto de máxima potencia se alcance más rápido. Sin embargo, esta también producirá mayores oscilaciones, y por lo tanto, pérdidas de eficiencia en el estado estacionario (Karanjekar et al. 2014).
2. Seguimiento en la dirección equivocada (deriva). Esto es, el controlador puede confundirse y alejarse del MPP cuando los niveles de irradiación crecen o disminuyen rápidamente, pero en forma gradual. (Figura 2.5)

Con respecto al balance entre velocidad de convergencia y oscilaciones en estado estacionario, se ha sugerido utilizar una perturbación de tamaño variable (Wei Tan et al. 2005). El tamaño del escalón para la siguiente iteración dependerá de una variable dependiente del incremento en la potencia ( $P_k - P_{k-1}$ ). De esta forma, la perturbación se hace cada vez más pequeña conforme el controlador se acerca al MPP. Este método es de fácil implementación debido a que no requiere de muchos cálculos o hardware extra. Esta modificación funciona correctamente solamente si  $\Delta P/\Delta V$  represente correctamente la distancia al punto de máxima potencia. Sin embargo, esta condición sólo se da bajo irradiación constante o que cambia muy lentamente.



Las referencias (Pnadey et al. 2006) y (Liu et al. 2008) proponen modificar el método anterior. Para esto, se ajusta el factor que modifica al tamaño del escalón de perturbación. Este ajuste se obtiene al perturbar el ciclo de trabajo  $D$  del convertidor DC-DC con un escalón del tamaño máximo deseable  $\Delta D_{MAX}$ . A continuación, el aumento correspondiente en potencia  $\Delta P_{MAX}$  y voltaje  $\Delta V_{MAX}$  son medidos. Finalmente, el factor del escalón se obtiene como  $M = \Delta D_{MAX} * V_{MAX} / \Delta P_{MAX}$ . Sin embargo, se considera que  $V_{MAX} / \Delta P_{MAX}$  es uniforme, y que no cambió con respecto al estado en que se realizó la perturbación.

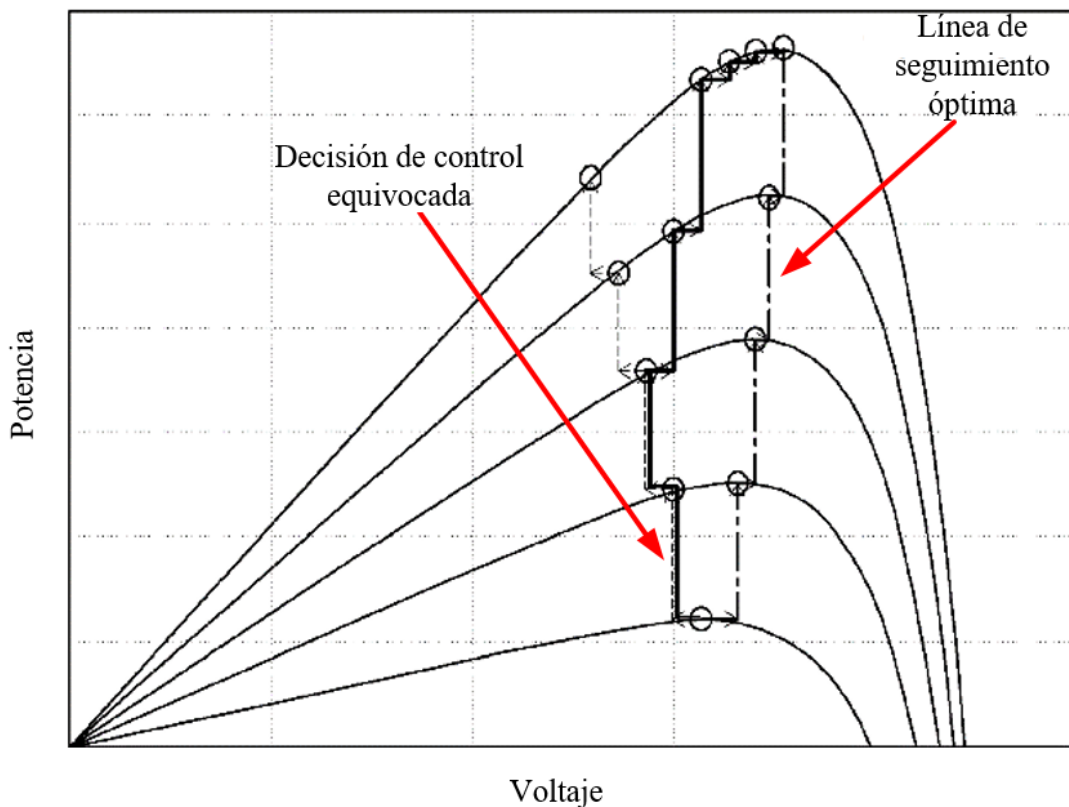


Figura 2.5. Trayectoria de las perturbaciones realizadas por un MPPT P&O durante un cambio en irradiación de 200 a 800 W/m<sup>2</sup>.

Al utilizar los métodos de tamaño de perturbación variables revisados arriba, se pueden presentar estados transitorios en el tamaño de la perturbación durante cambios rápidos de irradiación. Para evitar problemas causados por estos estados, se propone limitar el tamaño máximo de la perturbación (Zhang et al.

2013). Sin embargo, a pesar de que la oscilación se reduce, no se solucionan los problemas de deriva en cambios rápidos de irradiación. En (Piegari y Rizzo 2010), se añaden sensores de temperatura e irradiación al sistema. Así, los datos adicionales se utilizan para conocer un punto de máxima potencia estimado. Esta información permite mejorar la respuesta dinámica y la estabilidad en estado estacionario del MPPT. Sin embargo, las desventajas de esta solución son evidentes: el panel necesita identificarse, el controlador se debe sintonizar para cada planta, el costo del sistema aumenta, y es más propenso a fallas.

La relación entre el  $V_{OC}$  y el  $V_{MPP}$  de un panel PV es casi una constante para distintos valores de irradiación (de Vesare et al. 2006). Por esta razón, en (Yuvarajan y Xu 2003) se propone utilizar un algoritmo basado en un voltaje fraccional de circuito abierto (o corriente de corto circuito). Así, esta técnica consiste en mantener el voltaje de la celda en aproximadamente el 78% del  $V_{OC}$ . La carga computacional reducida permite diseñar controladores de MPPT relativamente simples. Sin embargo, es necesario medir el  $V_{OC}$  con cierta regularidad, ya que este puede variar debido a cambios de temperatura o irradiación. Al realizar dichas mediciones, la eficiencia del método disminuye debido a que el sistema no producirá potencia mientras se evalúen los valores de  $V_{OC}$  (o  $I_{SC}$ ). Aun así, debido a que la relación constante es una aproximación, la exactitud de este método no puede garantizarse para todas las condiciones atmosféricas o de cargas de salida. Además, se requieren cambios a la topología del DC-DC, y es necesario añadir un mosfet extra. El trabajo presentado en (Sher et al. 2015) también utiliza técnicas de corriente fraccional en corto circuito (FSCC). Éstas se usan en conjunto con el P&O tradicional para mejorar su rendimiento bajo condiciones ambientales cambiantes. El algoritmo propuesto consta de 3 etapas: Primero, se selecciona un punto de operación inicial usando el FSCC. Segundo, se opera el sistema con un P&O tradicional evaluando la tercera etapa en cada iteración. Tercero, se compara la corriente del panel con la corriente de corto circuito de la primera etapa. Si la diferencia entre ambas supera el umbral fijado, entonces se vuelve a la primera etapa. El MPPT propuesto mostró

una menor oscilación en estado estacionario y un mejor seguimiento ante cambios de irradiación. Sin embargo, el rendimiento alcanzado en cambios de irradiación es menor a otros presentados (95.71%).

Referente a los problemas de deriva, la condición para que el controlador no se confunda es que el cambio en la potencia producido por el sol ( $\Delta P_s$ ) sea menor al producido por el cambio en el ciclo de trabajo del controlador ( $\Delta P_D$ ) (Femia et al. 2005). Analizar las señales para modelar la dinámica del sistema compuesto por el panel y el convertidor DC-DC permite optimizar los parámetros del MPPT (Femia et al. 2005). No obstante, para generar la ecuación propuesta por los autores, se requieren datos específicos para cada panel y topología en particular. Razón por la cual es necesario sintonizar el controlador para cada caso.

El P&O ha sido combinado con extrapolación lineal para evitar problemas de deriva (Sivaramakrishnan 2015). Para esto, se utilizan dos mediciones previas a la izquierda del MPP en la gráfica PV, y una medición a la derecha del MPP. Con estos datos es posible conocer si el MPP se encuentra a la izquierda o a la derecha del punto de operación actual. Sin embargo, el trabajo citado no muestra gráficas de respuesta para conocer las ganancias en rendimiento. En cambio, las mejoras de rendimiento se centran en la disminución de iteraciones para alcanzar el MPP con respecto al P&O convencional.

Se ha propuesto limitar el voltaje de operación a umbrales determinados (Jubaer y Zainal 2016) para solucionar los problemas de deriva. Los límites evitan que el punto de operación se aleje en exceso del MPP. En (Kok Soon y Mekhilef 2015) se hace uso de un concepto similar para disminuir el número de perturbaciones necesarias. La línea de MPP permanece relativamente constante bajo distintas condiciones de irradiación. Debido a esto, si el punto de operación se aleja demasiado del MPP teórico, entonces se pueden evitar iteraciones al ir directamente a éste.

Ecuaciones que brindan información sobre la ubicación del MPP con respecto al punto de operación del sistema también se han utilizado para abordar este problema (Muralidhar y Susovon 2015). Además, se ha propuesto añadir una condición al algoritmo P&O para evitar la deriva bajo ciertas condiciones (Muralidhar y Susovon 2015). Sin embargo, el problema de la deriva sigue presentándose.

Se han añadido fases de medición al P&O convencional con el fin de discernir los cambios de potencia producidos por la irradiación (Miyatake et al. 2004). Muestreando en diferentes momentos el mismo punto de operación, se puede inferir que los cambios de potencia observados son causados por variaciones en la irradiación (y/o temperatura). Utilizando dicha información, se puede estimar el cambio de potencia que hubiera producido el controlador si la irradiación hubiera permanecido constante. Con un enfoque similar, se ha propuesto realizar un muestreo extra entre las perturbaciones realizadas por el P&O (Sera et al. 2008). La nueva medición permite distinguir entre los cambios de potencia producidos por el controlador de los que son causados por agentes externos, como los cambios rápidos de irradiación.

Aplicando el mismo principio, pero con fines distintos, se ha propuesto utilizar 2 mediciones consecutivas para estimar el cambio de irradiación (Kok Soon y Mekhilef 2015). Los datos obtenidos se utilizan para estimar la ubicación del MPP con respecto al  $V_{OC}$ . De tal forma que se puede prescindir de un sensor de corriente y reducir así el costo del sistema.

### **2.3.2. Topologías alternativas con redistribución del MPPT**

Este tipo de aproximaciones utilizan regularmente los algoritmos tradicionales como el P&O. Sin embargo, proponen utilizar topologías más complejas, lo que naturalmente aumenta el costo de los sistemas.

En el estudio (Kajihara y Harakawa 2005) se propone utilizar un MPPT por celda individual (Figura 2.6). Ello con el fin de atacar los problemas de sombreado parcial. Sin embargo, a pesar de que se mejora la producción de energía, los costes del circuito se incrementan drásticamente.

Además del uso de celdas individuales, (Román et al. 2006) sugiere utilizar módulos de MPPT con líneas de comunicación, así como una topología modular. Este estudio mostró además un aumento de rendimiento en sistemas PV conectados a la red.

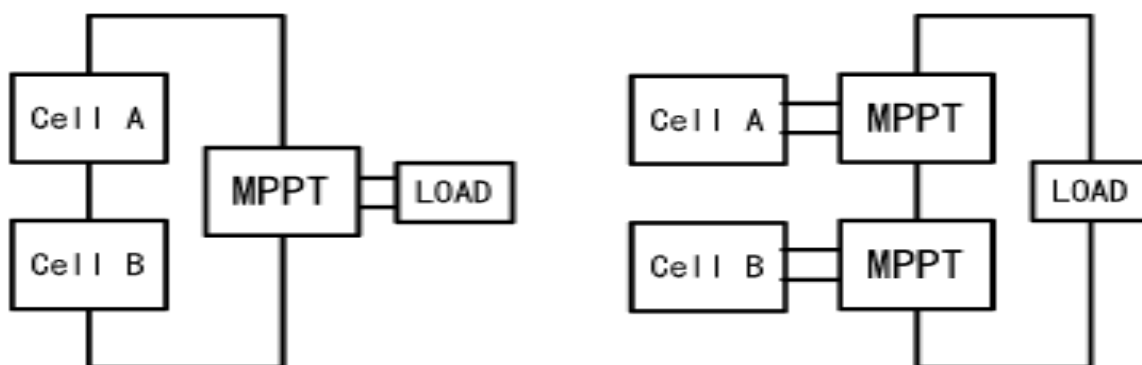


Figura 2.6. Diagrama de MPPT individuales (Kajihara y Harawaka 2005)

En lugar de conectar las celdas en serie hacia el MPPT, los autores en (Gules et al. 2008) exploran la posibilidad de una conexión en paralelo. Este tipo de topología permite que la potencia que circula a través del controlador no sea toda la producida por el panel. La salida en corriente directa (DC) del MPPT se podría utilizar entonces para alimentar una carga secundaria como las baterías. Sin embargo, esta aproximación sólo es útil para aplicaciones “Stand-Alone”, y no para sistemas interconectados a la red eléctrica.

## 2.4. Convertidores DC-DC

Los convertidores de energía se requieren para convertir un tipo de energía eléctrica en otra (Kazimierczuk 2008). Un convertidor DC-DC convierte una entrada de DC en una salida de voltaje regulada de DC deseada. Usualmente, la entrada de un convertidor DC-DC es una batería o una línea de voltaje de

corriente alterna (AC) rectificada. El voltaje de salida de un convertidor DC-DC, controlado mediante modulación por ancho de pulsos (PWM), puede ser más bajo o más alto que el voltaje de entrada. El convertidor cuyo voltaje de salida es más bajo que el de la entrada se denomina “*step-down*”. Por el contrario, si su voltaje de salida es más alto que el de la entrada, este se conoce como “*step-up*”. Algunos convertidores pueden producir tanto voltajes de salida más altos como más bajos que sus entradas (Kazimierczuk 2008). Los convertidores DC-DC pueden tener un negativo o positivo común entre su salida y entrada. Pueden además producir un voltaje fijo o variable, y pueden estar aislados o no (transformadores pueden usarse para obtener aislamiento galvánico entre la salida y entrada). Entre los requerimientos más comunes para los convertidores están: alta eficiencia, alta densidad de potencia, alta fiabilidad, y bajo costo. (Kazimierczuk 2008).

El convertidor *boost* (Figura 2.7) genera una salida de voltaje mayor a la entrada, por lo que es de tipo *step-up*. Su funcionamiento se puede dividir en 2 modos de su transistor de *switcheo*.

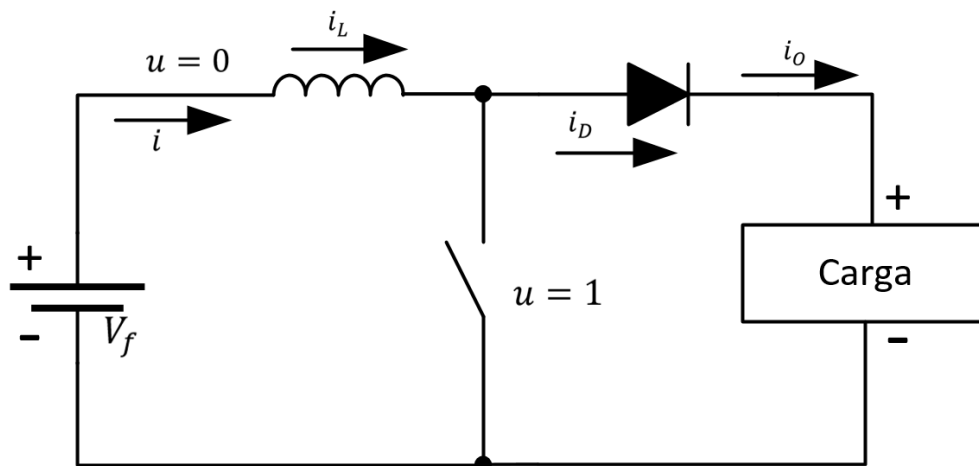


Figura 2.7. Diagrama de un convertidor boost.

Los convertidores *boost* han sido ampliamente utilizados para controlar el punto de operación de los paneles PV en la literatura (Sheng-qing et al. 2014). Los voltajes

de entrada y salida en estos convertidores guardan una relación determinada por el ciclo de trabajo. Por lo regular, el ciclo de trabajo se modifica para controlar el voltaje de salida. Sin embargo, cuando se pretende regular el punto de operación de un panel PV, la salida del convertidor se conecta a la carga, mientras que los paneles se conectan a la entrada. La carga a la salida del convertidor limita el voltaje a un valor fijo debido a que regularmente se encuentra interconectada a la red de distribución eléctrica. Por lo tanto, al variar el ciclo de trabajo se busca controlar el voltaje de la entrada, y no el de salida. De esta forma, es posible barrer toda la curva IV mediante la modificación del ciclo de trabajo del controlador. (Femia et al. 2007)

## **2.5. Métodos de prueba para MPPT**

Con el propósito de tener un procedimiento estandarizado para medir las eficiencias de los MPPT en los inversores, el Comité Europeo para la Estandarización Electrotécnica (CENELEC) desarrolló el estándar EN 50530:2010. En este, se considera la eficiencia dinámica y estática de los MPPT. (CENELEC 2010)

La eficiencia del MPPT describe la exactitud con la que un inversor es capaz de llevar al generador PV al punto de máxima potencia en la curva IV característica. La eficiencia se divide en eficiencia estática y dinámica. Ambas se determinan mediante el muestreo de los valores de voltaje y corriente a la entrada del inversor. Estos valores indican el porcentaje de la energía, teóricamente disponible, del generador PV que de verdad se está aprovechando en el inversor. (CENELEC 2010)

### **2.5.1. Eficiencia del MPPT**

El estándar EN 50530:2010 considera a la eficiencia del MPPT como la relación entre la energía aprovechada por el dispositivo y la energía teóricamente disponible en el arreglo (o el simulador) PV en el punto de máxima potencia

(MPP), y durante un periodo de tiempo definido ( $T_M$ ) (CENELEC 2010). Esta relación se expresa como:

$$\eta_{\text{MPPT}} = \frac{\int_0^{T_M} P_{DC}(t) dt}{\int_0^{T_M} P_{MPP}(t) dt}, \quad 2.10$$

donde;

$P_{DC}(t)$  es el valor instantáneo de potencia requerida por el dispositivo bajo prueba, y

$P_{MPP}(t)$  es el valor instantáneo de potencia provista teóricamente por el simulador PV en el MPP.

### 2.5.1.1. Eficiencia estática del MPPT

La eficiencia estática del MPPT se determina mediante la relación (CENELEC 2010):

$$\eta_{\text{MPPTstat}} = \frac{1}{P_{MPP,PVS} \cdot T_M} \sum_i U_{DC,i} \cdot I_{DC,i} \cdot \Delta T, \quad 2.11$$

donde:

$U_{DC,i}$  es el valor de voltaje medido en la entrada del inversor,

$I_{DC,i}$  es el valor de corriente medida en la entrada del inversor,

$T_M$  es el periodo de medición, y

$\Delta T$  es el periodo entre mediciones subsecuentes.



La eficiencia estática del MPPT describe la precisión con la que un inversor puede regular al generador PV en el MPP bajo una curva característica estática. Es decir, cuando no ocurren cambios de irradiación o temperatura.

### 2.5.1.2. Eficiencia dinámica del MPPT

Ni las variaciones en la intensidad de la irradiación, ni la transición resultante al nuevo MPP se consideran en la eficiencia estática del MPPT. Para la evaluación de estas características transitorias, se especifica la eficiencia dinámica del MPPT. Ésta se define mediante la siguiente ecuación (CENELEC 2010):

$$\eta_{\text{MPPTdyn}} = \frac{1}{\sum_j P_{MPP,PVS,j} \cdot \Delta T_j} \sum_i U_{DC,i} \cdot I_{DC,i} \cdot \Delta T_i, \quad 2.12$$

donde;

$\Delta T_j$  es el periodo en el que la potencia  $P_{MPP,PVS,j}$  es provista, y

$\Delta T_i$  es el periodo en el que la potencia  $U_{DC,i} \cdot I_{DC,i}$  se muestrea.

### 2.5.1.3. Procedimiento de medición

Para la evaluación y determinación de la eficiencia dinámica del MPPT, los siguientes parámetros se registran durante la medición:

- $P_{MPP,PVS}$ : Potencia provista por el simulador en el MPP.
- $P_{DC}$ : Potencia requerida por el dispositivo medido.
- $U_{MPP,PVS}$ : Voltaje provisto por el simulador en el MPP.
- $U_{DC}$ : Voltaje medido a la entrada del dispositivo evaluado.
- $I_{MPP,PVS}$ : Corriente provista por el simulador en el MPP.
- $I_{DC}$ : Corriente medida a la entrada del dispositivo evaluado.

El rango de muestreo y registro no se especifican. Sin embargo, se debe tener una frecuencia tal que permita mapear el comportamiento específico del MPPT en el dispositivo evaluado (CENELEC 2010).

#### 2.5.1.4. Perfiles de prueba

Las pruebas para la eficiencia dinámica del MPPT se deben realizar de acuerdo a las secuencias mostradas en la Figura 2.8 y la Figura 2.9, las cuales están descritas en el estándar EN 50530:2010. Los porcentajes representan la irradiación equivalente normalizada de acuerdo a las condiciones de prueba estándar (STC). El 100% corresponde a  $1,000 \text{ W/m}^2$  y a una temperatura ambiente de  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  (CENELEC, 2010).

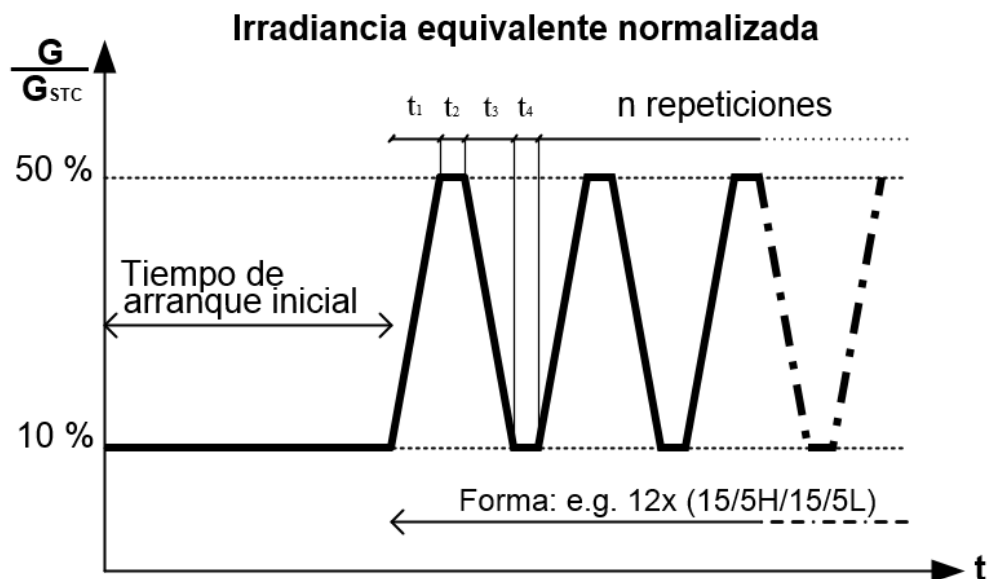


Figura 2.8. Secuencia de prueba para fluctuaciones entre intensidades de irradiación bajas y medias del estándar EN 50530:2010.

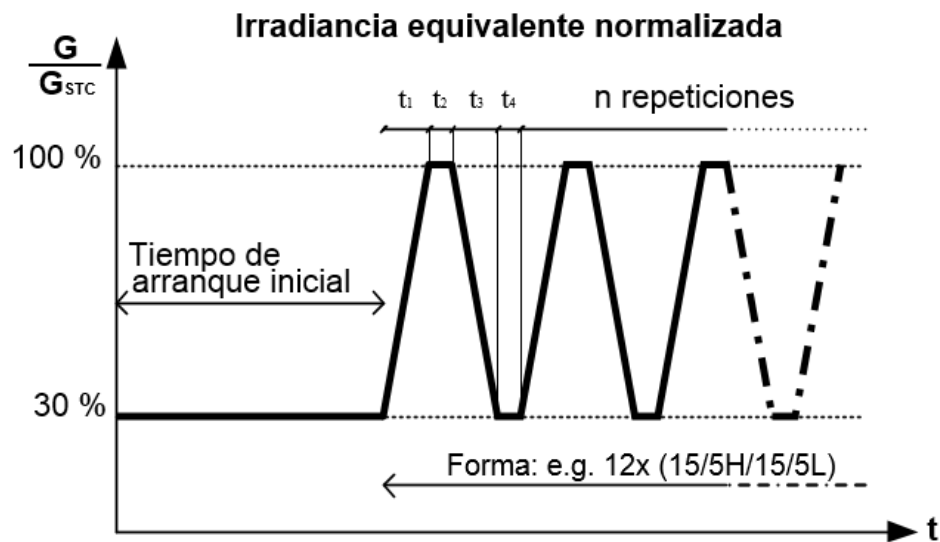


Figura 2.9. Secuencia de prueba para fluctuaciones entre intensidades de irradiación medias y altas del estándar EN 50530:2010.

Tabla 2.1. Prueba de MPPT dinámica 30%-100%.

Desde - a $W/m^2$	Delta $W/m^2$	Tiempo de espera al inicio s					
100-500	400	300					
# Número	Pendiente $W/m^2/s$	Subida s	Espera s	Bajada s	Espera s	Duración s	
2	0.5	800	10	800	10	3540	
2	1	400	10	400	10	1940	
3	2	200	10	200	10	1560	
4	3	133	10	133	10	1444	
6	5	80	10	80	10	1380	
8	7	57	10	57	10	1372	
10	10	40	10	40	10	1300	
10	14	29	10	29	10	1080	
10	20	20	10	20	10	900	
10	30	13	10	13	10	760	
10	50	8	10	8	10	660	
					Total	15936	s
						04:25:39	h

Tabla 2.2. Prueba de MPPT dinámica 10%-50% del estándar EN 50530:2010.

Desde - a $W/m^2$	Delta $W/m^2$			Tiempo de espera al inicio s			
100-500	400			300			
# Número	Pendiente $W/m^2/s$	Subida s	Espera s	Bajada s	Espera s	Duración s	
10	10	70	10	70	10	1900	
10	14	50	10	50	10	1500	
10	20	35	10	35	10	1200	
10	30	23	10	23	10	960	
10	50	14	10	14	10	780	
10	100	7	10	7	10	640	
					Total	6980	s
						01:56:27	h

Los tiempos t1, t2, t3, y t4 se repiten n veces de acuerdo a los valores contenidos en la Tabla 2.1 (para la prueba de 30% a 100%) y la Tabla 2.2 (para la prueba de 10% a 50%).

## 2.6 Conclusiones de la revisión de la literatura

Luego de revisar los fundamentos teóricos detrás de los sistemas de seguimiento de máxima potencia, y los estudios que se han realizado para mejorar su eficiencia, resulta evidente que el problema de pérdida de eficiencia en entornos con cambios rápidos de irradiación representa un buen campo de oportunidad para investigación y desarrollo.

El presente trabajo se centra en la propuesta y estudio de un algoritmo mejorado. Con el propósito de aumentar su relevancia para con los sistemas PV actuales, se utilizó un convertidor DC-DC sencillo. Lo anterior debido a que es la topología de hardware más utilizada en la literatura por su bajo costo de implementación y facilidad de control.

## Capítulo 3 Metodología

En este capítulo se muestra el desarrollo de la plataforma para pruebas de algoritmos de MPPT (Figura 3.1).

Esta plataforma permite emular un panel PV que se expone a un perfil de irradiación incidente siguiendo el estándar de prueba europeo EN5030:2010 descrito anteriormente. Además, es posible controlar su voltaje de salida de acuerdo a un algoritmo de MPPT. Los datos de voltaje y corriente producidos por el emulador se registran en una base de datos para posteriormente comparar el rendimiento real con el máximo teórico disponible en el MPP.

Primero, se especifica el proceso de diseño del circuito de conversión de potencia y tarjeta de adecuación de señales construidos (1 y 2 en el diagrama de la figura 3.1). Se fundamenta el dimensionamiento de los componentes, y la elección específica de éstos. También, se muestra el proceso de creación del circuito impreso en una *suite* de diseño.

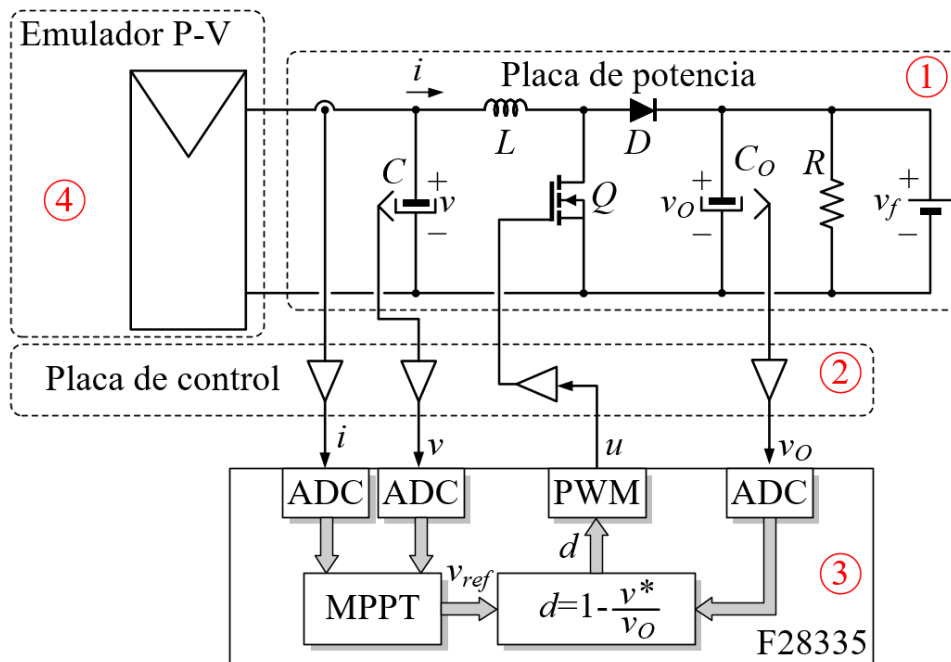


Figura 3.1. Diagrama de la plataforma de pruebas.

Segundo, se describe la construcción del circuito diseñado previamente (1 y 2 en el diagrama de la figura 3.1), que incluye el proceso de montaje de los componentes en el circuito impreso, la construcción de la bobina, y la distribución final del circuito ensamblado.

Tercero, se muestran las modificaciones planteadas al algoritmo P&O (3 en el diagrama de la figura 3.1), sus implicaciones teóricas, y simulaciones de funcionamiento.

Cuarto, se explica detalladamente el proceso de escritura del programa de control en el DSP (3 en el diagrama de la figura 3.1), que involucra la configuración de los puertos del convertidor analógico-digital (ADC), funciones de comunicación, generación del PWM, desarrollo de la regla de control, y pruebas de funcionamiento en simulaciones.

Quinto, se describe el desarrollo del programa de control del emulador de paneles PV (4 en el diagrama de la figura 3.1), que incluye la configuración del emulador, inicialización del programa, secuencias para el cálculo de los valores específicos de la curva IV, interfaz con el usuario, y programación de los perfiles de irradiación requeridos.

Por último, se especifican las pruebas realizadas para corroborar el funcionamiento correcto de la plataforma de pruebas completa.

### **3.1. Diseño del circuito MPPT**

Con el propósito de probar el algoritmo de manera experimental, se diseñó un circuito que pudiera operar correctamente la potencia procedente del emulador de paneles fotovoltaicos Agilent E4351B. Éste produce 4 A y 120 V en corriente y voltaje máximos, respectivamente, y hasta 480 W de potencia de salida.

Debido a que el voltaje del emulador es menor al voltaje de entrada necesario en un inversor para inyectar potencia a la red, se eligió un convertidor DC-DC tipo

*boost*. Cabe hacer notar que, debido a que se evaluará únicamente el algoritmo de MPPT, los resultados obtenidos y las consideraciones planteadas se pueden extender a cualquier otra topología.

El circuito consta de 2 placas aisladas galvánicamente (la placa de potencia y la placa de control). Ambos circuitos impresos se diseñaron en la *suite* Proteus VSM de Labcenter Electronics.

### 3.1.1. Placa de potencia

La placa de potencia incluye un convertidor DC-DC *boost*, 2 sensores de voltaje, un sensor de corriente, y un capacitor que se conecta en paralelo con el emulador PV (Figura 3.2).

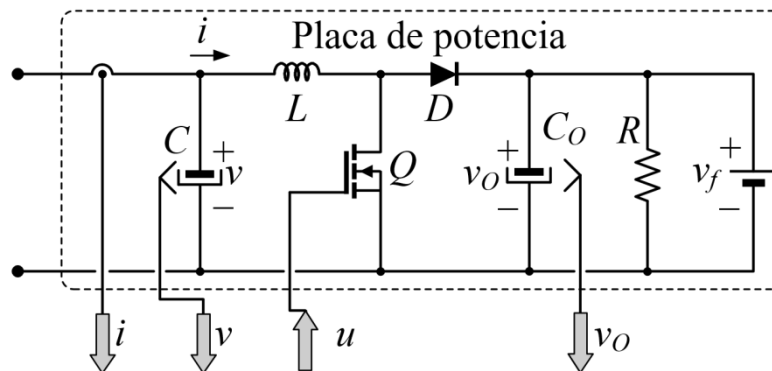


Figura 3.2. Esquemático de la placa de potencia.

Se eligió el modelo RURG5060 de Fairchild como diodo “*D*”, este permite operar hasta 600 V y 50 A. Para el *switch* del convertidor *boost* “*Q*” se eligió un mosfet de potencia modelo IRFP4768 de International Rectifier que puede manejar hasta 250 V y 93 A. Se seleccionó un *switch* de tipo mosfet debido a que puede operar a frecuencias de conmutación más altas que un transistor convencional. El uso de frecuencias de conmutación más elevadas reduce el tamaño de la bobina requerida.

El capacitor en paralelo con el emulador PV “ $C$ ” sirve para filtrar el rizado de voltaje en éste. Sin embargo, resulta evidente que la dinámica del sistema depende en gran parte de su valor. Un capacitor muy grande ( $100\ \mu\text{F}$ ) aumentaría el tiempo necesario para que el convertidor alcance el voltaje de referencia planteado por el MPPT. Este comportamiento ha sido bien documentado en estudios con esta topología en (Huynh y Cho 1996).

Estudios más recientes (Femia et al 2007) utilizan capacitores de alrededor de  $5\ \mu\text{F}$  para obtener respuestas dinámicas más rápidas. Partiendo de este hecho, se utilizó un capacitor de  $4.7\ \mu\text{F}$ , y con base en esto se dimensionaron los demás componentes.

Se eligió una frecuencia de conmutación de  $20\ \text{kHz}$  ya que está en el rango de frecuencias utilizadas en la literatura para esta topología. Asimismo, se procura que el convertidor opere siempre cercano a un ciclo de trabajo del 50%, ello con el objeto de mejorar su eficiencia energética.

Por lo regular, el dimensionamiento de los componentes en un *boost* se realiza partiendo del rizado máximo de corriente y tensión admisibles. Debido a que esto permite elegir componentes apenas por encima de los valores de frontera requeridos. Y así, es posible reducir los costos de producción del convertidor. Sin embargo, el coste de producción no es una característica crítica para el desarrollo del circuito de este proyecto. Razón por la cual, se elegirán componentes priorizando su función por sobre el costo. El caso más significativo de esto es el de la bobina “ $L$ ”.

Las bobinas de potencia representan una buena parte del costo en los convertidores DC-DC. Por ello, es común dimensionar los demás componentes para operar con bobinas reducidas. Para el caso del presente circuito, la bobina se dimensiona de forma tal que el circuito LC creado en conjunto con  $C$  tenga una frecuencia de corte de, a lo más, un medio de la frecuencia de del MPPT.

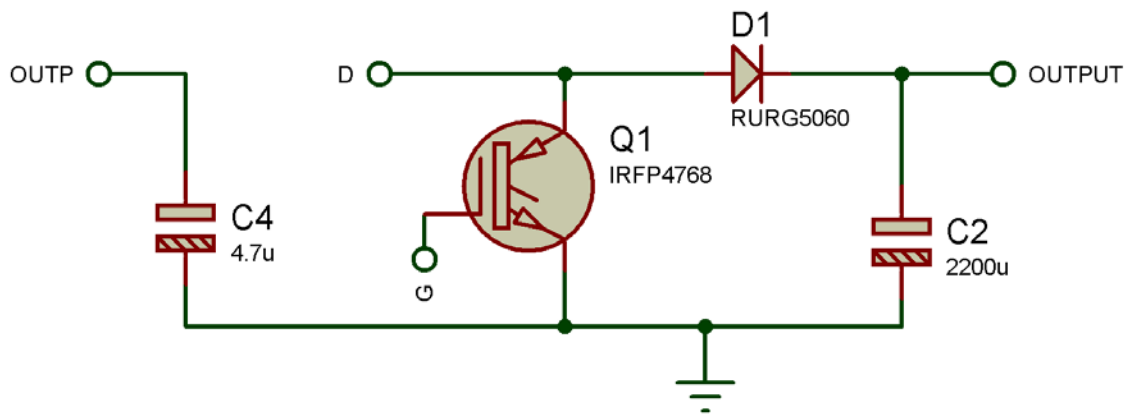


Para un filtro de primer orden, la frecuencia de corte se determina con la ecuación 3.1. Se eligió una frecuencia de corte de 8,5 kHz para reducir el ruido producido por la conmutación a 20 kHz en 7 dB. Así, se determinó que la bobina tendría una inductancia de 3 mH.

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad 3.1$$

El capacitor a la salida del *boost* " $C_o$ " tiene la función de capturar la energía proveniente del emulador PV, la cual se almacenó antes en la bobina. De esta forma, corriente y tensión de salida permanecen fijas mientras  $D$  no transmite potencia. Debido a esto, es necesario que  $C_o$  sea suficientemente grande para reducir el rizado de salida. No obstante, para la aplicación actual,  $C_o$  no tiene gran importancia para la dinámica del sistema. Esto es debido a que la tensión de salida está fijada por una fuente de voltaje constante, quien a su vez se encarga de proveer potencia cuando  $D$  se abre. De cualquier manera, se utilizó un capacitor de 2200  $\mu\text{F}$  para reducir el rizado a la salida de la fuente y, en caso de que fuere necesario, para futuras aplicaciones con interconexión a red.

La Figura 3.3 muestra el diagrama esquemático del convertidor elevador, el cual se realizó en la *suite* de diseño de circuitos Proteus.



*Figura 3.3. Diagrama esquemático en Proteus del convertidor de potencia.*

Con el fin de medir los voltajes de entrada y salida del convertidor, se seleccionaron los transductores de voltaje modelo LV 25-P de marca LEM. El esquemático en Proteus del circuito utilizado se muestra en la Figura 3.4. Para el correcto funcionamiento del sensor, se debe colocar una resistencia en serie a la entrada de este, entre las terminales “-HT” y “+HT”. El sensor genera entonces una corriente, en su salida “M” proporcional a la corriente que se establece a su entrada, entre terminales “-HT” y “+HT”. Las terminales de salida y entrada del sensor están aisladas galvánicamente entre sí. Debido a esto, la señal generada por el sensor es adecuada para su adquisición, acondicionamiento e interconexión directa al DSP.

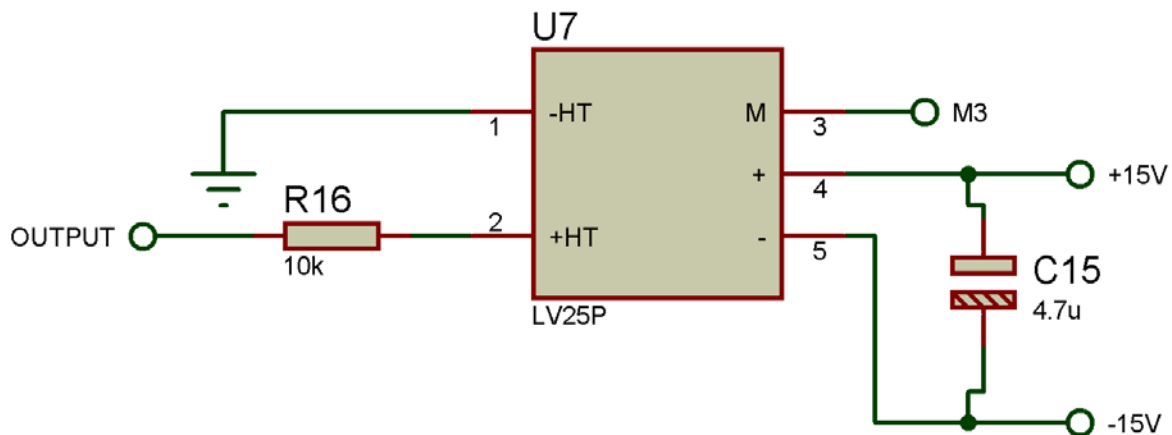
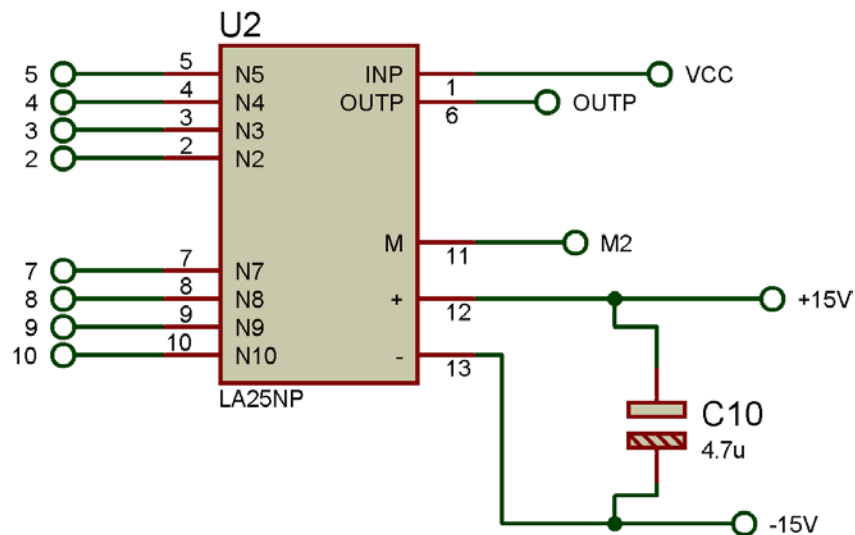


Figura 3.4. Diagrama esquemático en Proteus del circuito utilizado para medir el voltaje.

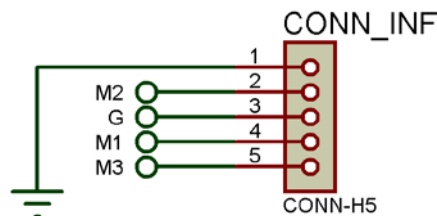
Para medir la corriente, se utilizó el sensor modelo LA 25-P de marca LEM con la configuración mostrada en el esquemático de la Figura 3.5. Al igual que el LV 25-P, éste genera en su salida “M” una corriente proporcional a la corriente que circula a través de sus terminales de entrada “INP” y “OUTP”. Asimismo, al interconectar las terminales “N” en arreglos diferentes, el sensor se puede configurar para medir corrientes nominales desde 5 A y hasta 25 A. Se eligió la configuración a 5 A debido a que la corriente  $I_{sc}$  del emulador PV es apenas de 4 A.

A fin de alimentar los sensores, se optó por un conector de 4 pines tipo Molex debido a que facilita la conexión y evita invertir la polaridad accidentalmente. Los pines 3 y 4 están conectados a -15 V y +15 V, respectivamente. Estos últimos provenientes de una fuente conmutada. Se eligieron conectores tipo *Quick-connect* a 90° para conectar la bobina, la salida, y la entrada del convertidor. Estos conectores están preparados para soportar con seguridad corrientes superiores a las que se utilizan en el prototipo, y permiten una fácil conexión.



*Figura 3.5. Diagrama esquemático en Proteus del circuito utilizado para medir la corriente.*

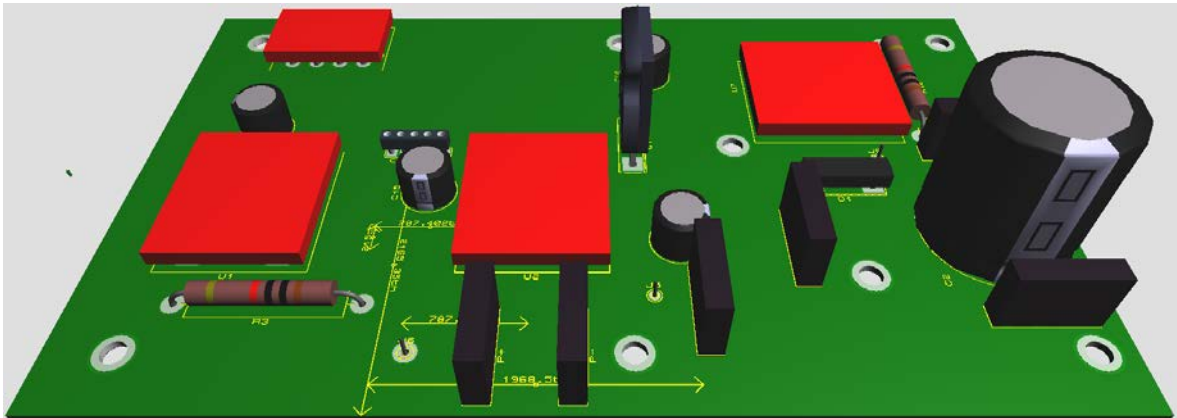
La conexión entre la placa de potencia y la de control se realizó mediante un conector de 5 pines mostrado en el esquemático de la Figura 3.6. Dicho conector transmite la tierra de potencia del panel PV, la señal del sensor de corriente “M2”, la señal de disparo del mosfet “G”, la señal del sensor de voltaje de entrada “M1” y la señal del sensor de voltaje de salida “M3”.



*Figura 3.6. Diagrama esquemático en Proteus del conector entre las placas de potencia y control.*

Se prestó especial atención a que las pistas de la etapa de potencia fueran lo suficientemente gruesas, y que los componentes estuvieran acomodados para acortar las trayectorias entre éstos. Para el montaje de la placa de control, se dejó un cuadrado de 8 cm en la placa de potencia sobre el cual se posiciona la placa de control utilizando espaciadores. También, se realizaron orificios de fijación para

un disipador de calor proveniente del mosfet y el diodo. Se incluyeron además puntos de sensado para el voltaje de salida y entrada. La visualización 3D de la placa de potencia generado en Proteus se muestra en la Figura 3.7.



*Figura 3.7. Visualización en 3D de la placa de potencia.*

### 3.1.2. Placa de control

La placa de control se diseña de forma tal que esta pueda montarse, con la ayuda de espaciadores, sobre el cuadrado de 8cm de la placa de potencia.

A fin de aislar galvánicamente el mosfet de potencia de la señal de disparo del DSP, se seleccionó el opto-acoplador modelo HCPL-3140 de la marca Avago. Este requiere una fuente de voltaje de 15 V aislada galvánicamente de los componentes de la placa de control, y referenciada a la tierra de potencia del panel PV. Con el propósito de proveer dicho voltaje se utilizó un convertidor DC-DC modelo AM1S-0515 de la marca Aimtec. En la Figura 3.8 se observa el esquemático generado en Proteus del circuito de disparo para el mosfet. Primero, la señal de disparo de 15 V aislada “G” se genera a partir de la señal del DSP de 3.3 V. En seguida, ésta se envía al conector central superior. Dicho conector también recibe la tierra del panel PV, y las señales del sensor de corriente “M2”, del sensor de voltaje de entrada “M1”, y del sensor de voltaje de salida “M3”.

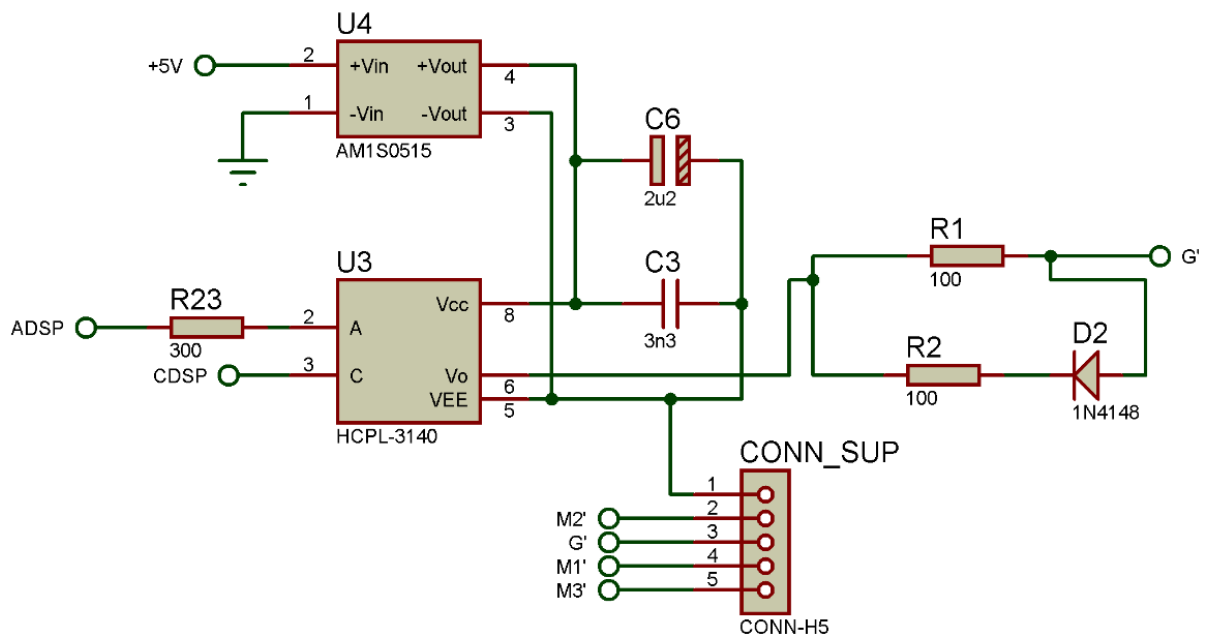
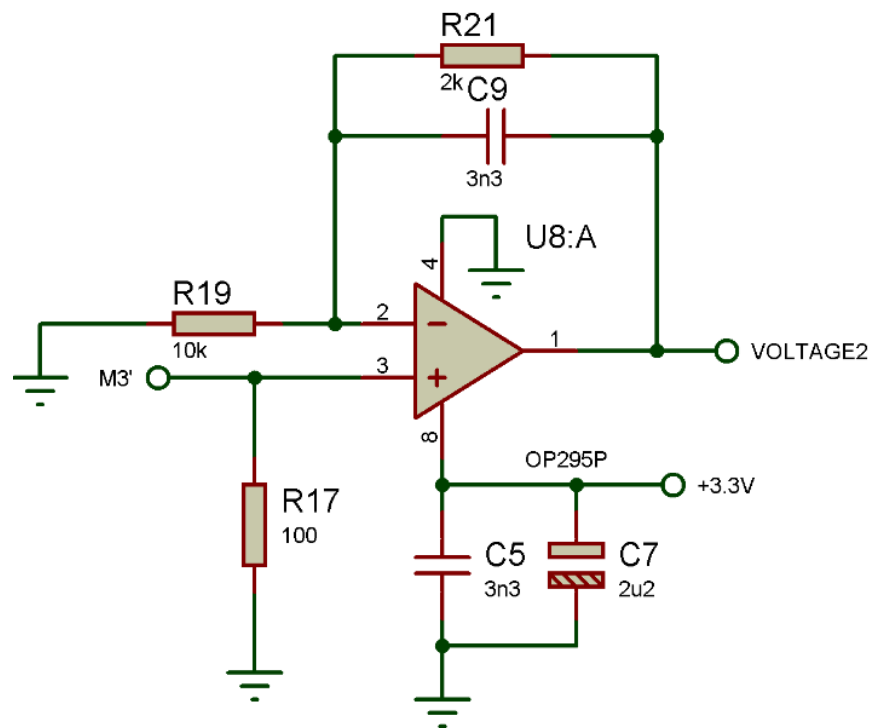


Figura 3.8. Diagrama esquemático en Proteus del circuito de disparo.

La señal de los sensores debe encontrarse entre tierra (GND) y 3.3 V para evitar dañar los ADC del DSP. Para garantizar esto, se utilizan amplificadores operacionales (OPAMPs) modelo OP295 de la marca Analog Devices. Estos se alimentan con 3.3 V provenientes de un regulador de voltaje modelo LM7833 de la marca Taitron (Figura 3.9). A fin de alimentar el regulador, se emplearon 5 V provenientes de la misma fuente conmutada utilizada por los sensores de la placa de potencia.

Debido a que los sensores producen una señal de corriente, esta debe convertirse en voltaje antes de introducirse al DSP. Para realizar dicha conversión, se hace pasar la corriente producida por el sensor a través de una resistencia de 100  $\Omega$ . En seguida, la diferencia de voltaje resultante entre las terminales de la resistencia se introduce al OP295 (Figura 3.9). Este amplificador se conecta como un amplificador no inversor con ganancia lineal de 1.2. Por último, con el propósito de filtrar el ruido se añadieron capacitores de 10 nF "C9" en paralelo con la resistencia de 2 k $\Omega$  "R21".



*Figura 3.9. Diagrama esquemático en Proteus del circuito de adecuación para las señales de los sensores.*

La alimentación de la placa de control también se realizó a través de un conector tipo Molex de 4 pines. Sin embargo, debido a que los voltajes requeridos por la placa de control son distintos a los de la placa de potencia se utilizó una distribución de pines distinta. El conector de la placa de control, requiere 5 V y GND en sus pines 1 y 2, respectivamente. Estos voltajes se tomaron de la fuente conmutada que alimenta al regulador LM7833.

La visualización en 3D de la placa de control se muestra en la Figura 3.10.

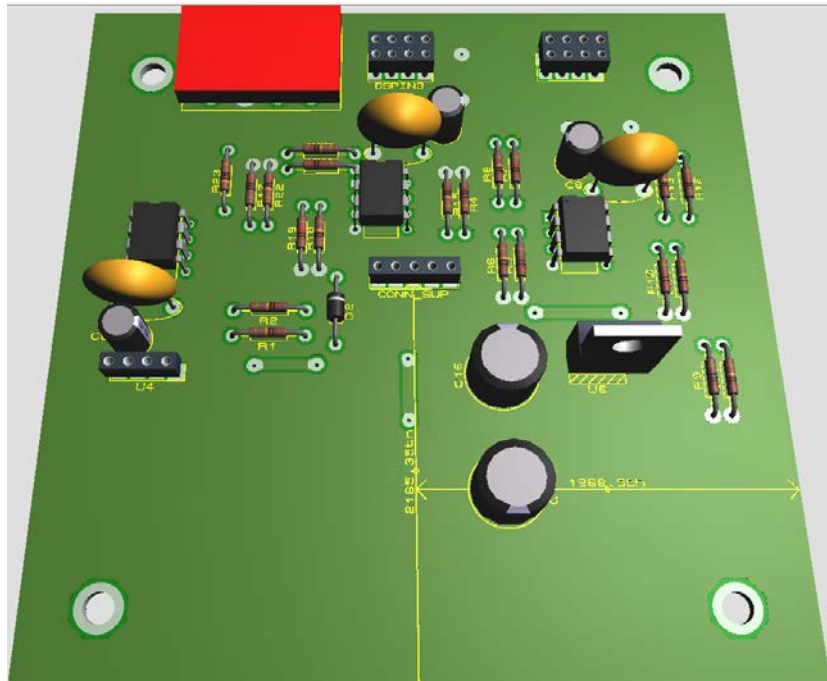


Figura 3.10. Visualización en 3D de la placa de control.

### 3.2. Construcción del prototipo diseñado

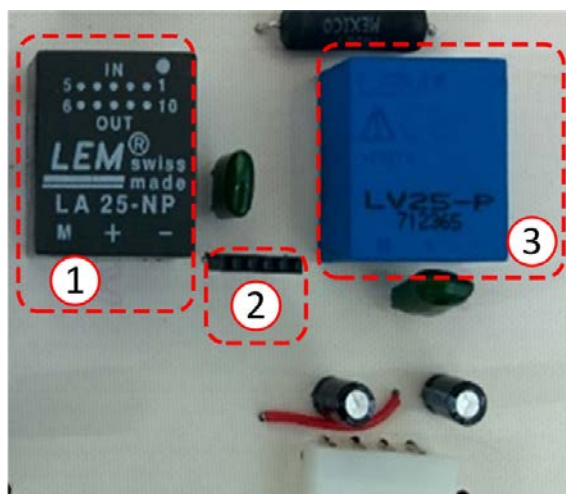
En la construcción del circuito impreso, se empleó placa con una sola cara de cobre. Se realizaron las perforaciones necesarias, y se pobló la placa con los componentes determinados.

La primera placa construida fue la de potencia. Se realizaron perforaciones en los extremos con el propósito de facilitar su montaje en una base y sujetar el disipador de calor compartido por el diodo y el mosfet. A fin de alimentar los sensores, se utilizaron conectores tipo Molex de 4 pines, y para las conexiones de potencia se utilizaron espadas tipo “quick-connect” macho a 90 grados.

La conexión entre la placa de potencia y de sensores se realizó a través de un solo conector central de pines hembra y macho respectivamente como se observa en la Figura 3.11. Para el montaje de la placa de control por encima de la placa de potencia, se realizaron las perforaciones con una separación de 8 cm como previsto para este fin. Es requisito de seguridad que la tierra de la etapa de



potencia esté flotada mediante aislamiento galvánico. Por esta razón, fue necesario realizar una inspección para asegurarse de que no hubiera contacto entre la placa y los tornillos de fijación metálicos.



*Figura 3.11. Sensor de corriente (1), conector central entre la placa de control y la de potencia (2), y sensor de voltaje (3).*



*Figura 3.12. Núcleos para la elaboración de la bobina del boost.*

Debido a que no se encontraron bobinas en venta al menudeo con las especificaciones de corriente necesarias, fue necesario construir la bobina del boost. Para ello, se eligió un núcleo de *iron-powder* modelo T25-26 (Figura 3.12).

Se optó por *iron-powder* debido a que su reluctancia es menor en comparación a los núcleos de ferrita, lo cual es deseable en aplicaciones de mayor corriente.

Sin embargo, debido a su menor reluctancia, el número de espiras necesarias para obtener la inductancia equivalente a un núcleo de ferrita es mucho mayor. Realizar mediciones de inductancia a cada vuelta resulta poco práctico debido al elevado conteo de espiras. Por tal motivo, se estimaron las vueltas necesarias para obtener el valor de 3 mH propuesto con anterioridad en la fase de diseño. Para este fin, se midió la inductancia resultante con distintos números de vueltas obteniendo así la Tabla 3.1.

*Tabla 3.1. Valores de inductancia para diferente número de espiras con el núcleo elegido*

Número de vueltas	Inductancia
4	4.5 $\mu$ H
11	28.9 $\mu$ H
17	66.53 $\mu$ H
20	91.36 $\mu$ H

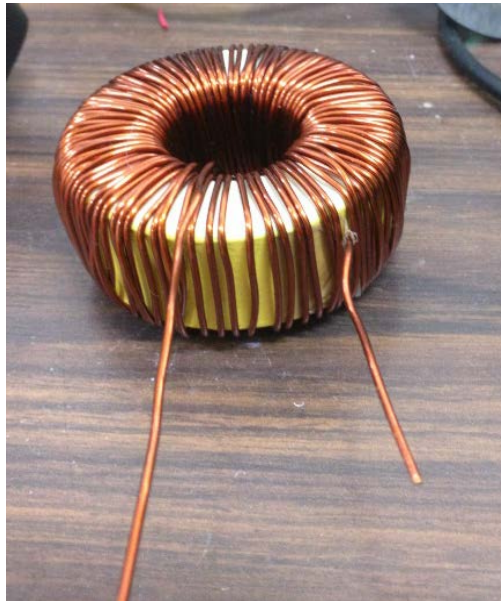
La inductancia en una bobina se calcula mediante la ecuación 3.2. Utilizando dicha ecuación, se estimó que el número de vueltas necesarias sería 114. Además, se optó por alambre magneto de calibre 14 de alambre estadounidense (AWG) para soportar la corriente de operación y minimizar la resistencia parasita.

$$L = \frac{\mu N^2 A}{l} = \frac{N^2}{R}$$

3.2

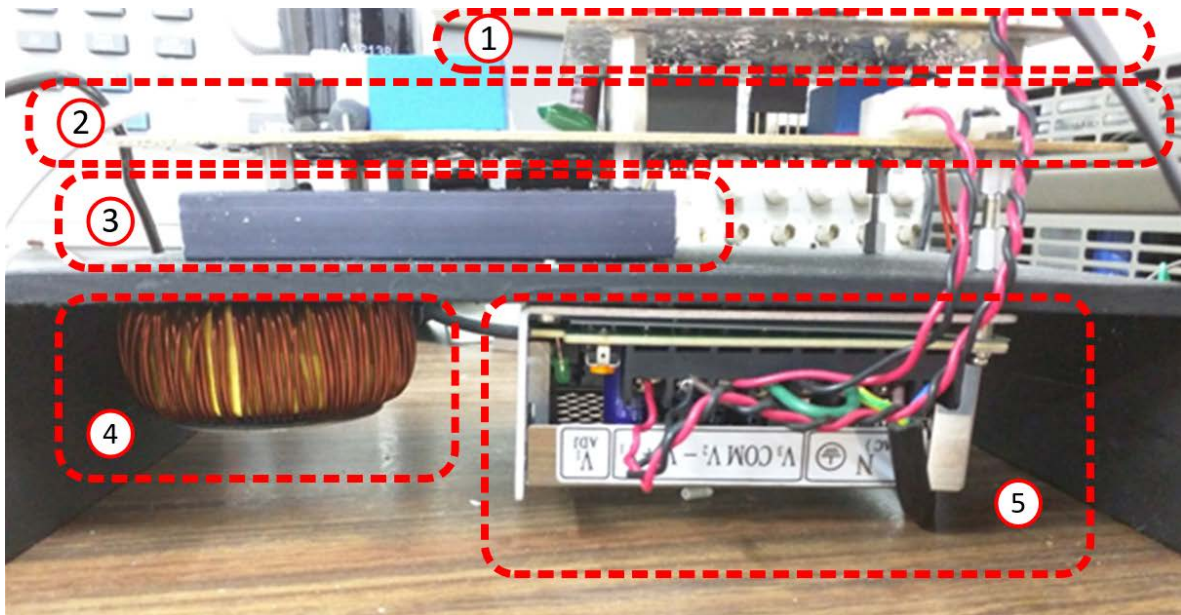
Dónde:  $R$  (Reluctancia).

Una vez terminada la bobina (Figura 3.13) se evaluó su corriente de saturación encontrando que resultó de 15 A. De esta forma, la bobina excedió los requerimientos de diseño para operar la potencia producida por el emulador PV.



*Figura 3.13. Bobina utilizada terminada.*

Posteriormente, la bobina se preparó para su conexión con el *boost* mediante un bloque de terminales. Se fijó mediante un tornillo y rondana sobre una base de acrílico pintado de negro (4). Encima de ésta, y separada por el acrílico, se fijó el disipador de calor (3). A su lado se colocó la fuente de voltaje conmutada que alimenta los sensores y circuitos de control (5). La ubicación se eligió con el propósito de reducir las emisiones de interferencia electromagnética (EMI) de la bobina al circuito de pruebas. Por último, se fijaron la placa de potencia (2) y la placa de control (1), tal y como se muestra en la Figura 3.14.



*Figura 3.14. Distribución final del circuito desarrollado.*

### 3.3. Algoritmo MPPT propuesto

El P&O es uno de los algoritmos más utilizados en aplicaciones PV debido a su baja complejidad, y que no requiere un gran poder de cómputo. El algoritmo propuesto representa una modificación al P&O tradicional.

La modificación propuesta busca discriminar los cambios producidos por los cambios rápidos en la irradiación. Y así, resolver el problema de deriva presente en el algoritmo tradicional.

Partiendo del hecho de que, aumentar el número de muestreos permite obtener más información acerca de una señal. Se propone aumentar el número de muestreos con respecto al P&O tradicional antes de decidir acerca de la dirección de la siguiente perturbación. Y de esta forma, identificar los efectos de los cambios de irradiación.

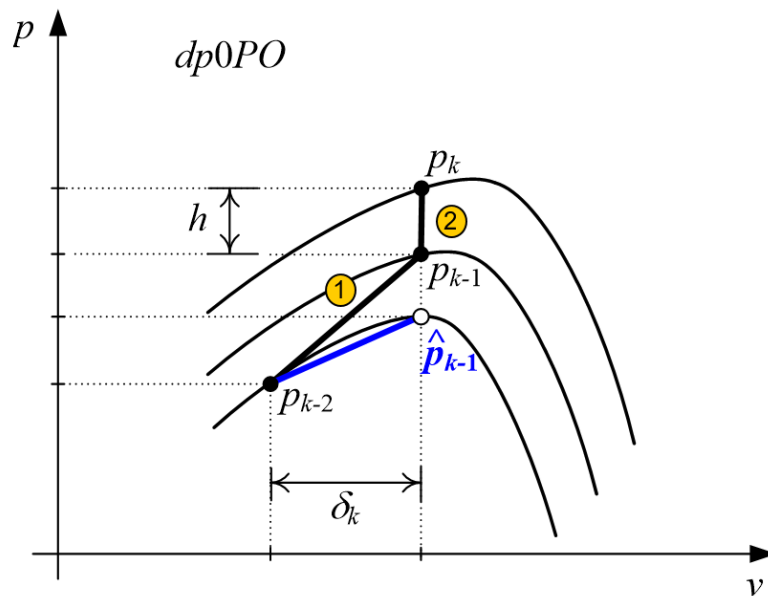


Figura 3.15. Funcionamiento de un MPPT con estados adicionales de observación/muestreo.

La Figura 3.15 muestra un primer ejemplo de modificación al algoritmo P&O que involucra 3 estados del sistema en los que la irradiación aumenta, y 2 etapas de perturbación entre estos. En el primer estado, se muestrea la potencia previa a la perturbación ( $p_{k-2}$ ). Durante la primera etapa, se aplica una perturbación (1) al voltaje ( $\delta_k$ ) en sentido positivo. En el segundo estado, se mide la potencia ( $p_{k-1}$ ) debida a la primera perturbación. Durante la segunda etapa, no se realiza ninguna perturbación durante el mismo periodo de tiempo (2). En el tercer estado, se muestrea la potencia ( $p_k$ ), que es debida al periodo de inactividad. De esta forma, se puede calcular el aumento en potencia debido al cambio en irradiación ( $h$ ) mediante la siguiente ecuación:

$$h = p_k - p_{k-1}. \quad 3.3$$

Si la irradiación hubiera permanecido constante a lo largo de la primera etapa, entonces la potencia medida después de la perturbación sería  $\hat{p}_{k-1}$ , la cual se puede estimar a través de la ecuación:

$$\hat{p}_{k-1} = p_{k-1} - h = -p_k + 2p_{k-1}. \quad 3.4$$

Sustituyendo  $p_{k-1}$  por  $\hat{p}_{k-1}$ , en el cálculo del incremento de potencia ( $\Delta p_k$ ) usado en el algoritmo P&O convencional, es posible reducir los efectos de la deriva durante los cambios rápidos de irradiación. Así, el incremento de potencia, discriminando los efectos de la irradiación, se calcula con la ecuación:

$$\Delta p_k = \hat{p}_{k-1} - p_{k-2} = -p_k + 2p_{k-1} - p_{k-2}. \quad 3.5$$

Por último, el incremento de voltaje ( $\Delta v_k$ ) se obtiene como:

$$\Delta v_k = v_k - v_{k-2}. \quad 3.6$$

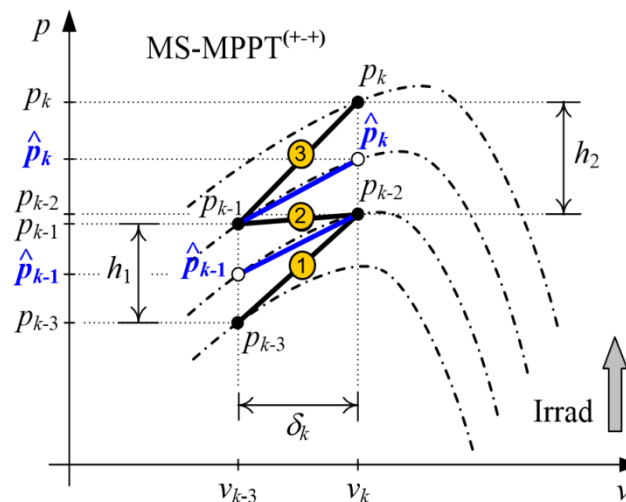


Figura 3.16. Diagrama de funcionamiento del algoritmo propuesto.

En este primer ejemplo se puede observar que múltiples muestreos permiten diferenciar entre los efectos debidos a la perturbación intencional del algoritmo, y los efectos debidos a los cambios en la irradiación (y/o la temperatura). El uso de esta información adicional permite tomar mejores decisiones de control.

Siguiendo esta misma idea, la solución propuesta (Figura 3.16) consiste en incluir un muestreo extra y perturbar en forma de zigzag. El algoritmo propuesto se conoce como “Multi-Sampling Maximum Power Point Tracker” (MS-MPPT).

En el diagrama de la Figura 3.16 se observan 4 estados de funcionamiento del sistema y 3 etapas de perturbación entre éstos. Más aún, se asume que cada una de las 3 etapas tiene la misma duración de tiempo. En el primer estado, se muestrea la potencia ( $p_{k-3}$ ) y voltaje ( $v_{k-3}$ ) previos a las perturbaciones. Después, durante la primera etapa (1) se realiza una perturbación de magnitud  $\delta_k$  en sentido positivo. En el segundo estado, se mide la potencia ( $p_{k-2}$ ) y voltaje ( $v_{k-2}$ ) posteriores a la perturbación. En la segunda etapa (2), se realiza una perturbación adicional de la misma magnitud que la anterior, pero en sentido negativo. De forma que, el voltaje regresa estado inicial ( $v_{k-1}$ ). En el tercer estado, se muestrea la potencia ( $p_{k-1}$ ) en el voltaje ( $v_{k-1}$ ). Por último, en la tercera etapa (3), se realiza perturbación más de igual magnitud ( $\delta_k$ ) que las anteriores, esta vez, en sentido positivo nuevamente. En el cuarto estado, se muestrea la potencia ( $p_k$ ) en el voltaje ( $v_k$ ).

Notar que, los incrementos en potencia producidos entre los estados; 1° y 3°, y 2° y 4°, esto es,  $h_1$  y  $h_2$ , respectivamente, son causados por aumentos en la irradiación únicamente. Los valores de  $h_1$  y  $h_2$  se calculan con las siguientes ecuaciones:

$$h_1 = p_{k-1} - p_{k-3}, \quad 3.7$$

$$h_2 = p_k - p_{k-2}. \quad 3.8$$

De los 4 estados originales del sistema se propone ahora visualizar sólo 2 estados. Estos representan la estimación de potencia que se hubiera obtenido en

$v_k$  y  $v_{k-3}$ , esto es,  $(\hat{p}_k)$  y  $(\hat{p}_{k-1})$ , respectivamente, si la irradiación hubiera permanecido constante. Para calcular ambos valores, se utilizan las siguientes ecuaciones:

$$\hat{p}_k = \frac{p_k + p_{k-2}}{2}, \quad 3.9$$

$$\hat{p}_{k-1} = \frac{p_{k-1} + p_{k-3}}{2}. \quad 3.10$$

El incremento en potencia  $\Delta p_k$  que se usa en la lógica del algoritmo P&O convencional es sustituido por el incremento calculado utilizando las estimaciones de aumento de potencia sin los efectos de irradiación, como se muestra a continuación.

$$\Delta p_k = (\hat{p}_k - p_{k-1}) + (p_{k-2} - \hat{p}_{k-1}), \quad 3.11$$

$$\Delta p_k = p_k - 3p_{k-1} + 3p_{k-2} - p_{k-3}. \quad 3.12$$

Y el incremento en voltaje que se utiliza en dicha lógica se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$\Delta v_k = v_k - v_{k-3}. \quad 3.13$$

En el diagrama de flujo para el algoritmo propuesto (Figura 3.17) se observa que la dirección de la perturbación final  $\pm Inc$  se almacena en  $\delta_k$ . Una bandera ( $flag_k$ ) se utilizó para identificar en cuál de las 3 posibles etapas se encuentra el sistema,



y así poder realizar la perturbación correspondiente, esto es,  $+\delta_k$ ,  $-\delta_k$  o  $+\delta_k$ , respectivamente.

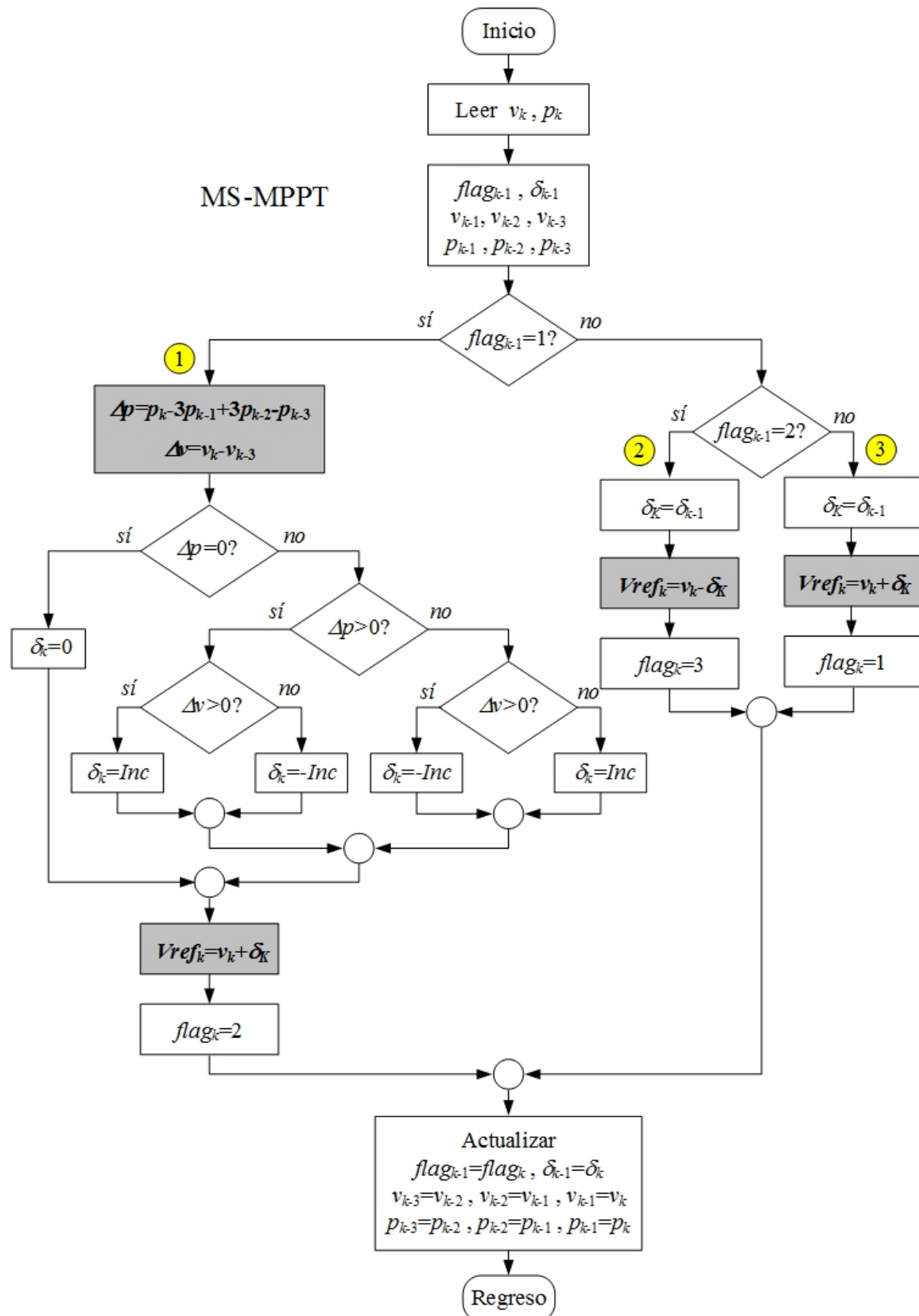


Figura 3.17. Diagrama de flujo para el MS-MPPT propuesto.

### 3.3.1. Simulación del algoritmo propuesto.

Con el propósito de comparar el rendimiento ante cambios rápidos de irradiación entre el algoritmo propuesto y el P&O tradicional, se realizaron simulaciones en Simulink Matlab.

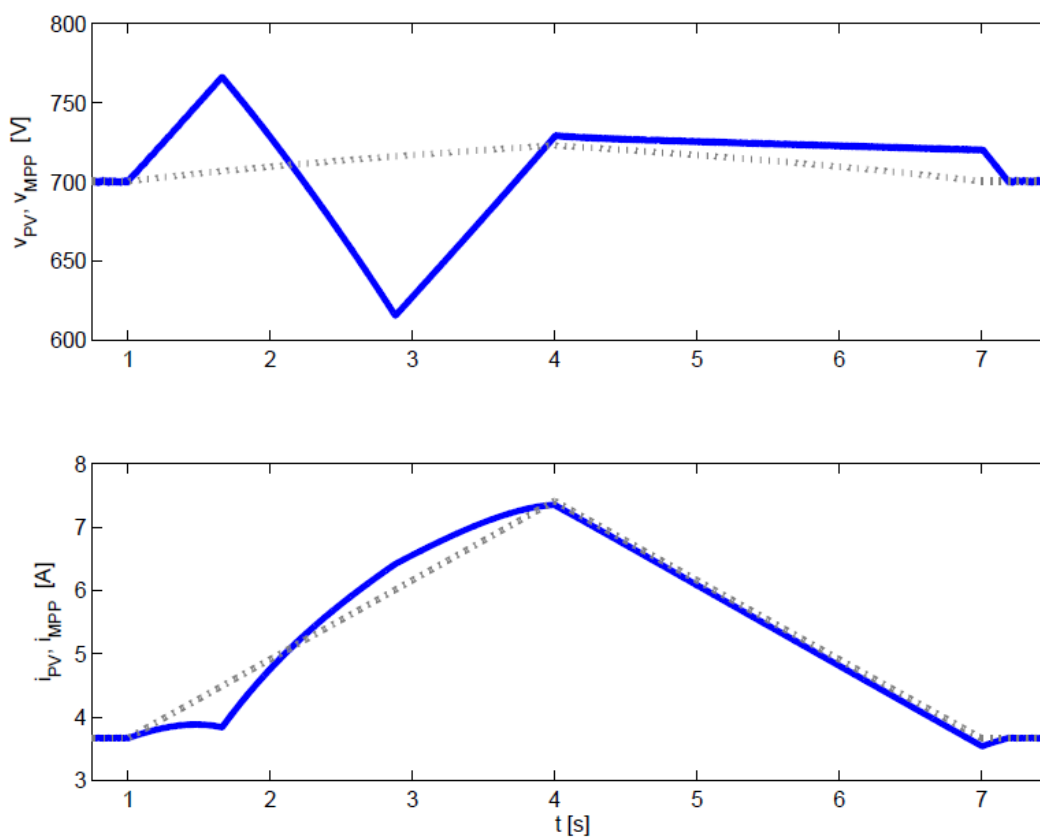
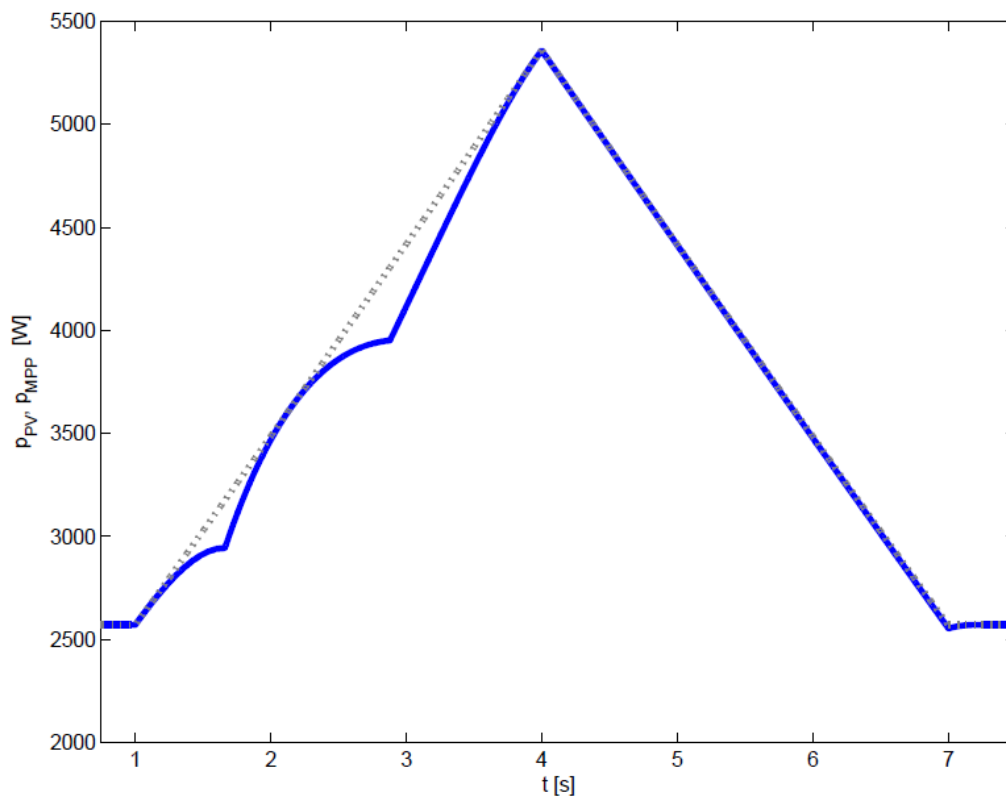


Figura 3.18. Comportamiento de voltaje y corriente ideal (punteado) vs real (sólido) del P&O ante cambios rápidos de irradiación.

La Figura 3.18 muestra las gráficas de voltaje y corriente obtenidas durante un cambio rápido de irradiación con un control que seguía el algoritmo P&O tradicional. El cambio consistió en aumentar la irradiación incidente en un panel simulado desde  $500 \text{ W/m}^2$  hasta  $1000 \text{ W/m}^2$  en un lapso de 3 s, y regresar a  $500 \text{ W/m}^2$  en el mismo periodo de tiempo. La potencia resultante se muestra en la gráfica de la Figura 3.19. La línea de color azul sólido corresponde a los valores muestreados en el sistema y la línea en color gris punteada señala el valor óptimo en el MPP.

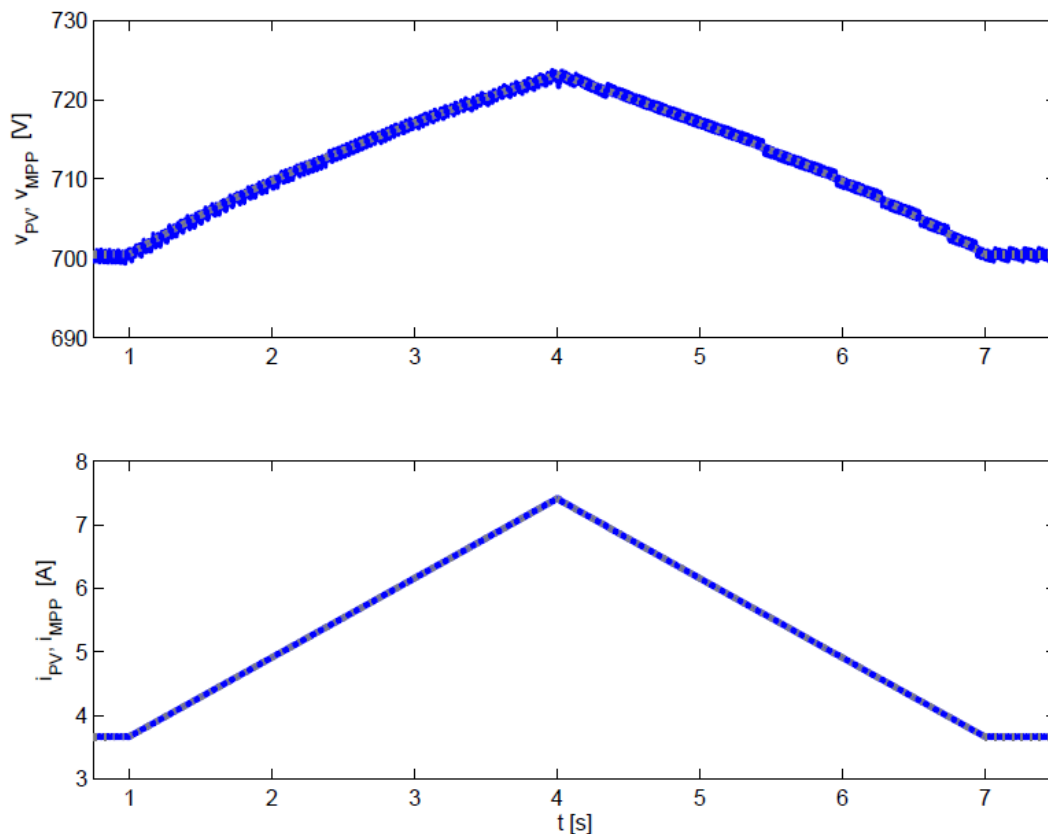


*Figura 3.19. Comportamiento de potencia ideal (punteado) vs real (sólido) del P&O ante cambios rápidos de irradiación.*

Se hace notar que, el comportamiento observado en las simulaciones es similar al reportado en la literatura revisada. El controlador sufre problemas de deriva, y falla

en el seguimiento del voltaje óptimo. Debido a esto, se observan “valles” en la gráfica de potencia durante el aumento rápido de irradiación.

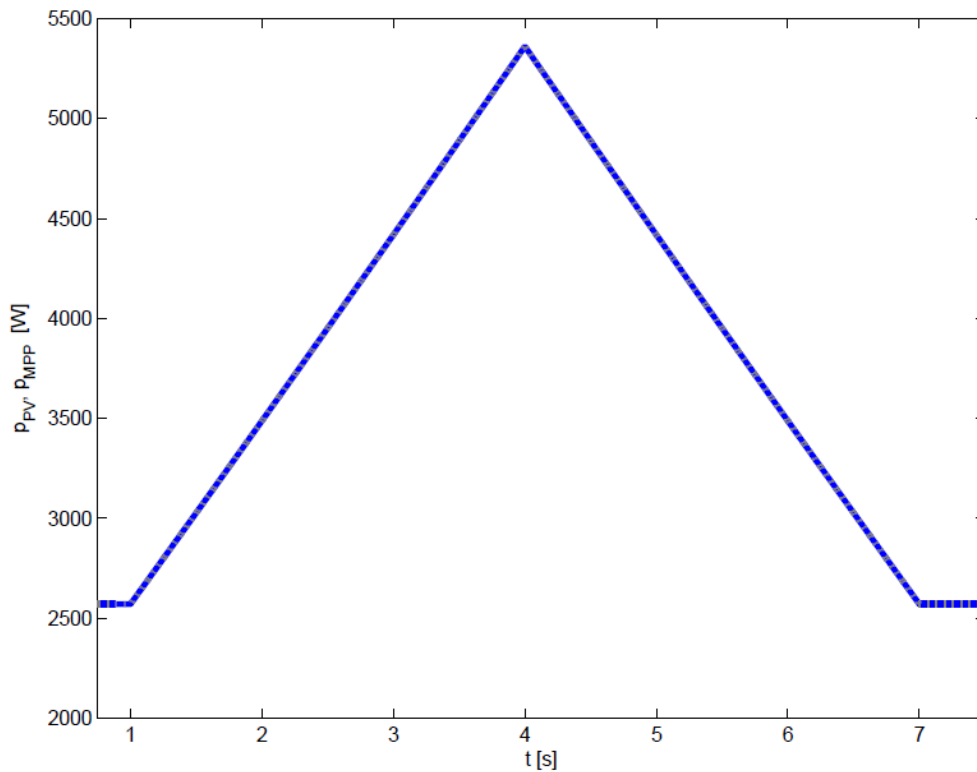
En contraste, el voltaje y corriente que produce el MS-MPPT bajo las mismas condiciones se muestran en la Figura 3.20, y su grafica de potencia en la Figura 3.21.



*Figura 3.20. Comportamiento de voltaje y corriente ideal (punteado) vs real (sólido) del MS-MPPT ante cambios rápidos de irradiación.*

Cabe resaltar que, los valores muestreados en el sistema operando con el algoritmo propuesto (línea en color sólido azul) siguen muy de cerca a los máximos teóricos (línea en color gris punteada).

Con base en las simulaciones, es posible afirmar que el algoritmo propuesto es mucho menos propenso a sufrir problemas de deriva. Y por lo tanto, el MS-MPPT es más eficiente en entornos con cambios rápidos de irradiación.



*Figura 3.21. Comportamiento de potencia ideal (punteado) vs real (sólido) del MS-MPPT ante cambios rápidos de irradiación.*

### 3.4. Implementación del algoritmo en un DSP

Se eligió el procesador digital de señales (DSP) modelo TMS320F28335 de la marca Texas Instruments. El fabricante Spectrum Digital ofrece un kit modelo eZdsp F28335 para prototipos de rápida integración. Este maneja una frecuencia de operación de hasta 150 MHz, 16 ADC de 12 bits y opera con variables de punto flotante. Por lo tanto, sus especificaciones superan con creces los requerimientos de los algoritmos a evaluar.

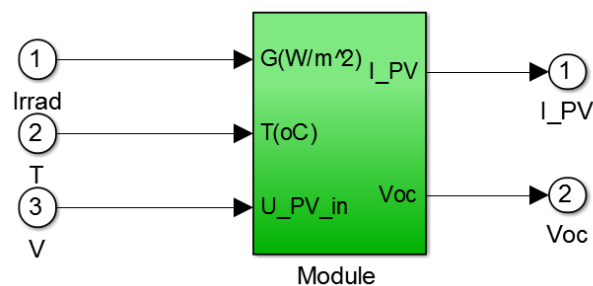
Para generar el programa del algoritmo propuesto, y comprobar su funcionamiento en simulaciones, se utilizó el entorno de programación por bloques Simulink de MATLAB. El modelado de los circuitos se realizó mediante la biblioteca de Simscape Power Systems.

La simulación se dividió en 2 bloques principales, el del convertidor *boost* y el del DSP F28335 de Texas Instruments. El bloque del DSP se encarga de enviar la señal de disparo para el mosfet como resultado del control implementado con base en los datos que recibe de los sensores del bloque del *boost*. El bloque del *boost* consta de la simulación en Simscape Power Systems de la placa de potencia y un panel PV. En los 2 capítulos siguientes se detalla más a fondo la estructura de ambos bloques.

### 3.4.1. Bloque del convertidor boost

Este bloque tiene como salida las señales simuladas de los 3 sensores de la placa de potencia, a saber, voltajes de entrada y salida, y corriente de entrada. Y, como única entrada, tiene la señal cuadrada de disparo del mosfet.

Se desarrolló un módulo en Simulink que, con base en los cálculos mostrados con anterioridad (Sección 2.1. Comportamiento del Panel PV), simula la salida de corriente en un módulo PV. Dicho bloque, toma en cuenta sus condiciones de irradiación “G”, temperatura “T”, y voltaje “U\_PV\_in”, tal y como se muestra en la Figura 3.22. Este bloque es en sí una fuente de corriente controlada por voltaje.



*Figura 3.22. Módulo de Simulink para la simulación del comportamiento de un panel PV.*

El voltaje de entrada al módulo del panel PV se toma de la señal medida en el circuito de Simscape Power Systems. La salida de éste módulo se utiliza para regular el módulo PV ubicado a la entrada de dicho circuito.

Los valores utilizados para el circuito simulado fueron tomados del circuito previamente construido. El diseño final del circuito simulado se muestra en la Figura 3.23.

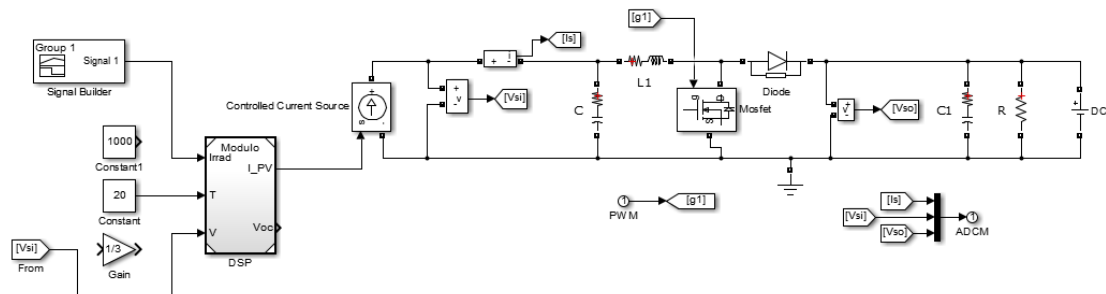


Figura 3.23. Diseño del circuito de potencia simulado con Simscape Power Systems en Simulink.

### 3.4.2. Programa del DSP F28335

En esta sección de la simulación (Figura 3.24), se generó el programa que se descargaría al DSP denominado “DSP1”. Con el propósito de que el programa del DSP pudiera interactuar en la simulación con el circuito *boost*, se crearon 2 bloques de adaptación de señales, a saber, “ADC Measuring Adaptation”, y “PWM Generator”.

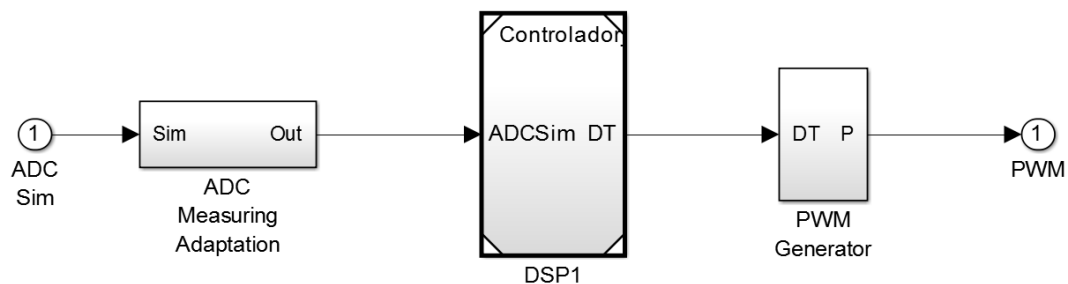


Figura 3.24. Diagrama en Simulink de la simulación del DSP F28335.



Antes de generar el código, fue necesario seleccionar el DSP y el entorno integrado de desarrollo (IDE) a utilizar en la ventana de configuración de parámetros del programa en Simulink. Para el caso del kit F28335 eZdsp de Spectrum Digital, se utilizó el IDE Texas Instruments Code Composer Studio y el tipo de dispositivo C2000 de Texas Instruments.

Debido a problemas para generar códigos a distintas frecuencias de operación en Code Composer Studio, se utilizó la frecuencia de reloj por default de 30 MHz.

### 3.4.2.1 Adaptación de las mediciones del DSP

Tal y como se mencionó previamente, esta parte actúa como una etapa *buffer* que permite la simulación de operación del DSP en línea con la simulación del circuito. Esto permite evaluar el adecuado comportamiento del algoritmo de control aplicado al circuito diseñado, aún antes de programarse. Esta función, facilitó la depuración del programa y aceleró el desarrollo del mismo.

Se acondicionó cada señal por separado (Figura 3.25). Primero, dividiendo el vector de mediciones para distinguir entre la corriente de entrada “ $I_s$ ”, el voltaje de entrada “ $V_{si}$ ” y el voltaje de salida del convertidor *boost* “ $V_{so}$ ”. Posteriormente, cada señal se multiplicó por una ganancia que permite normalizar los voltajes leídos entre GND y 3 V. De esta forma, se simularon las entradas del ADC tal y como se miden en el circuito físico. Las señales máximas esperadas en los sensores son de 200 V para los sensores de tensión, y 5 A para los de corriente. Después, se reconstruyó el vector de 3 mediciones, y se eligió un límite de saturación entre 0 V y 2.99 V. La saturación permite simular el comportamiento real de los OPAMPs en el circuito de control (Figura 3.9). Por último, el vector se convirtió a datos en cantidades binarias, tal y como se obtiene del ADC del DSP. Para este fin, se aplicó una ganancia en base a la resolución del ADC y al voltaje máximo admitido.

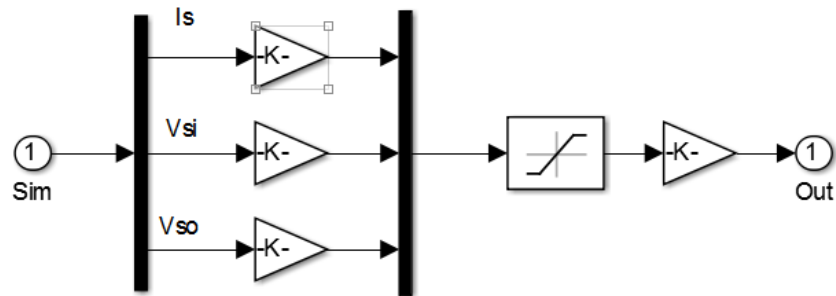


Figura 3.25. Diagrama en Simulink de la etapa para adaptación de mediciones.

### 3.4.2.2 Programa descargado en el DSP

El diagrama general del programa que se descarga al DSP se muestra en la Figura 3.26. Primero, se realiza una lectura de los datos utilizando el ADC del DSP denominado “ADC Task”. Por último, las mediciones se envían a una rutina de comunicación serial referida como “Serial” para su monitoreo en tiempo real, y a la rutina de seguimiento de punto de máxima potencia denominada “MPPT”.

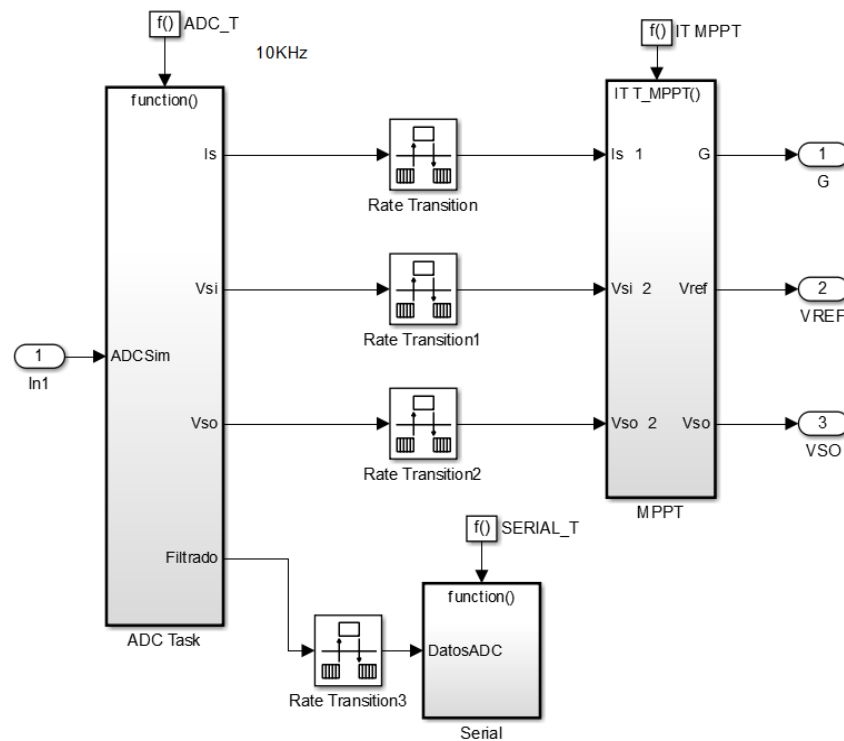


Figura 3.26. Diagrama en Simulink del programa descargado al DSP.

Debido a que las distintas rutinas del programa se ejecutaban a distintas frecuencias, fue necesario utilizar bloques denominados “RateTransition” a manera de *buffers*.

### 3.4.2.2.1 Rutina de lectura del ADC

La rutina lectura del ADC (Figura 3.27) se ejecuta cada 0.1 ms de manera paralela con las rutinas de comunicación serial, y del algoritmo de seguimiento de punto de máxima potencia.

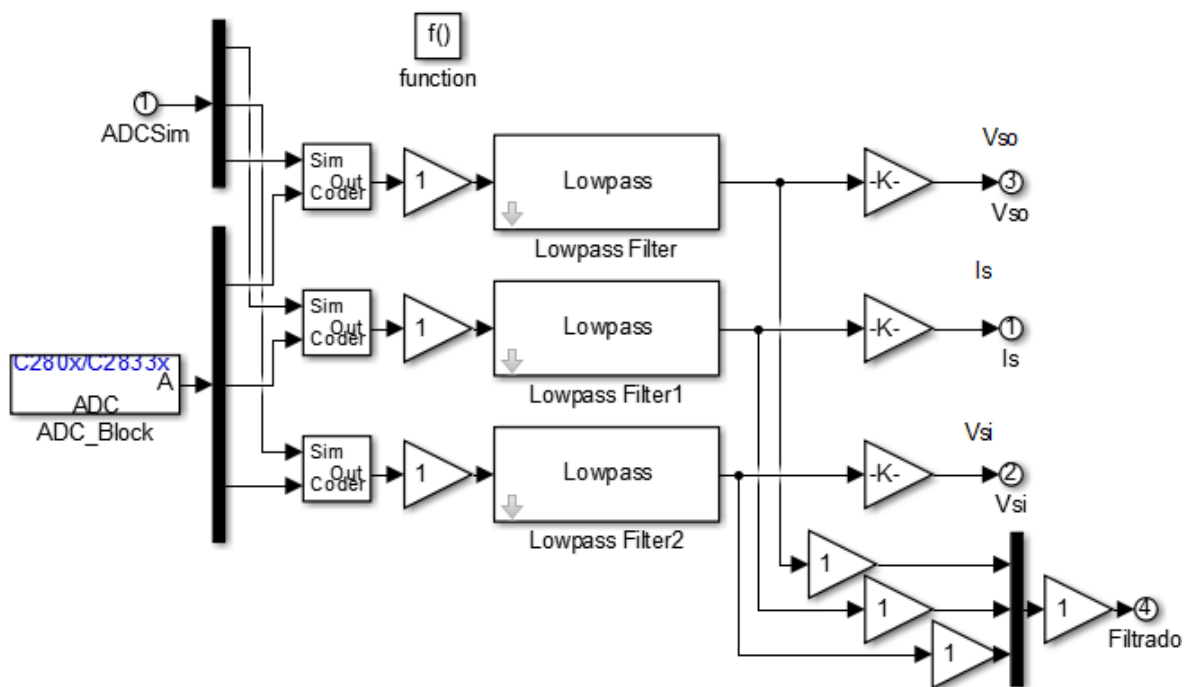


Figura 3.27. Diagrama en Simulink de la rutina del ADC.

Se utilizó un bloque con la rutina del ADC para el DSP seleccionado. Este bloque viene incluido en la *suite* de generación de código optimizado para microcontroladores (MCU) C2000 de Texas Instruments en Matlab. El bloque se configura para tener un tiempo de muestreo heredado, entregar salidas como enteros sin signo de 32 bits (para facilitar el diseño del filtro), utilizar el módulo A, realizar modo de conversión secuencial, e iniciar la conversión con eventos de PWM definidos por el usuario (ePWMxx). En cada muestreo se realizan 3 lecturas

correspondientes a cada uno de los sensores instalados en los puertos “ADCINA1”, “ADCINA2” y “ADCINA3”. Posteriormente, los datos se envían al bloque “Environment Controller”. Este bloque permite al programa distinguir entre los datos provenientes de la simulación y los datos de la rutina de ADC utilizada. Esto, con el propósito de evaluar el funcionamiento del programa en la simulación antes de programar la rutina en el DSP y operar el circuito físico.

Se aplicó un filtro pasa-bajos de respuesta finita al impulso (FIR), el cual es generado a partir de la función de diseño de filtros “Lowpass Filter” de Matlab. Este filtro se configuró con un ancho de banda y frecuencia de corte más bajas que se pudieron utilizar, sin que el orden del filtro se elevara hasta un orden que generara problemas durante la compilación (de orden 51). Así, se utilizó un ancho de banda de 500 Hz y una frecuencia de corte de 1 kHz. A pesar de que estos valores están muy por encima de la velocidad de perturbación del MPPT, permiten filtrar el ruido de alta frecuencia característico de los convertidores de potencia conmutados.

La salida del filtro se convierte nuevamente en enteros sin signo de 32 bits utilizando un bloque de ganancia unitaria. Además, se genera un vector conformado por las 3 mediciones. Este vector es enviado a la rutina de comunicación serial denominada “Filtrado”.

Por otro lado, los datos del filtro también se convierten a números de punto flotante mediante la aplicación de una ganancia dada por los valores máximos de voltaje o corriente admitidos, divididos por la resolución del ADC, esto es,  $2^{12}$ . El resultado, esto es, las lecturas procesadas de los sensores “Vso”, “Is” y “Vsi”, se envía al algoritmo de MPPT.

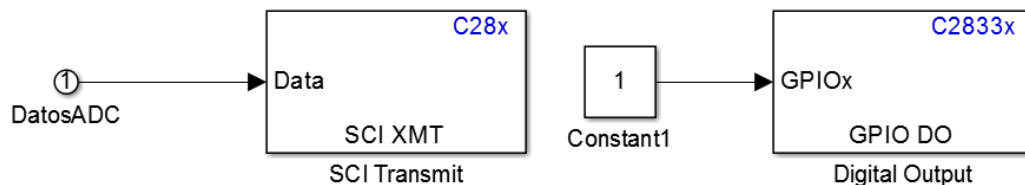
#### **3.4.2.2.2. Rutina de comunicación Serial**

La rutina de comunicación serial (Figura 3.28) se ejecuta a una velocidad mucho más lenta que el resto de las otras rutinas. Esto, con el propósito de evitar saturar

el buffer de comunicación al exceder la capacidad de 9600 bits/s. Se comprobó que es posible enviar mediciones de los 3 sensores cada 0.1 s de manera confiable.

Se utilizó el puerto “SCI\_A”, debido a que el kit F28335 eZdsp de Spectrum Digital tiene un convertidor a RS-232 integrado en dicho puerto. Esto permite al DSP conectarse directamente a una computadora con un conector DB9. El puerto se configuró a una velocidad de 9600 bits/s, con un bit de parada sin modo de paridad, y caracteres de 8 bits de longitud.

La transmisión de datos se define mediante el bloque “SCI Transmit” incluido en la *suite* de generación de código optimizado para MCU's C2000 de Texas Instruments para Matlab. Se configuró de tal forma que incluyera el encabezado ‘I’ para indicar el inicio del paquete de datos, y ‘F’ para indicar el final.



*Figura 3.28. Diagrama en Simulink de la comunicación serial.*

### 3.4.2.2.3. Rutina MPPT

La rutina del MPPT en Simulink “MPPT” (Figura 3.24) se configuró para ejecutarse a la velocidad de perturbación elegida. Se eligió perturbar cada 300 ms debido a que esta es la velocidad de muestreo más rápida que se puede registrar con el emulador a través de LabVIEW. El tamaño de la perturbación se elige por prueba y error, de tal forma que el P&O tenga el mejor rendimiento posible. Para ello, se parte de un valor de 2% del  $V_{oc}$ , que es el valor óptimo indicado con mayor frecuencia en la literatura para frecuencias de perturbación relativamente lentas.

La lógica del algoritmo P&O tradicional y del MS-MPPT se almacenó en un *script* que permite, en cada iteración, obtener el siguiente voltaje de referencia para el arreglo PV.

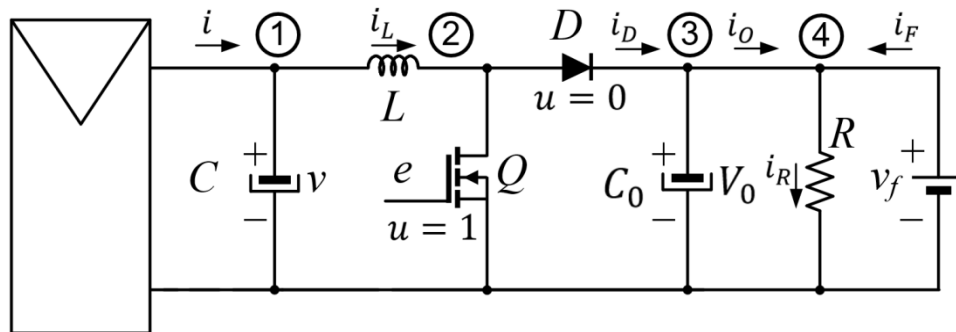


Figura 3.29. Diagrama del circuito de potencia a utilizar.

Con el propósito de calcular el ciclo de trabajo necesario para llevar el sistema al voltaje de referencia fijado por el algoritmo MPPT, fue necesario determinar una regla de control. Para ello, se analiza el modelo matemático del circuito de la Figura 3.29. Como resultado del análisis de estado estacionario del sistema, se tienen 2 posibles estados en función de la posición del *switch*  $u$ .

De acuerdo a  $u$ , el voltaje en el mosfet  $e$  se describe con la ecuación:

$$e = 0, \text{ cuando } u = 1, \text{ y} \quad 3.14$$

$$e = V_0, \text{ cuando } u = 0.$$

Por lo tanto,  $e$  se expresa en términos de  $u$  conforme a la ecuación:

$$e = V_0(1 - u). \quad 3.15$$

La corriente en el diodo  $i_D$  se describe con la ecuación:

$$i_D = 0, \text{ cuando } u = 1 \text{ y} \quad 3.16$$

$$i_D = i_L, \text{ cuando } u = 0.$$

Por lo que, con base en la ecuación 3.16,  $i_D$  se expresa en términos de  $u$  como se muestra en la siguiente ecuación:

$$i_D = i_L (1 - u). \quad 3.17$$

Aplicando la ley de voltajes de Kirchhoff (LVK) para la malla del inductor  $L$  se obtiene la expresión:

$$L \dot{i}_L = V_\rho - e. \quad 3.18$$

Sustituyendo 3.15 en la expresión 3.18 se obtiene la siguiente ecuación:

$$L \dot{i}_L = V_\rho - V_f(1 - u). \quad 3.19$$

Aplicando la ley de corrientes de Kirchhoff (LCK) para la corriente en el nodo del capacitor  $C_0$  (3) se obtiene la expresión:

$$C_0 \dot{V}_0 = i_D - i_O. \quad 3.20$$

Sustituyendo  $i_D$  3.17 en 3.20 se obtiene:

$$C_0 \dot{V}_0 = i_L (1 - u) - i_O. \quad 3.21$$

Aplicando LCK en el nodo 4 de la resistencia  $R$ , se obtiene la siguiente expresión para la corriente de salida:

$$i_O = i_R - i_F = \frac{V_f}{R} - i_F. \quad 3.22$$

Sustituyendo la corriente de salida 3.22 en la ecuación 3.21 del nodo 3 se obtiene la expresión:

$$C_0 \dot{V}_0 = i_L (1 - u) - \left( \frac{V_f}{R} - i_F \right). \quad 3.23$$

Cabe hacer notar que, el voltaje de la fuente ( $V_f$ ) es igual al voltaje a la salida ( $V_O$ ) y ambos son constantes. Por lo tanto, la diferencial del voltaje a la salida ( $\dot{V}_O$ ) es 0. En consecuencia, 3.23 se reduce a la siguiente expresión:

$$0 = i_L (1 - u) - \frac{V_f}{R} + i_F. \quad 3.24$$

Despejando la corriente de la fuente ( $i_F$ ) en 3.24 se obtiene la ecuación:



$$i_F = \frac{V_f}{R} - i_L (1 - u). \quad 3.25$$

Se asume que  $i_F$  es positivo debido a limitantes de las fuentes con las que se fijará el voltaje. Por lo anterior, y con base en 3.25, se obtiene la siguiente ecuación:

$$\frac{V_f}{R} - i_L (1 - u) > 0, \quad 3.26$$

$$\frac{V_f}{R} > i_L (1 - u). \quad 3.27$$

Se asume que  $i_L > 0$  debido a restricciones físicas del circuito. Por lo que, 3.27 se reescribe como la expresión:

$$\frac{V_f}{Ri_L} > (1 - u). \quad 3.28$$

Aplicando la LCK en el nodo 1 del capacitor  $C$  se formula la ecuación:

$$C\dot{V} = i - i_L. \quad 3.29$$

Derivando 3.29 con respecto al tiempo y multiplicando por la inductancia  $L$ , se obtiene la expresión:

$$LC\ddot{V} = \dot{\hat{L}}i - \hat{L}\dot{i}_L. \quad 3.30$$

Como se mostró en el Capítulo 2,  $i$  es una función que depende del voltaje (Figura 2.3) y se describe de acuerdo a la ecuación 2.1. Sin embargo, es posible simplificar esta expresión considerando que la resistencia en serie es cero y que la resistencia en paralelo es infinita. De esta forma, la expresión para  $i$  queda reducida de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$i = I_{SC} \left( 1 - e^{-\frac{V-V_{OC}}{V_t}} \right) = f(V). \quad 3.31$$

Sustituyendo 3.18 en 3.30 y utilizando la ecuación 3.31 de la corriente  $i$  como  $f$  para sustituirla también en 3.30, se obtiene la expresión:

$$LC\ddot{V} = \left( L \frac{df}{dv} \right) \dot{V} - V + e. \quad 3.32$$

La derivada  $df/dv$ , con base en la ecuación 3.31, se puede describir de acuerdo a la expresión:

$$\frac{df}{dv} = -\frac{I_{SC}}{V_f} \cdot e^{-\frac{V^*-V_{OC}}{V_t}} < 0. \quad 3.33$$

Se puede probar que la derivada  $df/dv$  es negativa debido a que la curva IV de los paneles es siempre decreciente.

Dado a que  $V_o$  es igual a  $V_f$ , la ecuación 3.15 se puede reescribir como la ecuación:

$$e = V_f(1 - u). \quad 3.34$$

Con base en la ecuación 3.34, el ciclo de trabajo se puede describir de acuerdo a la expresión:

$$u = 1 - \frac{e}{V_f}. \quad 3.35$$

Considerando a  $e$  como el voltaje a controlar  $V^*$ , esto es,  $e = V^*$ , entonces la ecuación 3.32 se replantea como:

$$LC\ddot{V} = \left( L \frac{df}{dv} \right) \dot{V} - V + V^*. \quad 3.36$$

Dado que la frecuencia de conmutación es mucho mayor que la velocidad de perturbación del MPPT, es posible considerar a  $V^*$  como una constante.

El error del voltaje a controlar ( $\tilde{V}$ ) y su derivada ( $\dot{\tilde{V}}$ ) se definen de acuerdo a:

$$\tilde{V} \triangleq V - V^*, \quad 3.37$$

$$\dot{\tilde{V}} \triangleq \dot{V}. \quad 3.38$$

Sustituyendo 3.37 y 3.38 en 3.36, se plantea la ecuación siguiente:

3.39

$$LC\ddot{\tilde{V}} = \left( L \frac{df}{dv} \right) \dot{\tilde{V}} - \tilde{V}.$$

Se observa que, el sistema es estable, y por tanto, cuando  $\tilde{V} \rightarrow 0$  entonces  $V \rightarrow V^*$ .

La regla de control a implementar queda entonces descrita como:

$$u = 1 - \frac{V^*}{V_f}. \quad 3.40$$

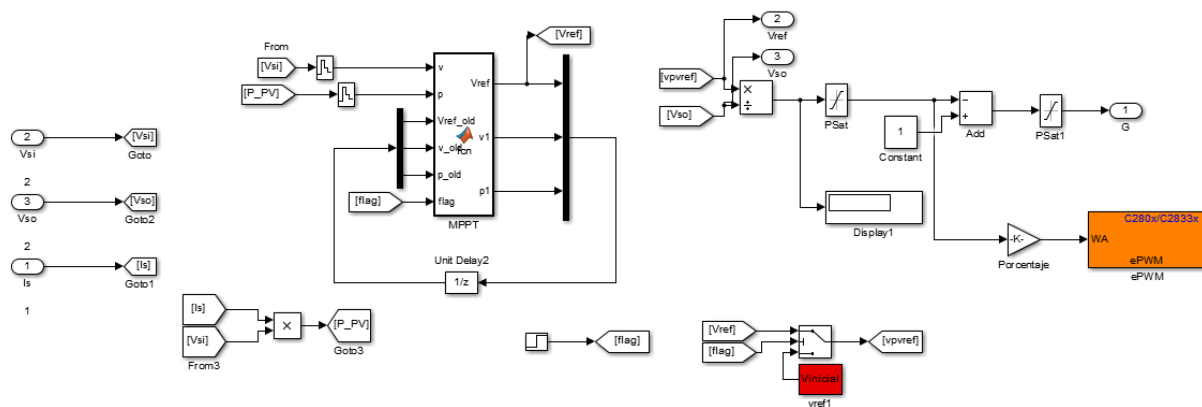


Figura 3.30. Diagrama en Simulink de la rutina de MPPT.

Utilizando el script con el algoritmo de MPPT y la regla de control obtenida con anterioridad (expresión 3.40), se implementa el diagrama de Simulink mostrado en la Figura 3.30. Notar que el voltaje de referencia se divide por el voltaje de salida para obtener el ciclo de trabajo correspondiente.

El ciclo de trabajo obtenido se saturó entre 1% y 99% para garantizar que el convertidor conmute en todo momento. Regularmente, en los convertidores DC-DC comunes se evitan los ciclos de trabajo frontera por seguridad. No obstante, en este caso en particular, el rizado de corriente que produce comportamientos no

deseados en los valores de operación frontera del *boost* se ve limitado por la corriente del Emulador PV ( $I_{sc}$ ). Debido a esto, y aún a pesar de que se alimentara al *boost* con un ciclo de trabajo de 100%, nada se dañaría. Notar que los componentes del convertidor de potencia y el emulador han sido diseñados para operar con la corriente de corto circuito (4 A) de manera continua sin sufrir daños.

Como se muestra en la Figura 3.30, el valor del ciclo de trabajo se envía al bloque que ejecuta la rutina del PWM para el DSP. Este se encuentra incluido en la *suite* de generación de código optimizado para MCU's C2000 de Texas Instruments para Matlab. El PWM se configuró para operar a una frecuencia de 20 kHz, lo cual está en acuerdo con los cálculos desarrollados para el diseño del circuito físico.

Para operar el MPPT en línea con la simulación, el ciclo de trabajo se envía en conjunto con la variable de salida "G".

### 3.4.2.3 Generador de PWM

La simulación requiere un tren de pulsos igual al producido por la función integrada en el DSP para activar el *gate* del mosfet. Debido a esto, se creó el subsistema "PWM Generator" para generarla (Figura 3.31) y utilizarla en la simulación. El ciclo de trabajo obtenido en el subsistema "DSP1" se envía a un comparador con una señal de diente de sierra a 20 kHz. De esta forma, se genera un tren de pulsos entre 0 y 1 con el ciclo de trabajo requerido para operar al circuito *boost* simulado en Simscape Power Systems. (Figura 3.23)

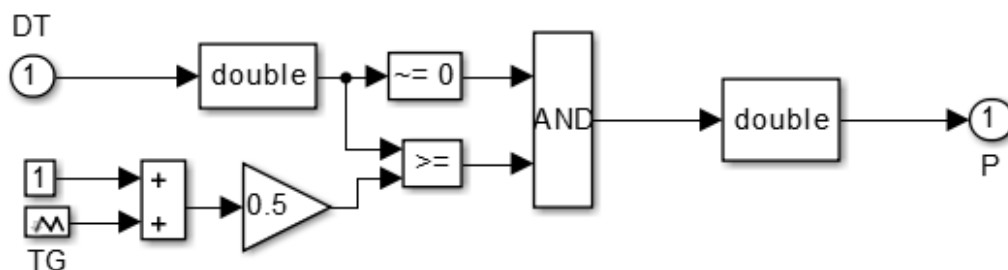


Figura 3.31. Diagrama en Simulink del generador de PWM

### 3.5. Programación del emulador de módulos fotovoltaicos



Figura 3.32. Display frontal del simulador de paneles fotovoltaicos Agilent E4351B.

El emulador de paneles fotovoltaicos marca Agilent tipo E4351B (Figura 3.32) se programa a través de un bus de instrumentación de propósito general (GPIB). El emulador se conecta a la computadora y se comanda a través de un programa de control para el emulador de paneles. Para este fin se utiliza un convertidor de GPIB a bus serial universal (USB) de National Instruments modelo NI GPIB-USB-HS. Dicho convertidor soporta velocidades de transferencia de hasta 1.8 MB/s.

El programa de control para el emulador se genera utilizando el paquete de *software* IDE LabVIEW. Se optó por esta plataforma debido a que el emulador cuenta con bibliotecas que facilitan su programación mediante ésta *suite*. Estas se incluyen al descargar el controlador “Agilent Technologies/Keysight Technologies hpe435xb Power Supply” desde el sitio web de National Instruments.

El emulador de paneles tiene los siguientes 3 modos de operación:

- Fijo: Funciona como una fuente de corriente fija de muy baja capacitancia de salida.

- Curva (o Simulador): Se reciben, vía comunicación GPIB, los valores de:
  - a. voltaje de circuito abierto ( $V_{oc}$ ),
  - b. corriente de corto circuito  $I_{sc}$ ,
  - c. voltaje aproximado en el punto de máxima potencia  $V_{mp}$ , y
  - d. la corriente aproximada en el punto de máxima potencia  $I_{mp}$ .

Posteriormente, estos valores son introducidos en un modelo exponencial con lo que el emulador genera una curva IV. Cabe hacer notar que los valores del punto de MPP son estimados. Debido a esto, el punto de MPP real de la curva puede tener desviaciones con respecto a los puntos alimentados al simulador. Sin embargo, los puntos de  $I_{sc}$  y  $V_{oc}$  sí son devueltos con exactitud por la ecuación generada.

- Tabla: Las características de la curva se definen por el usuario de acuerdo a una tabla de valores voltaje/corriente de hasta 3,500 puntos, los cuales se programan en memoria no volátil. El simulador usa interpolación lineal para unir los puntos de la curva. Los puntos provistos deben estar por encima de la línea que une el  $I_{sc}$  y el  $V_{oc}$ , y deben ser continuamente decrecientes en corriente.

En el presente trabajo se utilizó el modo “Simulador” debido a que permite cambiar la forma de la curva de salida con más rapidez que el modo “Tabla”. Para ello, el programa de control de LabVIEW genera los valores de  $V_{oc}$ ,  $I_{sc}$ ,  $V_{mp}$  e  $I_{mp}$ , para transmitirlos al emulador de paneles.

### 3.5.1. Programa LabVIEW

El programa de LabVIEW se inicializa para seleccionar la dirección del recurso VISA a utilizar, el nombre del archivo a generar con las mediciones realizadas, y el modo de operación del emulador (Figura 3.33). Para esto, se utilizan los bloques incluidos con el controlador “Set Operating Mode” (Figura 3.34) e “Initialize”

(Figura 3.35), los cuales reciben los datos para su inicialización desde cuadros de diálogo en la ventana de interfaz con el usuario (Figura 3.36).

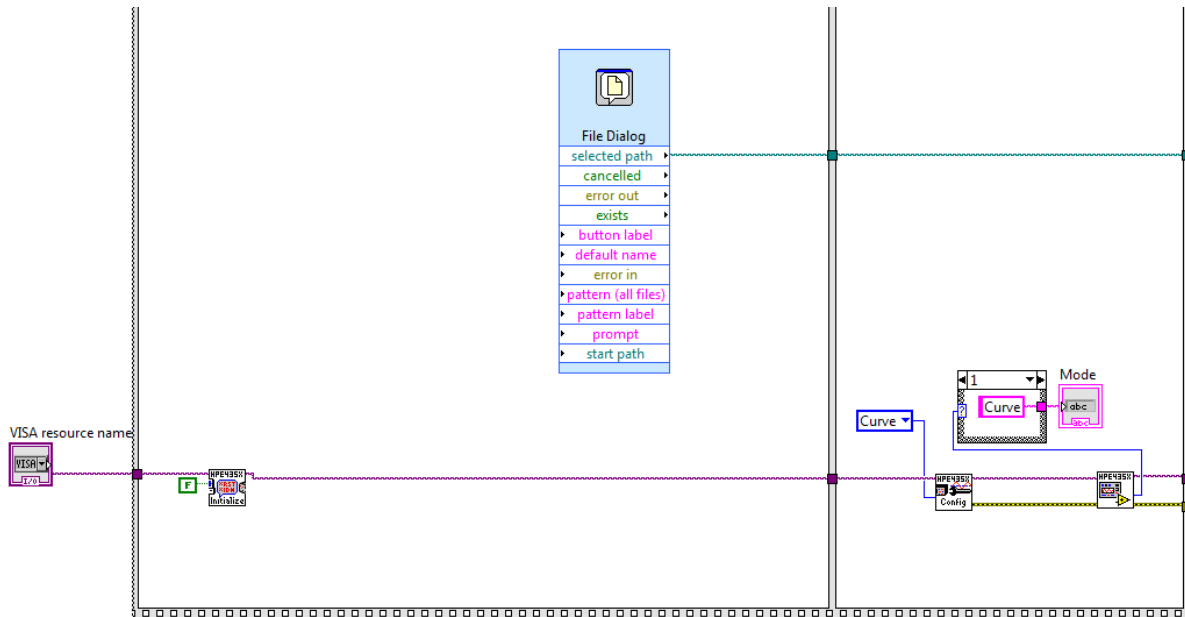


Figura 3.33. Inicialización del programa de operación del emulador en LabVIEW.

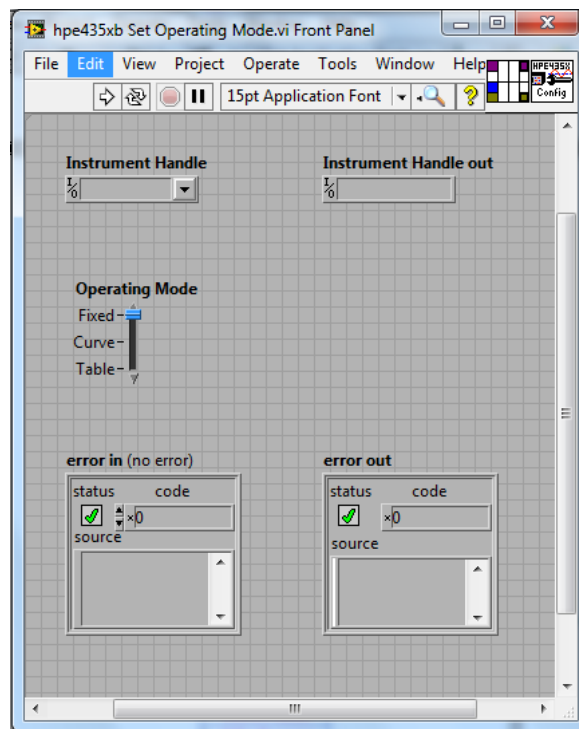


Figura 3.34. Configuración del bloque "Set Operating Mode" en LabVIEW.



Los bloques pre-construidos generan las secuencias de comandos estándar para instrumentos programables (SCPI) requeridas por el emulador a partir de entradas simples. Todos estos bloques requieren la indicación de la dirección del instrumento a controlar. El bloque “Set Operating Mode” permite elegir entre los 3 tipos de operación disponibles. Debido a que no se iban a utilizar los modos adicionales, se fijó al emulador en el modo curva. El bloque “Initialize” comienza la operación del emulador eligiendo un método para la salida de los errores de consulta de estado al emulador.

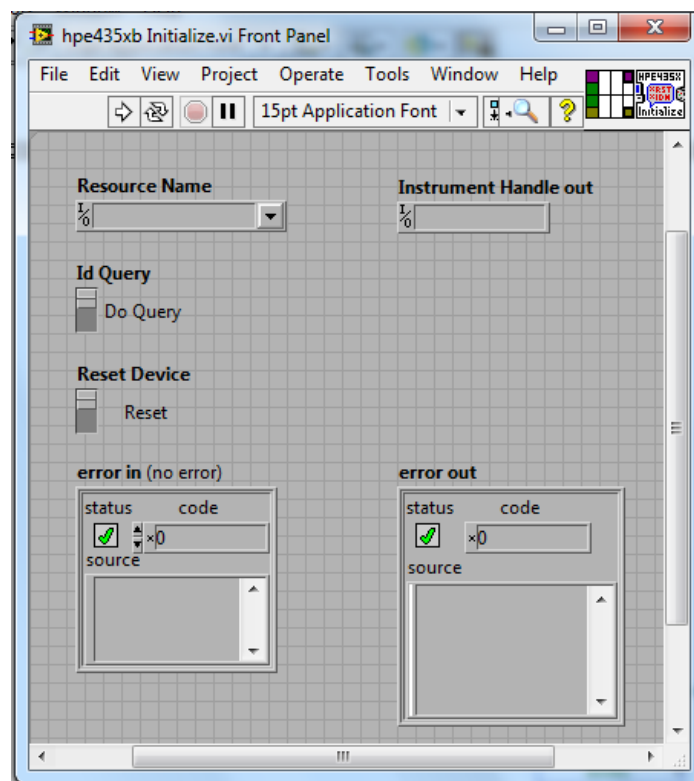
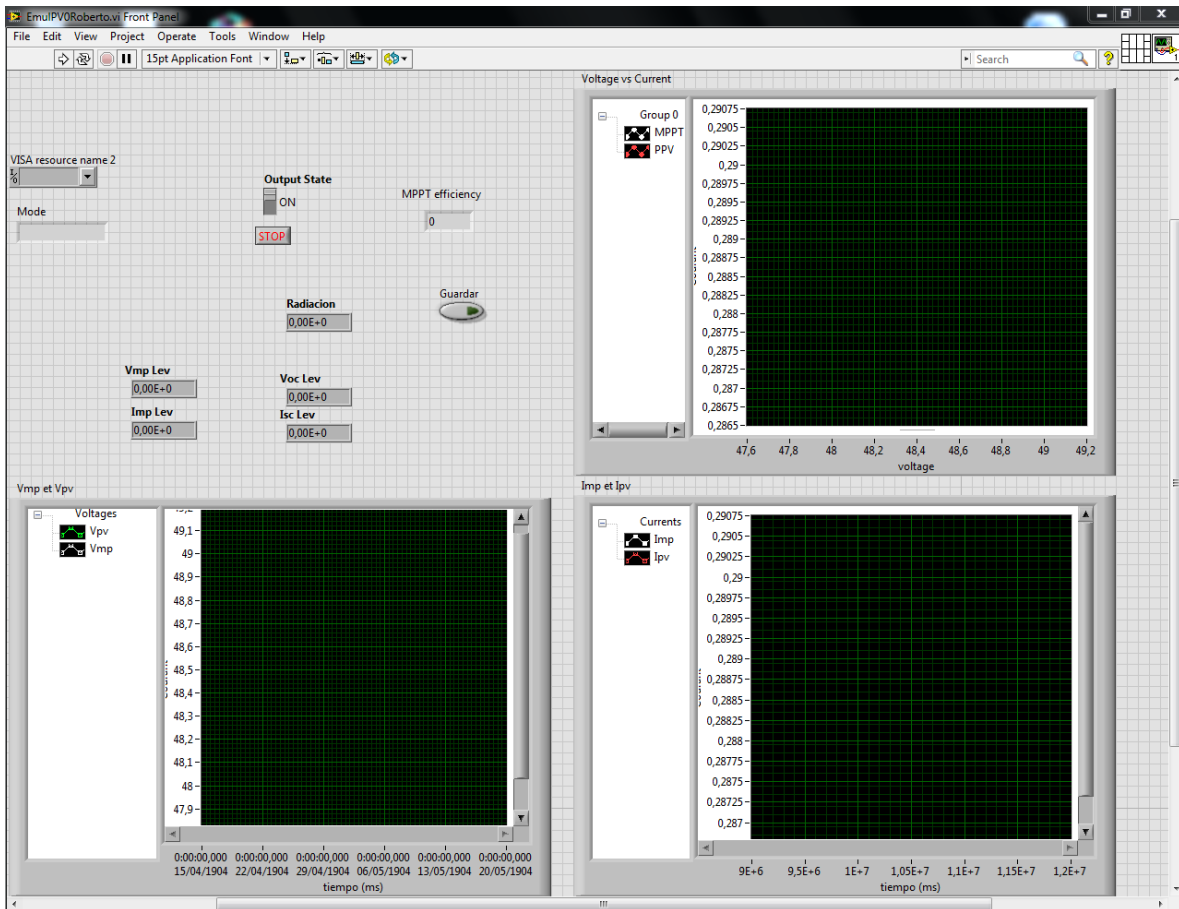


Figura 3.35. Configuración del bloque "Initialize" en LabVIEW.

Una vez inicializado el emulador, se crea una secuencia para generar los valores de;  $V_{oc}$ ,  $I_{sc}$ ,  $V_{mp}$ , e  $I_{mp}$  (Figura 3.37). Dichos valores se generaron con base en la ecuación de un panel PV revisada en la Sección 2.1. A partir de las especificaciones dadas en la hoja de datos del panel, se determinan los datos “semilla” para la ecuación. En este trabajo se utilizó un panel Sanyo HIP-200BA3. Para el que los parámetros resultan ser:  $\text{Alfa}=1.0946$ ,  $\text{Beta}=0.0528$ ,

Gamma=0.873,  $m=1.9$  y  $n=96$ , además, se emplea un valor de irradiación obtenido de una secuencia programable. El uso de especificaciones de paneles comercializados por grandes fabricantes permite realizar pruebas más relevantes que el uso de datos hipotéticos. Además, se generan datos más apegados al comportamiento esperado en una aplicación real.



*Figura 3.36. Interfaz con el usuario del programa para la operación del emulador PV en LabVIEW.*

Enseguida, se programó el perfil de irradiación conforme al estándar EN 50530:2010, a un periodo de muestreo de aproximadamente 0.32 s. Esto, debido a que fue la velocidad de registro más rápida que se pudo alcanzar con el emulador utilizado. Este perfil se guarda en un archivo de Excel.

El programa generado en LabVIEW permite al usuario interactuar con la plataforma desde una sencilla interfaz gráfica (Figura 3.36) con 4 entradas. Primero, se selecciona la dirección del dispositivo a operar en el menú “VISA resource name 2”. Cabe resaltar que LabVIEW automáticamente elige las entradas compatibles, por lo que regularmente sólo hay una opción disponible. Una vez seleccionado el dispositivo, se puede lanzar el programa. Al iniciar el programa se despliega un cuadro de diálogo para que el usuario seleccione la ubicación del archivo en donde requiere que se guarden los datos. Aunque también es posible usar la plataforma sin guardar datos. En caso de que se requiera almacenar los datos se debe activar el botón “Guardar”. Además, es posible activar o desactivar la salida del emulador PV con el interruptor “Output state”.

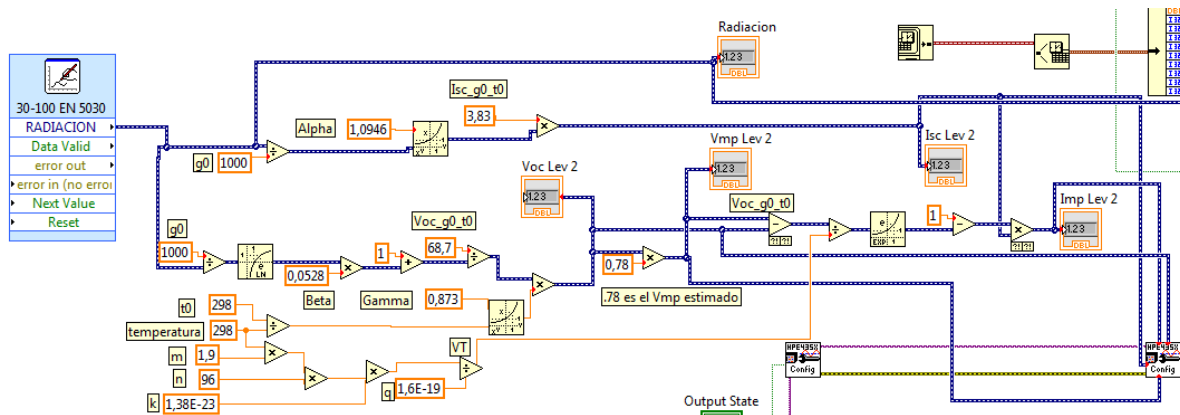


Figura 3.37. Secuencia para el cálculo del Voc, Isc, Vmp e Imp en el programa de LabVIEW.

### 3.5.2 Programación de los perfiles de irradiación

Con el propósito de seguir los perfiles de irradiación estipulados por el estándar EN50530:2010, se genera en LabVIEW el vector integrado por Voc, Isc, Vmp e Imp que se revisó en la sección anterior (Figura 3.37), todo ello con base en el perfil de irradiación propuesto. Para introducir el perfil de irradiación en LabVIEW

se utilizó la función “Simulate Arbitrary Signal”, y se capturaron manualmente los puntos con coordenadas tiempo e irradiación (Figura 3.38).

La prueba estandarizada con fluctuaciones entre irradiaciones bajas y medias requirió capturar manualmente 300 puntos en LabVIEW, mientras que la de fluctuaciones entre irradiaciones medias y altas requirió capturar 240 puntos.

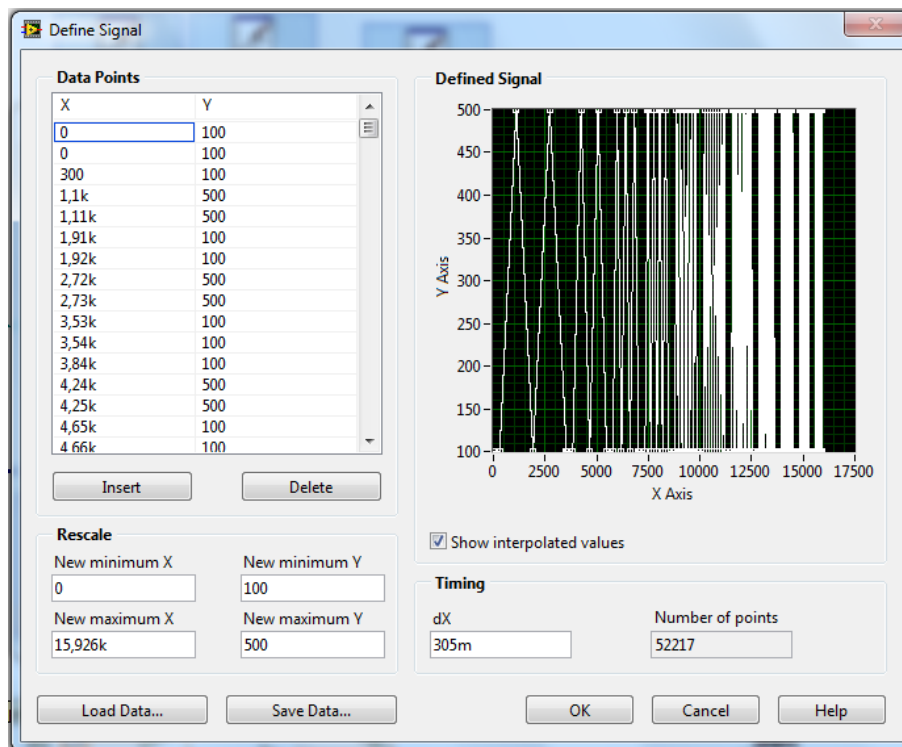


Figura 3.38. Prueba estandarizada con fluctuaciones entre irradiación baja y media EN505030:2010 generada en LabVIEW.

### 3.5.3 Obtención del MPP real para distintos perfiles de irradiación

Debido a que el punto de MPP generado por el emulador se aproxima con una ecuación exponencial, no se puede utilizar para evaluar correctamente la eficiencia de los algoritmos. Para resolver esto, se diseñó una prueba que encuentra el MPP real de las curvas correspondientes a todos los valores de irradiación. Dicha prueba consiste en someter el sistema a un perfil de irradiación con una tasa de cambio muy pequeña. Esto es, se considera un perfil en forma de rampa que va de  $100 \text{ W/m}^2$  a  $1,000 \text{ W/m}^2$  en 8,000 s, y con un inicio estático de

300 s (Figura 3.39). Por último, se registra el punto de potencia máximo alcanzado por el MPPT para cada valor de irradiación, así como sus valores de voltaje y corriente correspondientes.

Para encontrar el MPP a cada valor de irradiación del perfil, se utiliza el algoritmo MPPT P&O convencional. Se utilizó una frecuencia de perturbación de 10 Hz, y un tamaño del escalón de perturbación de 0.1 V. Se eligió este valor debido a que representa menos del 10% del tamaño de perturbación que se utiliza en las pruebas de los MPPT a evaluar, esto es, 1.4 V. A fin de registrar múltiples valores de potencia por cada valor de irradiación se discretizó la función de irradiación para generar enteros solamente. De esta forma, el MPPT oscilaría alrededor de un valor de MPP estático. Por ejemplo, se utilizaría un valor de irradiación de 900  $W/m^2$  durante 8.8 s y el MPPT registraría el valor de potencia máximo para dicha irradiación. Posteriormente la irradiación aumentaría a 901  $W/m^2$  continuando así con la secuencia de aumento de irradiación. De esta forma, el MPPT registraría el valor máximo de potencia para cada valor de irradiación.

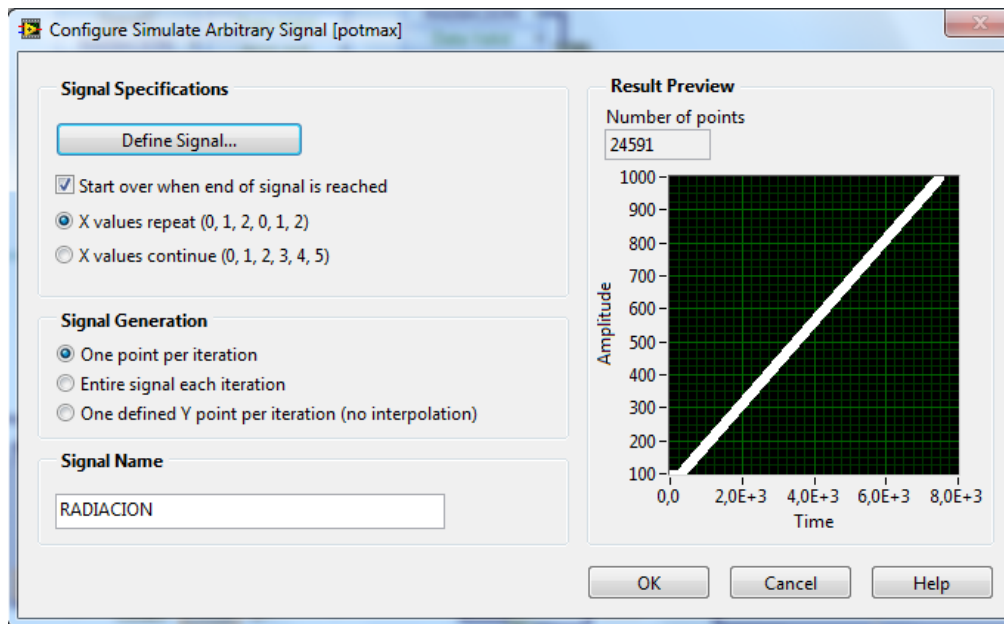


Figura 3.39. Perfil de irradiación utilizado para encontrar el MPP real en LabVIEW.

No obstante, se encontró que la curva obtenida de los puntos MPP para las diversas irradiaciones presentaba algunas mediciones ligeramente desviadas de la curva esperada. Esto debido a los errores de deriva en cambios de irradiación propios del P&O. Para corregir dicho fenómeno, se utilizó Matlab para ajustar una ecuación de curva que se adaptara a los puntos obtenidos para potencia, corriente y voltaje en cada MPP. De esta forma, se obtuvo una curva que representaba más fielmente el valor de potencia máxima producida por el simulador en cada punto de irradiación.

Más aún, debido a que las curvas de irradiación introducidas al emulador no pueden estar discretizadas a causa de los requerimientos del estándar EN50530:2010, se utilizó interpolación lineal para encontrar los puntos intermedios correspondientes a cada medición realizada.

### **3.6. Pruebas experimentales**

Primeramente, se programó un P&O para verificar su comportamiento en una prueba de *Start-up*. Esto permitió comprobar el funcionamiento de las placas de control y potencia, el algoritmo, y el DSP en conjunto. Dicha prueba consistió en iniciar el MPPT desde un valor de voltaje cercano a 0. El comportamiento esperado para el P&O es que el sistema aumente el voltaje siguiendo una rampa uniforme, y al alcanzar el MPP, el punto de operación oscile alrededor de éste. Se eligieron perturbaciones 4 veces más grandes que las que se utilizan en la prueba final, esto es, 8% del  $V_{oc}$ , y un tiempo de perturbación aproximadamente 3 veces más lento, esto es, 1 Hz. Esto debido a que las perturbaciones lentas y significativamente más grandes facilitan observar el comportamiento del MPPT con un osciloscopio conectado en paralelo al emulador de panel PV. La fuente de voltaje a la salida del convertidor ( $V_f$ ) se programó para funcionar a aproximadamente 2 veces el 80% del  $V_{oc}$  del panel emulado, esto es,  $2 \cdot 0.8 \cdot V_{oc} = 110$  V (donde  $V_{oc} = 68.75$  V). Esto, con el propósito de alcanzar un ciclo de trabajo cercano al 50% en el MPPT por cuestiones de eficiencia en el convertidor.

El simulador se programó con una irradiación constante de  $100 \text{ W/m}^2$  para verificar el comportamiento de *start-up* del sistema. El voltaje del emulador PV se registró con un osciloscopio marca Tektronix modelo TDS 2024C. Las gráficas obtenidas permitieron validar el comportamiento típico de un P&O en el prototipo de sistema de evaluación implementado (Figura 3.40).

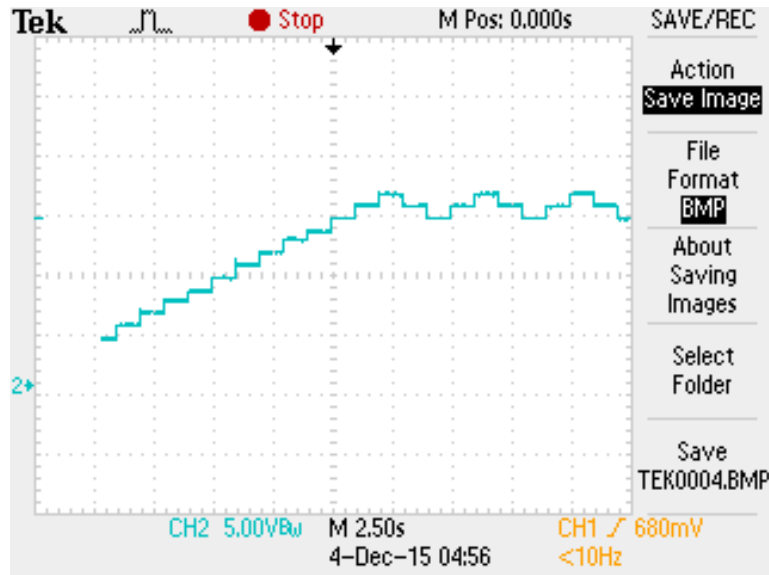


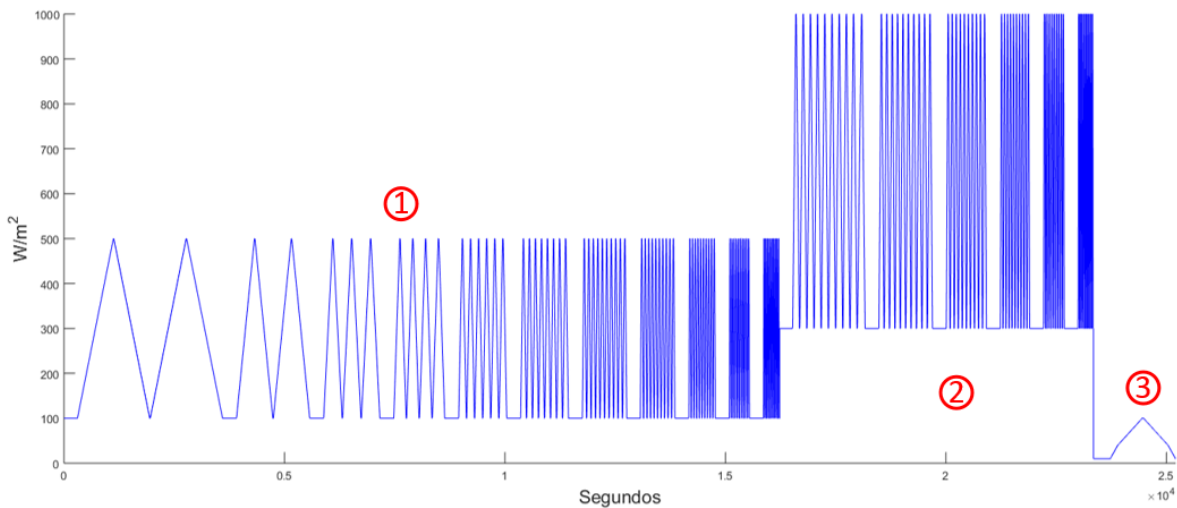
Figura 3.40. Resultado de la prueba de *start-up* para validar el funcionamiento del sistema de evaluación para MPPTs.

## Capítulo 4 Resultados

Las pruebas de eficiencia se realizaron siguiendo el estándar EN 50530:2010 que fue revisado en la página 25. Tal y como estipula el protocolo, para todas las pruebas se registraron las siguientes señales:

- la potencia provista por el simulador en el MPP,
- la potencia requerida por el dispositivo medido,
- el voltaje provisto por el simulador en el MPP,
- el voltaje medido a la entrada del dispositivo evaluado,
- la corriente provista por el simulador en el MPP,
- y la corriente medida a la entrada del dispositivo evaluado.

Además, se registró la irradiación emulada.



*Figura 4.1. Perfil de irradiación de prueba completa EN5030:2010.*

El estándar completo (Figura 4.1) consta de 2 secciones principales: La primera (1) registra fluctuaciones entre irradiaciones bajas y medias (10-50% STC), y la segunda (2) registra fluctuaciones entre irradiaciones medias y altas (30-100% STC). Por último, hay una sección de prueba "start-up" (3) en donde se parte de una irradiación de 10  $W/m^2$  y se aumenta lentamente hasta 100  $W/m^2$ . Para



probar el rendimiento de los algoritmos MS-MPPT propuesto y P&O convencional, se tomaron en cuenta las 2 primeras secciones del estándar. Además, después de realizar las pruebas completas del estándar, se analizaron los resultados obtenidos con las rampas más lentas y más rápidas para cada sección.

El periodo de perturbación para el MPPT se eligió de 300 ms, con un tamaño de perturbación del 1.75% del  $V_{oc}$ , esto es, 1.2 V para ambos algoritmos. Se seleccionó ese periodo de perturbación debido a que es la velocidad de muestreo más rápida que se pudo registrar con el emulador a través de LabVIEW. El tamaño de perturbación utilizado se fijó partiendo del 2% sugerido normalmente en la literatura. Posteriormente, se realizaron varios ensayos con tamaños de perturbación alrededor de este, esto es, 1%, 1.5%, 1.75%, 2% y 2.25%. Finalmente, se seleccionó aquel con el cual el P&O mostró el mejor rendimiento en el sistema utilizado.

Los puntos ideales en el MPP, para todos los casos, se muestra con una línea punteada en color rojo, mientras que el valor medido real en el sistema se muestra con una línea sólida azul.

#### 4.1. Prueba estandarizada completa

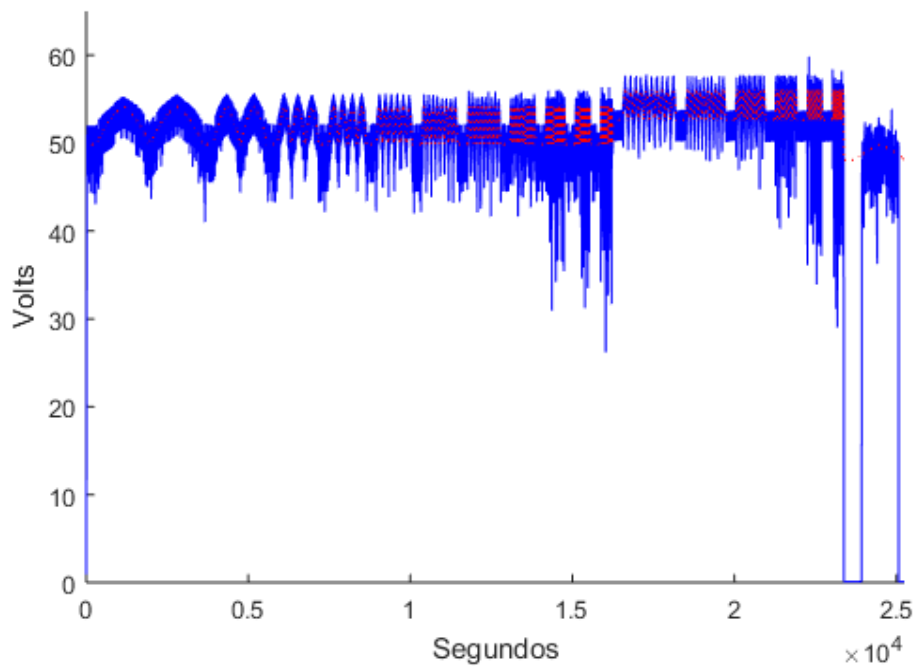


Figura 4.2. Voltaje medido del P&O (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba estandarizada completa.

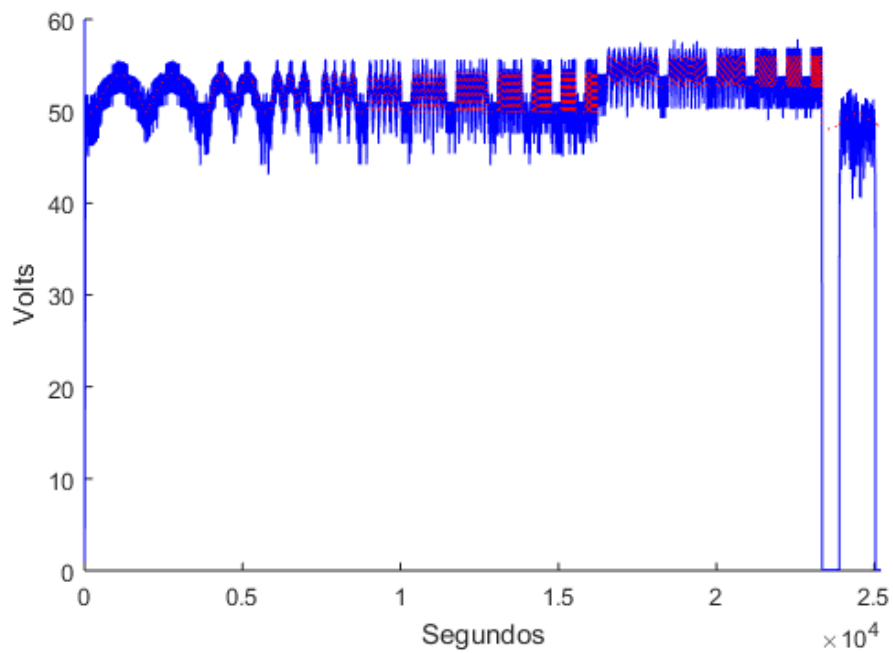
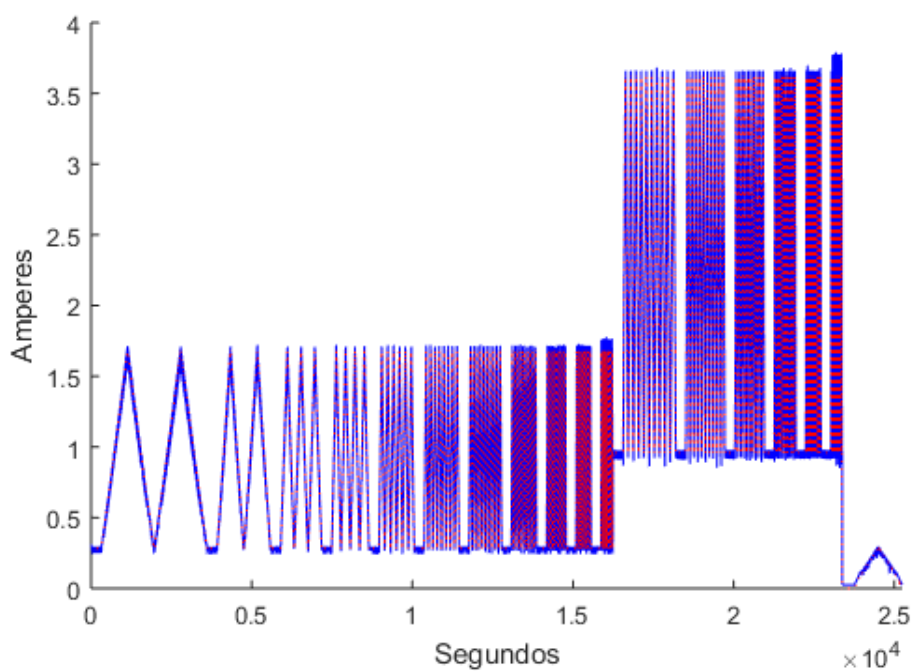
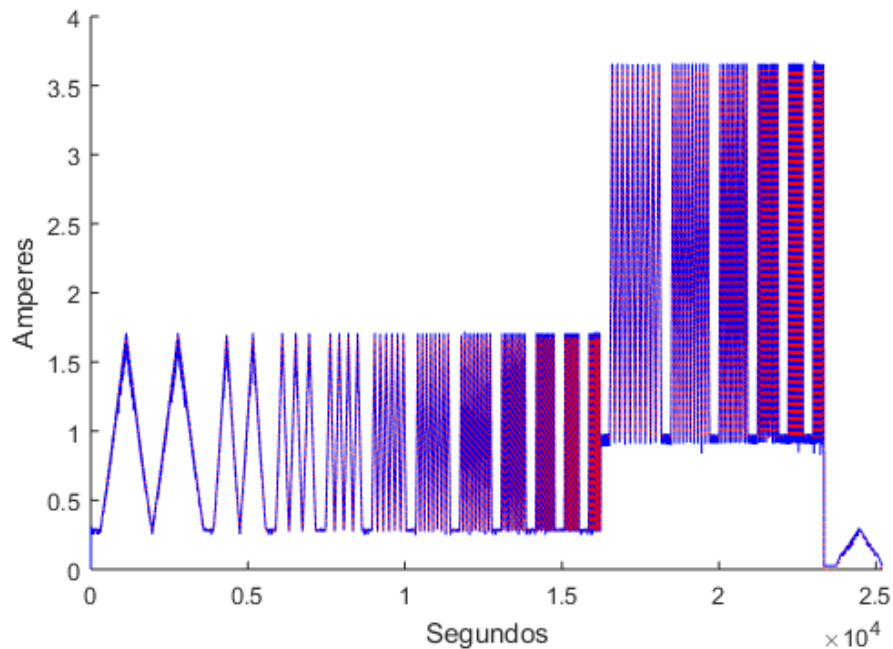


Figura 4.3. Voltaje medido del MS-MPPT (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba estandarizada completa.

En las gráficas de voltaje es más evidente la efectividad del algoritmo MPPT para seguir al MPP. La Figura 4.2 y la Figura 4.3 muestran el voltaje medido y el voltaje en el MPP. En la Figura 4.2 se observan las excursiones de voltaje características del P&O, las cuales se agrandan conforme los cambios de irradiación se vuelven más rápidos. En contraste, el comportamiento del MS-MPPT ilustrado en la Figura 4.3 no muestra estas excursiones, ni siquiera conforme se aceleran los cambios de irradiación.



*Figura 4.4. Corriente medida del P&O (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba estandarizada completa.*



*Figura 4.5. Corriente medida del MS-MPPT (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba estandarizada completa.*

Las gráficas mostradas en la Figura 4.4 y la Figura 4.5 presentan la corriente medida y la corriente en el MPP. Estas muestran diferencias más pequeñas que las de voltaje. Sin embargo, es posible observar que los valores de corriente obtenidos con el algoritmo P&O (Figura 4.4) son mayores que los del MS-MPPT (Figura 4.5) durante cambios rápidos de irradiación. Este comportamiento se debe a las excursiones de voltaje en sentido negativo con respecto al MPP en el P&O, ya que los voltajes reducidos acercan al sistema a la corriente de corto circuito.

Las gráficas de potencia (Figura 4.6 y Figura 4.7) muestran la potencia medida y la potencia en el MPP. En ellas no se presentan diferencias visibles entre ambos algoritmos. Esto es debido a que los “valles” de potencia característicos del P&O sólo son observables durante cambios rápidos de irradiación.

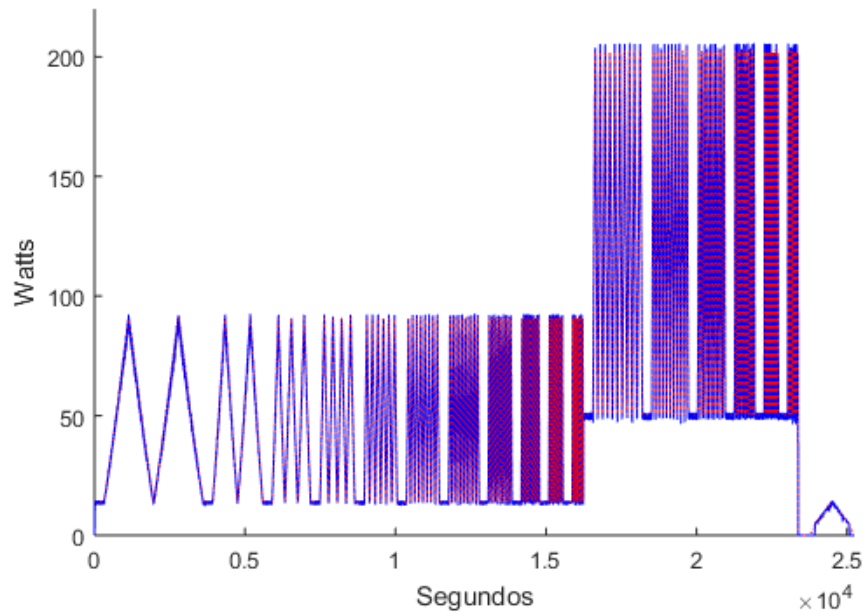


Figura 4.6. Potencia medida del P&O (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba estandarizada completa.

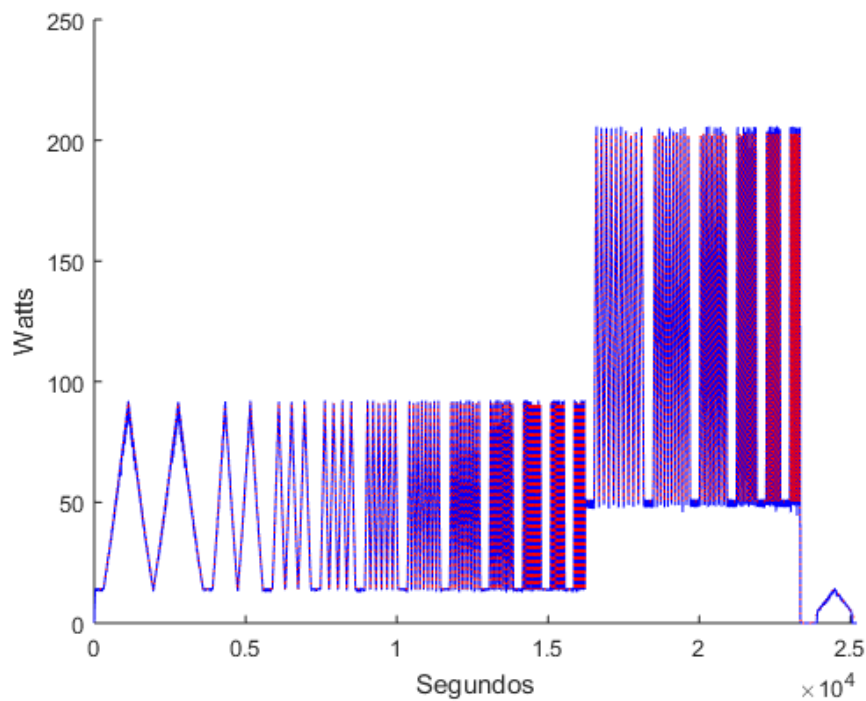


Figura 4.7. Potencia medida del MS-MPPT (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba estandarizada completa.

## 4.2. Prueba de cambio lento para fluctuaciones de 10-50% STC

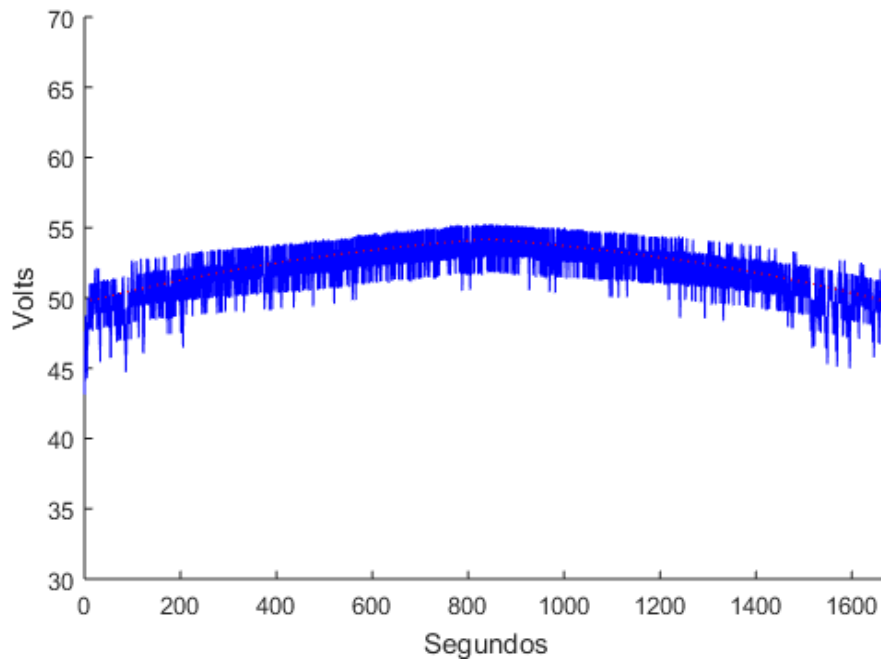


Figura 4.8. Voltaje medido del P&O (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 10-50% STC.

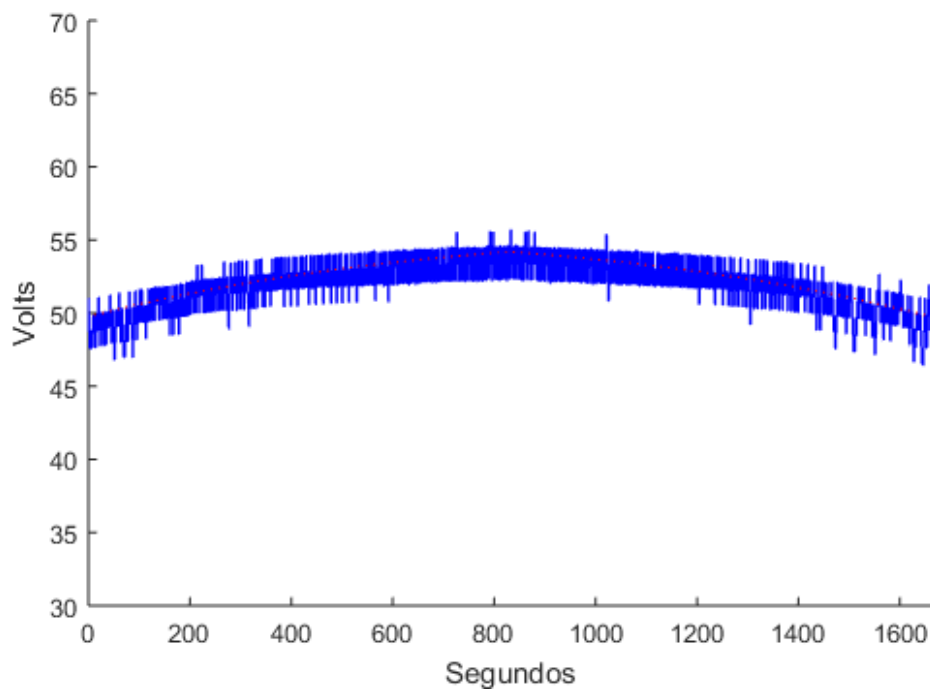


Figura 4.9. Voltaje medido del MS-MPPT (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 10-50% STC.

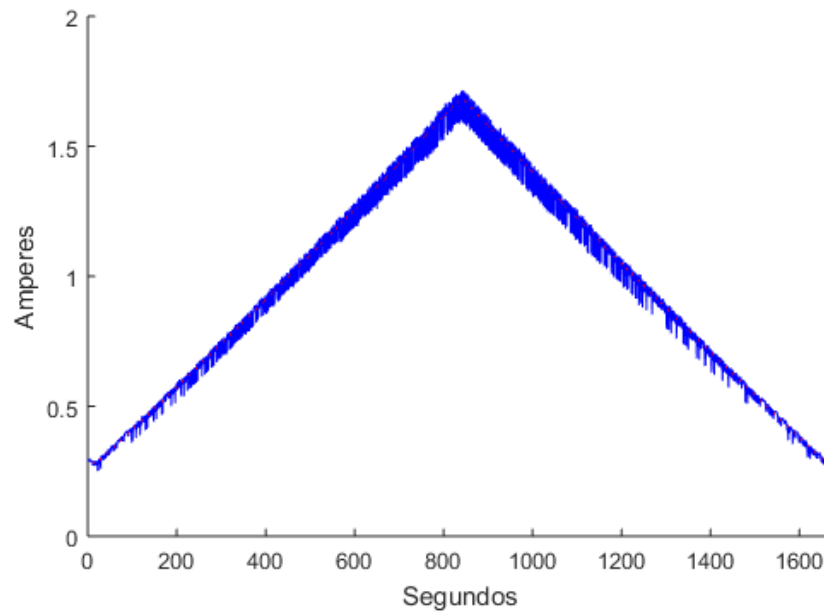


Figura 4.10. Corriente medida del P&O (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 10-50% STC.

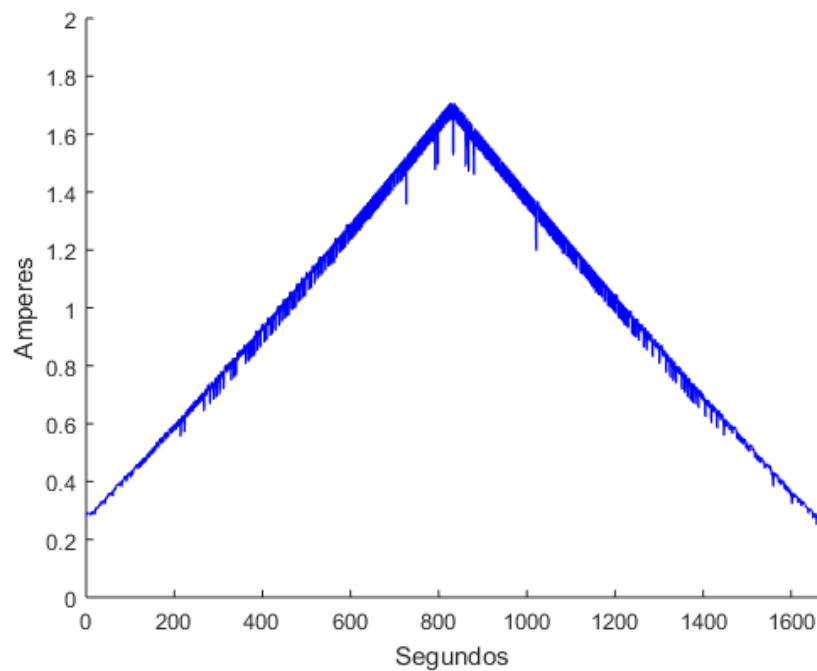
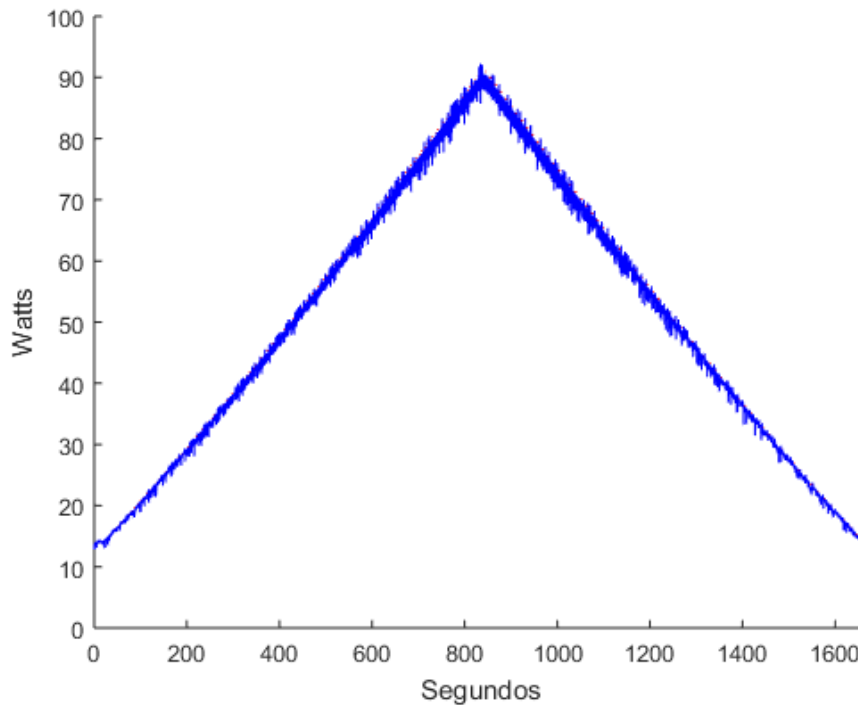


Figura 4.11. Corriente medida del MS-MPPT (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 10-50% STC.



*Figura 4.12. Potencia medida del P&O (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 10-50% STC.*

Las gráficas para cambios lentos con fluctuaciones entre irradiación baja y media (Figura 4.8 - Figura 4.13) muestran diferencias perceptibles entre el P&O y el MS-MPPT. Para esta prueba se alterna entre  $100 \text{ W/m}^2$  y  $500 \text{ W/m}^2$  de irradiación con una tasa de cambio de  $0.5 \text{ W/m}^2/\text{s}$ . Se observa que las gráficas para el MS-MPPT muestran líneas con menos rizado. La diferencia es más notoria en las gráficas de voltaje (Figura 4.8 y Figura 4.9). Esto indica que el algoritmo propuesto tiene menos excursiones fuera del MPP.



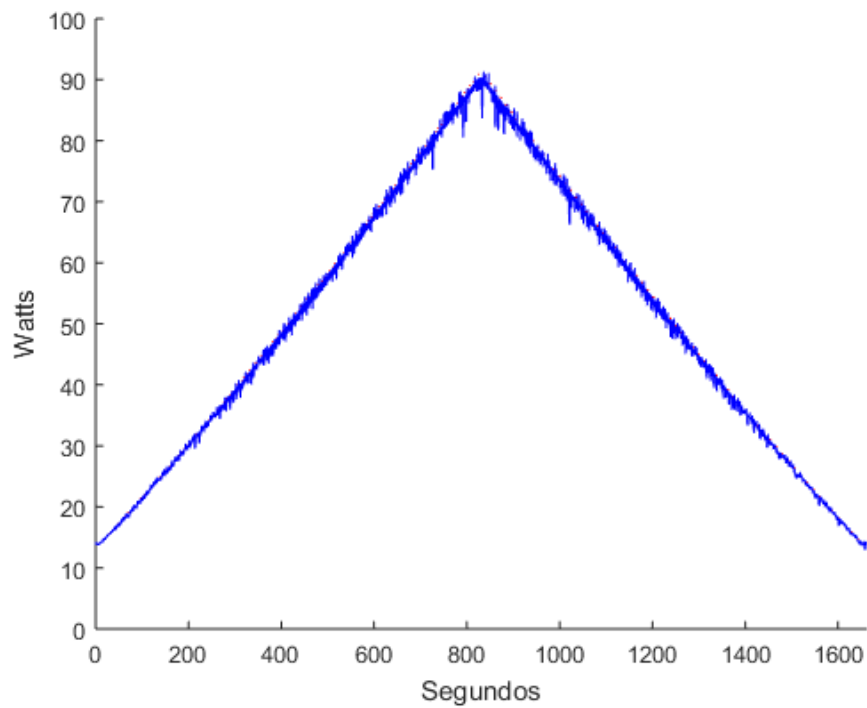


Figura 4.13. Potencia medida del MS-MPPT (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 10-50% STC.

#### 4.3. Prueba de cambio rápido para fluctuaciones de 10-50% STC

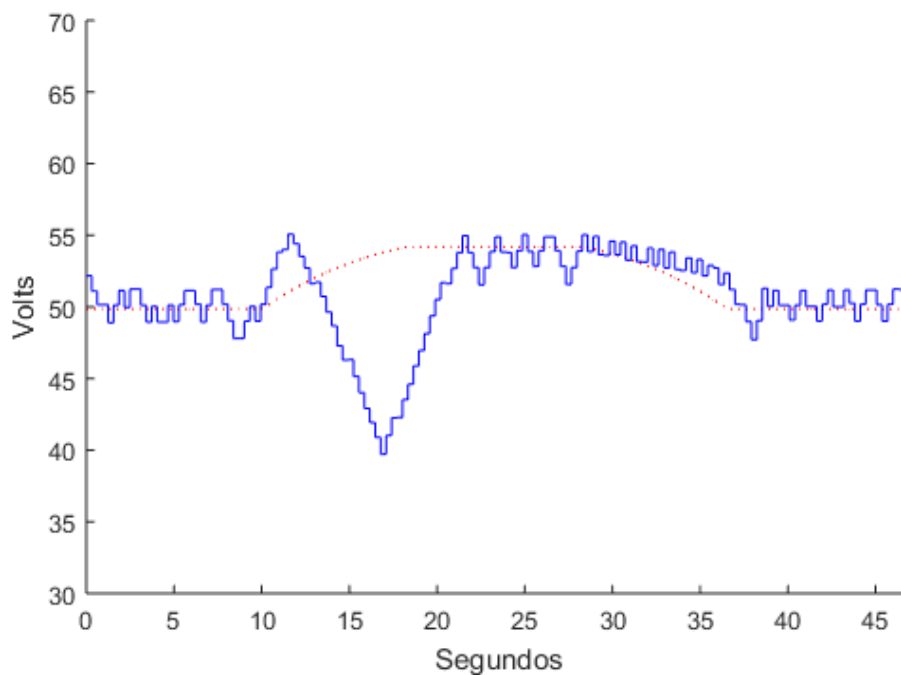
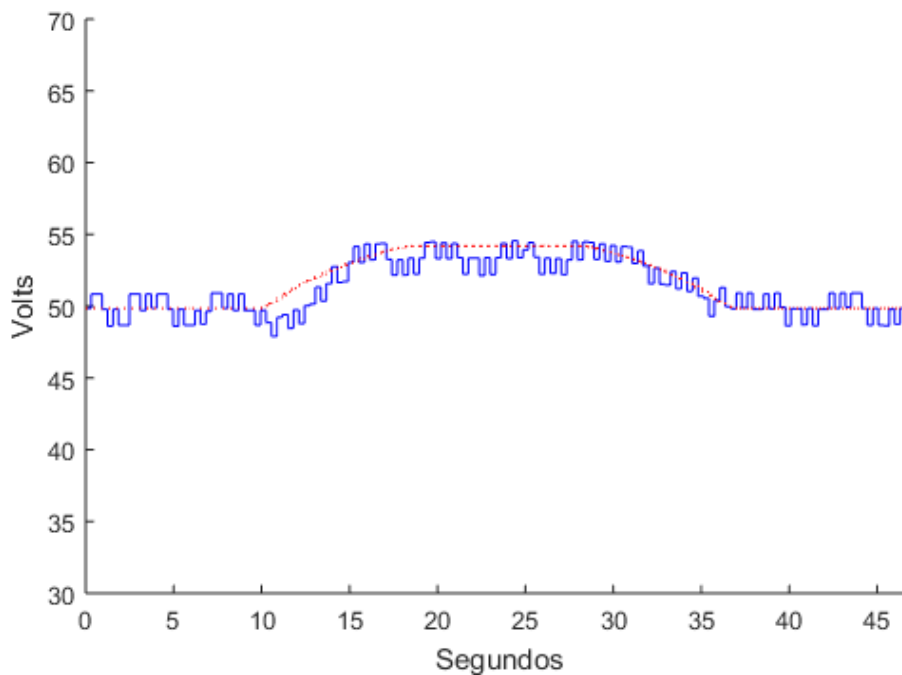


Figura 4.14. Voltaje medido del P&O (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 10-50% STC.

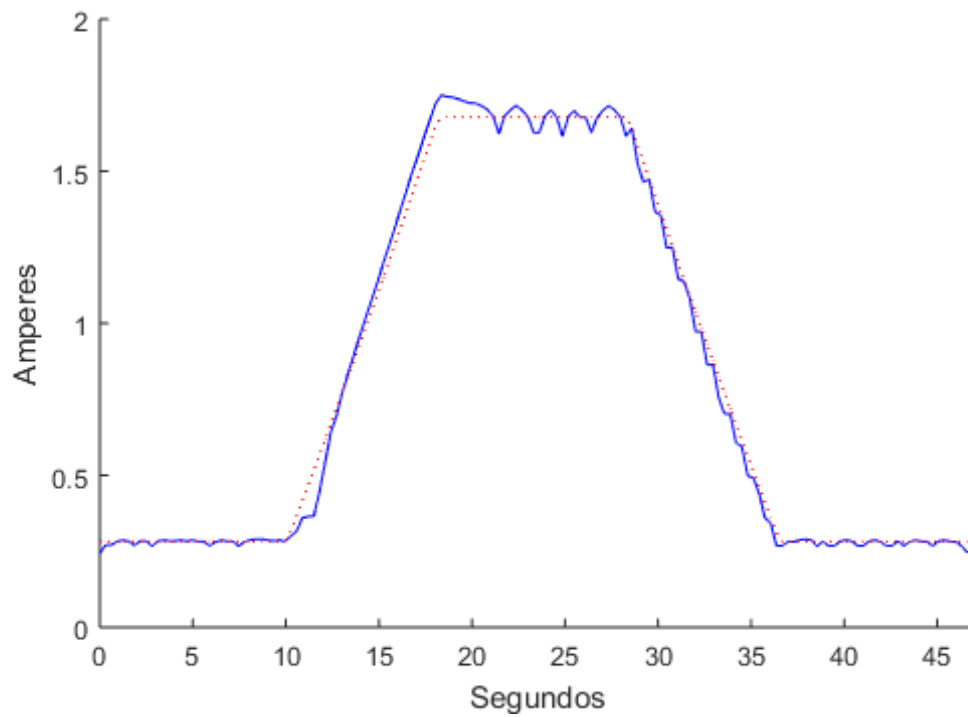


*Figura 4.15. Voltaje medido del MS-MPPT (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 10-50% STC.*

Las gráficas de la Figura 4.14 (P&O) y Figura 4.15 (MS-MPPT) muestran el voltaje medido y el ideal en el MPP durante fluctuaciones rápidas de irradiación. Para esta prueba se alterna entre  $100 \text{ W/m}^2$  y  $500 \text{ W/m}^2$  de irradiación con una tasa de cambio de  $50 \text{ W/m}^2/\text{s}$ . La tasa de cambio es 100 veces mayor que en las pruebas lentas. Por esta razón, los algoritmos de MPPT se ven mucho más afectados por los efectos de deriva, y muestran diferencias notables en comportamiento. El P&O tradicional presentó una excursión fuera del MPP en sentido positivo e inmediatamente después una excursión mayor en sentido negativo. En cambio, el MS-MPPT siguió adecuadamente el voltaje óptimo, y no exhibió excursiones mayores fuera del MPP.

Debido a las excursiones de voltaje fuera del MPP, la corriente del P&O (Figura 4.16) muestra un comportamiento irregular, y siempre por encima de la línea del

MPP. Esto se traduce en una gráfica de potencia (Figura 4.18) con los “valles” característicos reportados en la literatura. Con el MS-MPPT, tanto la gráfica de corriente (Figura 4.17) como la de potencia (Figura 4.19), permanecieron muy cercanas al valor ideal en el MPP.



*Figura 4.16. Corriente medida del P&O (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 10-50% STC.*

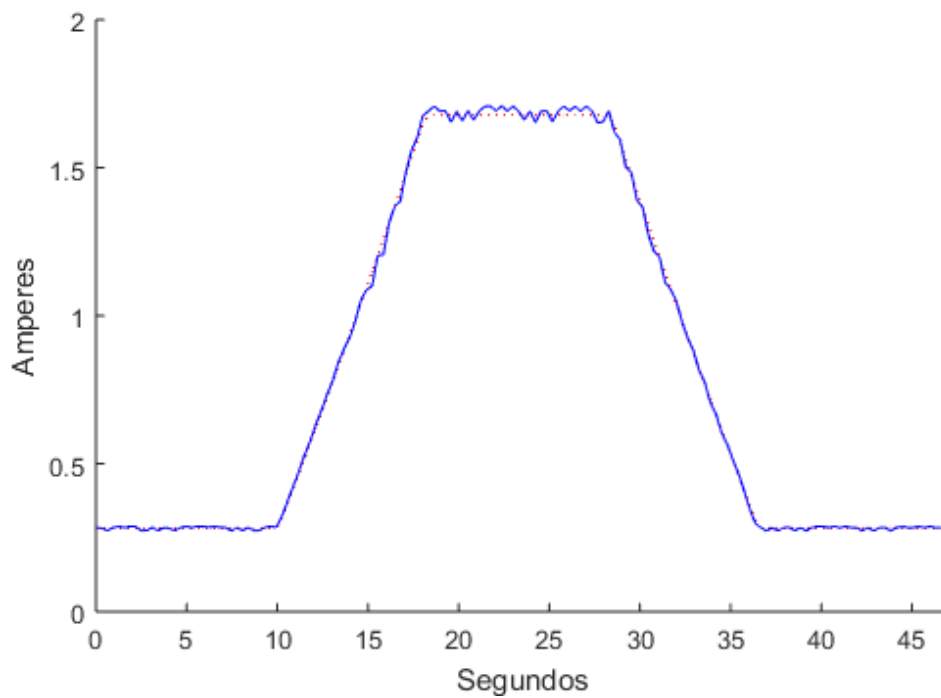


Figura 4.17. Corriente medida del MS-MPPT (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 10-50% STC.

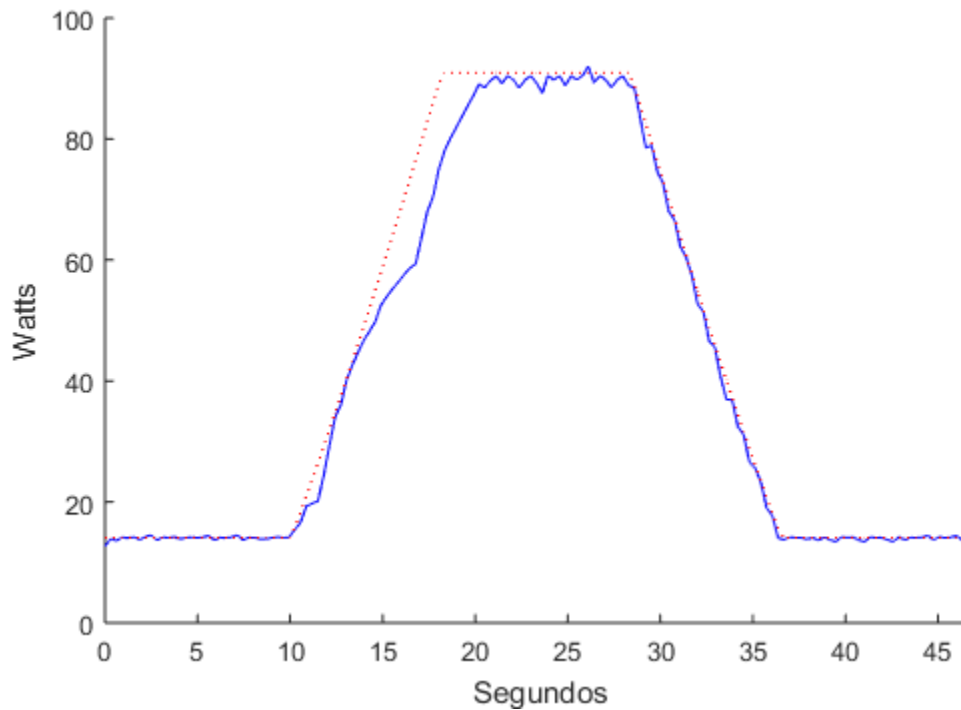


Figura 4.18. Potencia medida del P&O (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 10-50% STC.

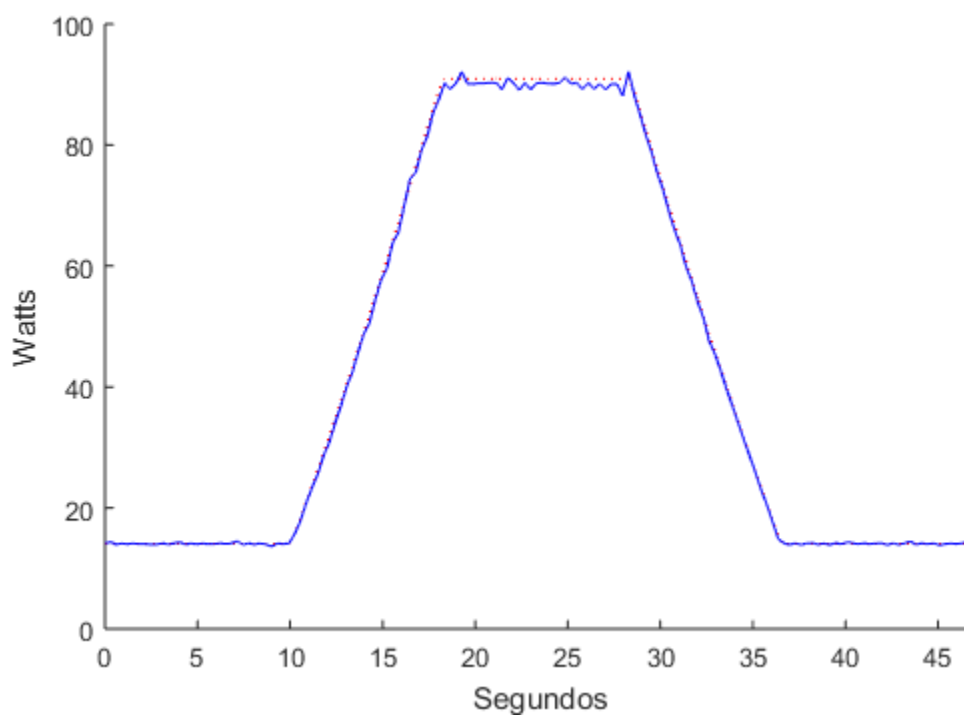


Figura 4.19. Potencia medida del MS-MPPT (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 10-50% STC.

#### 4.4. Prueba de cambio lento para fluctuaciones de 30-100% STC

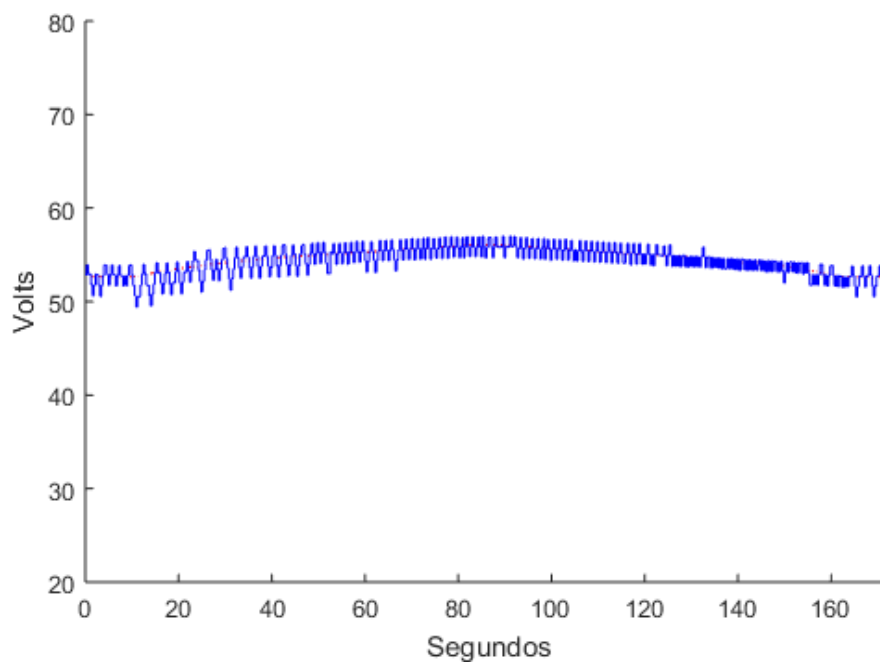


Figura 4.20. Voltaje medido del P&O (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 30-100% STC.

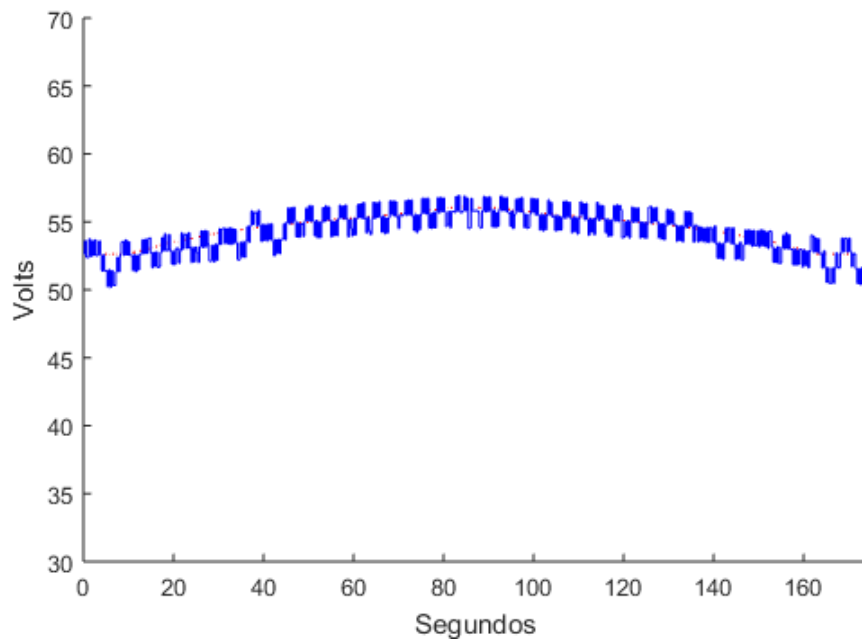


Figura 4.21. Voltaje medido del MS-MPPT (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 30-100% STC.

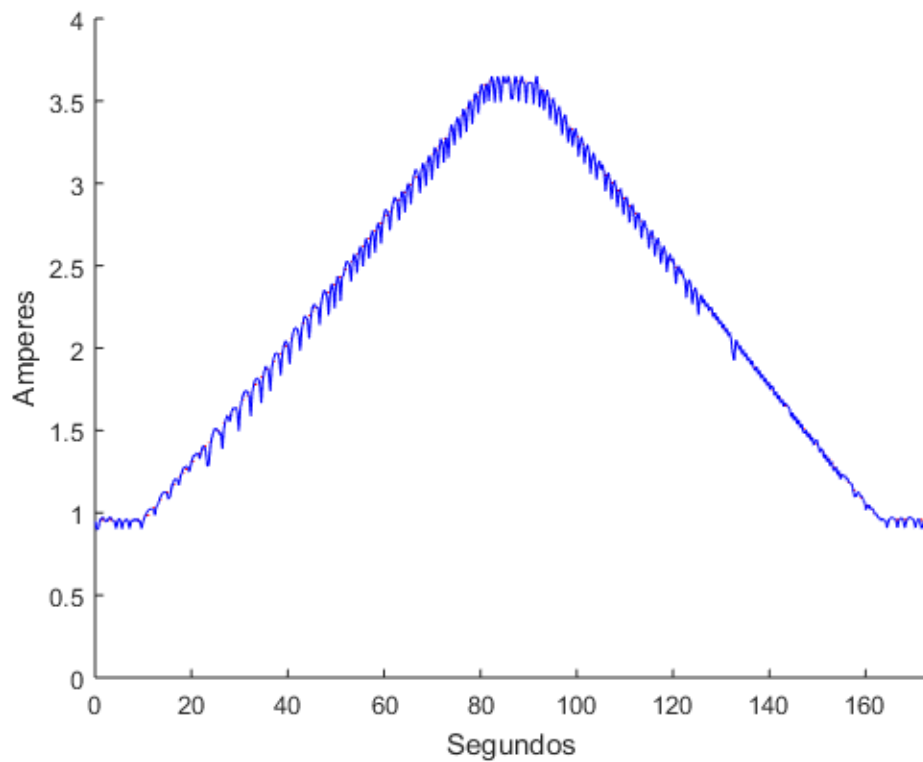
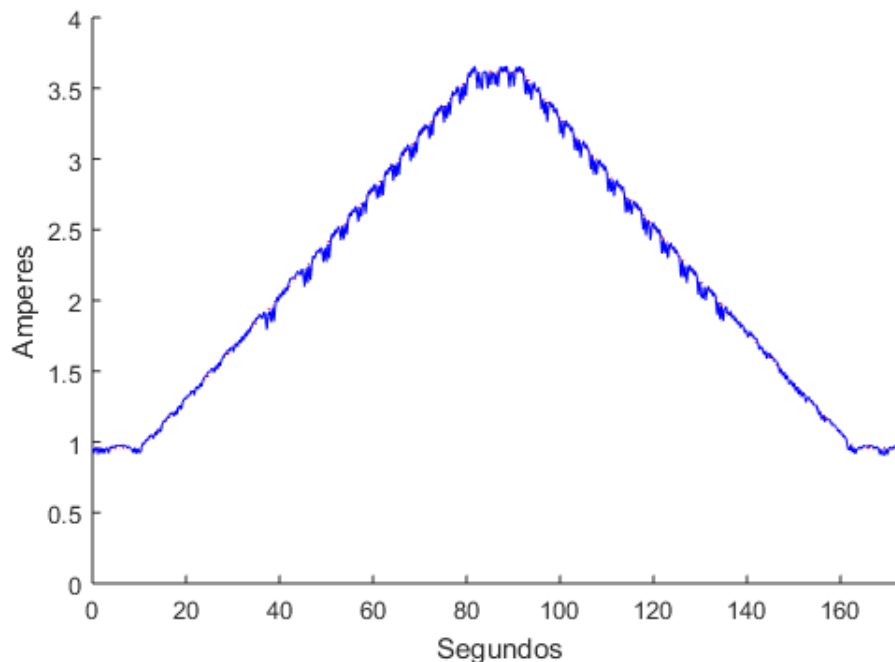


Figura 4.22. Corriente medida del P&O (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 30-100% STC.

Las gráficas de comportamiento con fluctuaciones lentas entre irradiaciones medias y altas (Figura 4.20 - Figura 4.25) presentan menos rizado que las gráficas con fluctuaciones entre irradiaciones bajas y medias (Página 88). Para esta prueba se alterna entre  $300 \text{ W/m}^2$  y  $1000 \text{ W/m}^2$  de irradiación con una tasa de cambio de  $10 \text{ W/m}^2/\text{s}$ . En la gráfica mostrada en la Figura 4.20 el punto de operación del P&O sigue de cerca al MPP. Sin embargo, las pequeñas excursiones de voltaje observadas provocan caídas de corriente (Figura 4.22) y potencia (Figura 4.24). Por el contrario, el MS-MPPT sigue mejor el voltaje ideal (Figura 4.21). Debido a esto, se observan menos caídas de corriente (Figura 4.23) y una potencia más constante (Figura 4.25).



*Figura 4.23. Corriente medida del MS-MPPT (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 30-100% STC.*

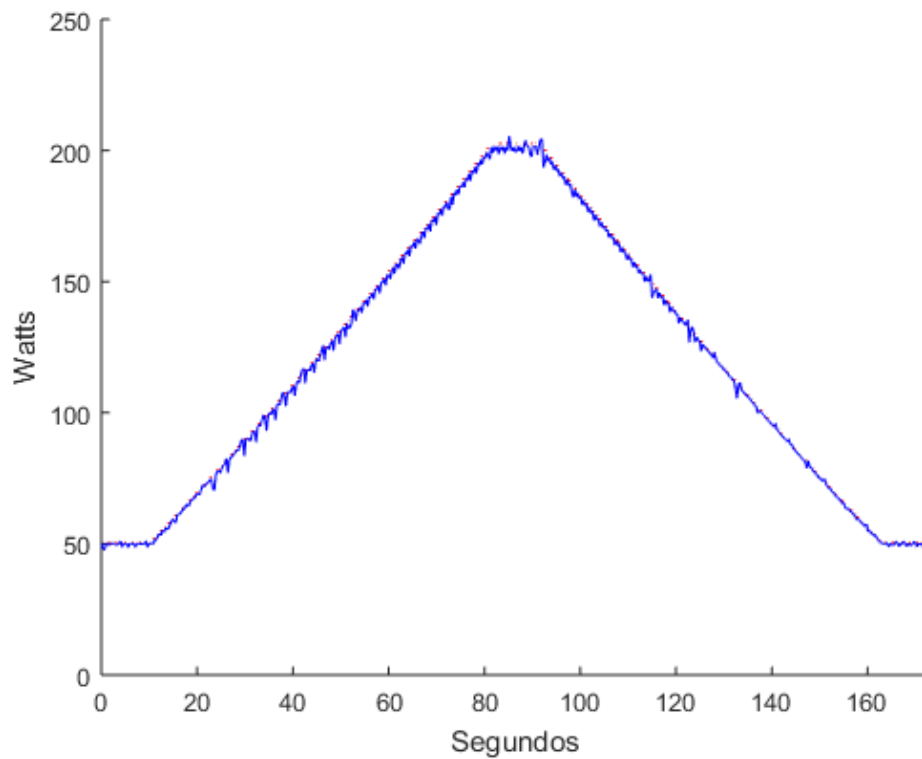


Figura 4.24. Potencia medida del P&O (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 30-100% STC.

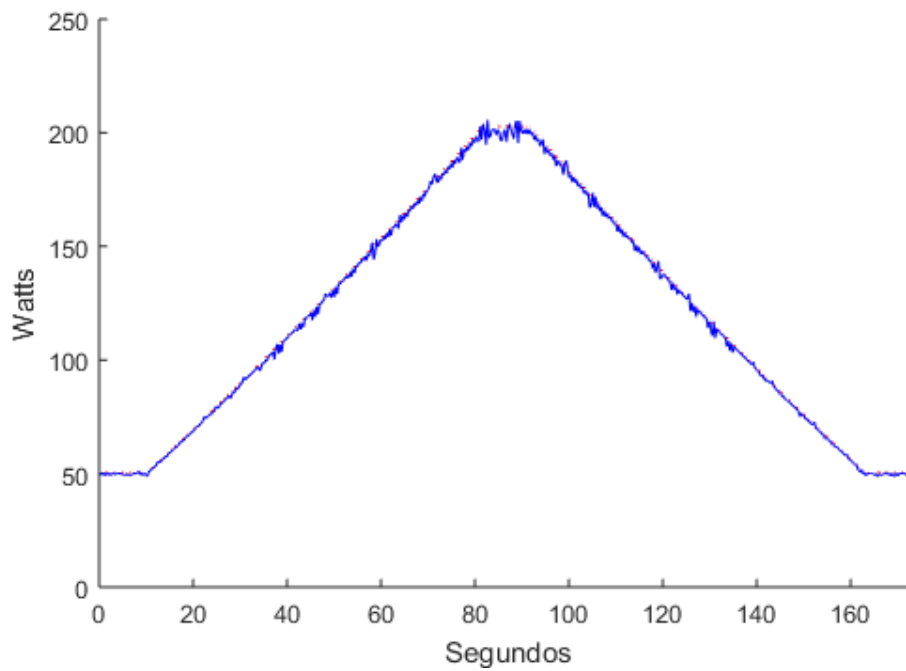


Figura 4.25. Potencia medida del MS-MPPT (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba de cambio lento para fluctuaciones 30-100% STC.



#### 4.5. Prueba de cambio rápido para fluctuaciones de 30-100% STC

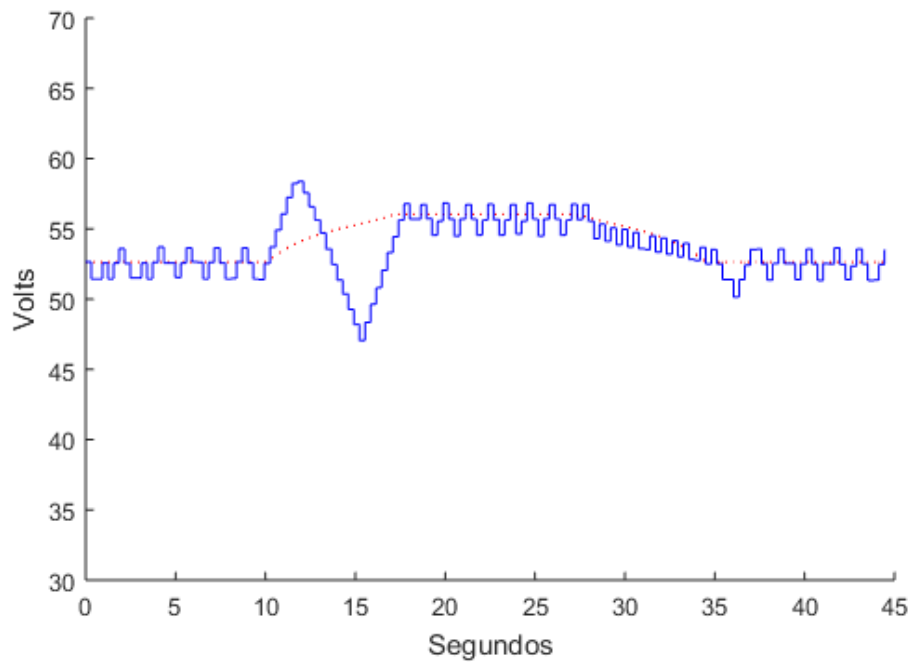


Figura 4.26. Voltaje medido del P&O (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 30-100% STC.

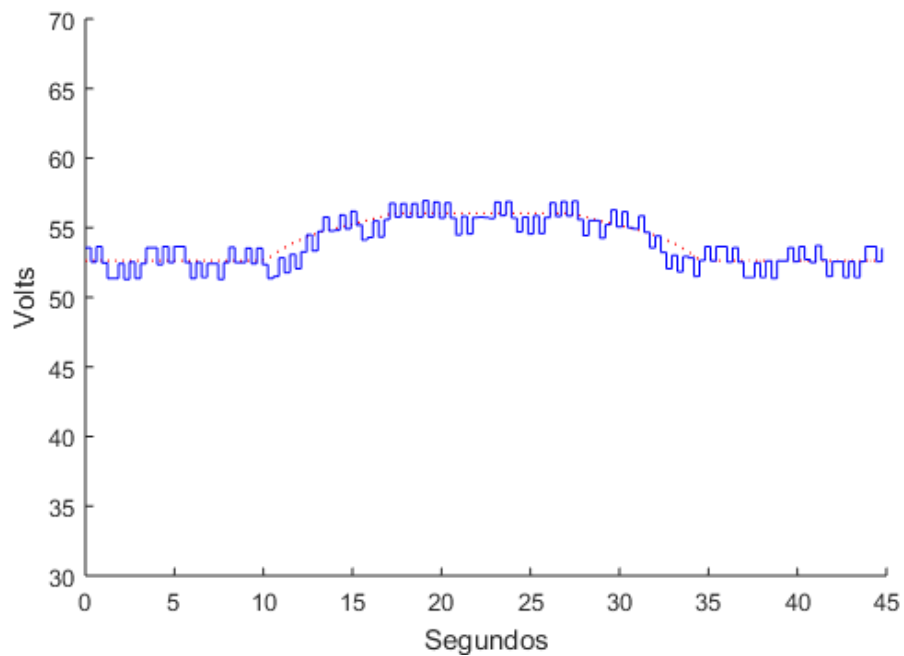
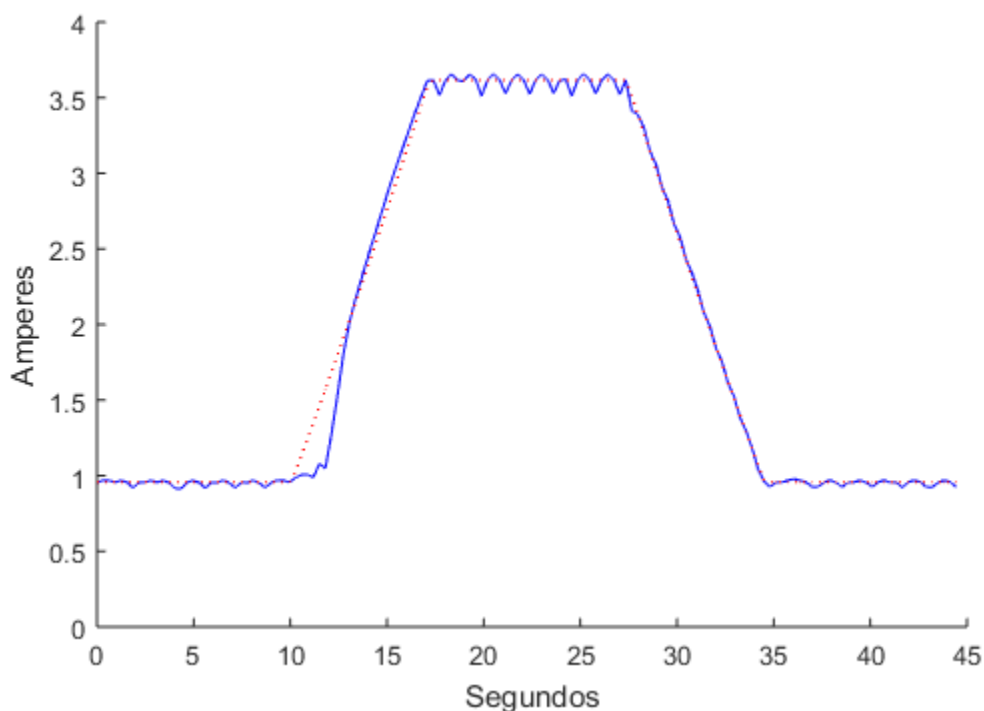


Figura 4.27. Voltaje medido del MS-MPPT (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 30-100% STC.

Para esta prueba se alterna entre  $300 \text{ W/m}^2$  y  $1000 \text{ W/m}^2$  de irradiación con una tasa de cambio de  $100 \text{ W/m}^2/\text{s}$ . Cabe destacar que esta es la prueba con las fluctuaciones de irradiación más aceleradas. Por ello, las gráficas para cambios rápidos entre irradiaciones medias y altas muestran el contraste más marcado entre ambos algoritmos. El voltaje de operación del P&O, mostrado en la Figura 4.26, presenta varias excursiones fuera del MPP, esto es, dos excursiones durante el aumento de irradiación, y una durante el descenso. Por el contrario, el MS-MPPT, mostrado en la Figura 4.27, sigue de cerca la trayectoria del MPP. Es importante remarcar que este comportamiento es idéntico al observado en las simulaciones, y al reportado en la literatura.



*Figura 4.28. Corriente medida del P&O (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 30-100% STC.*

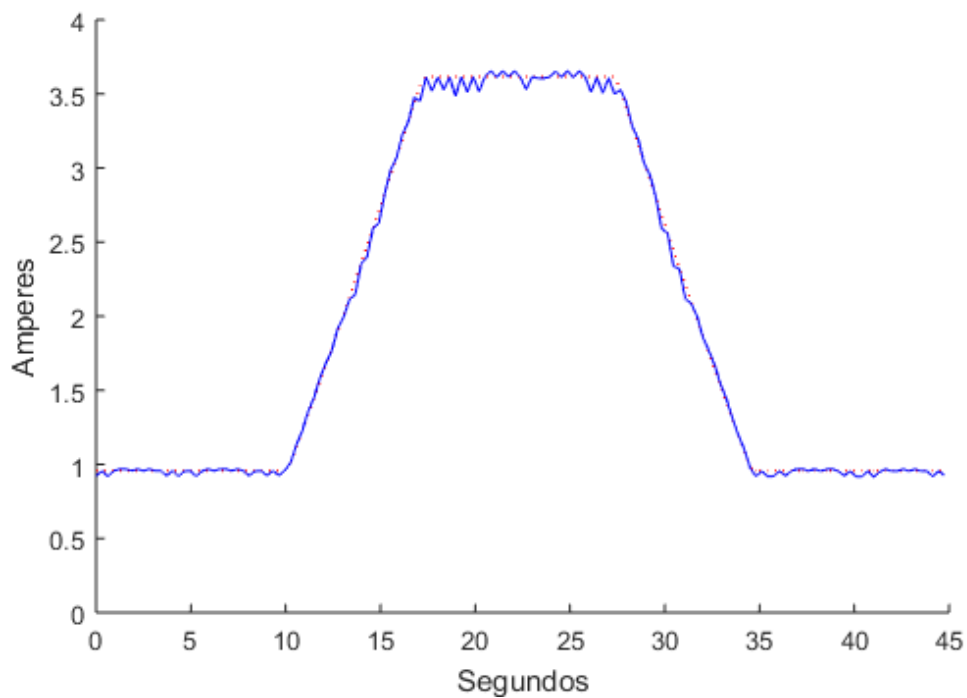


Figura 4.29. Corriente medida del MS-MPPT (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 30-100% STC.

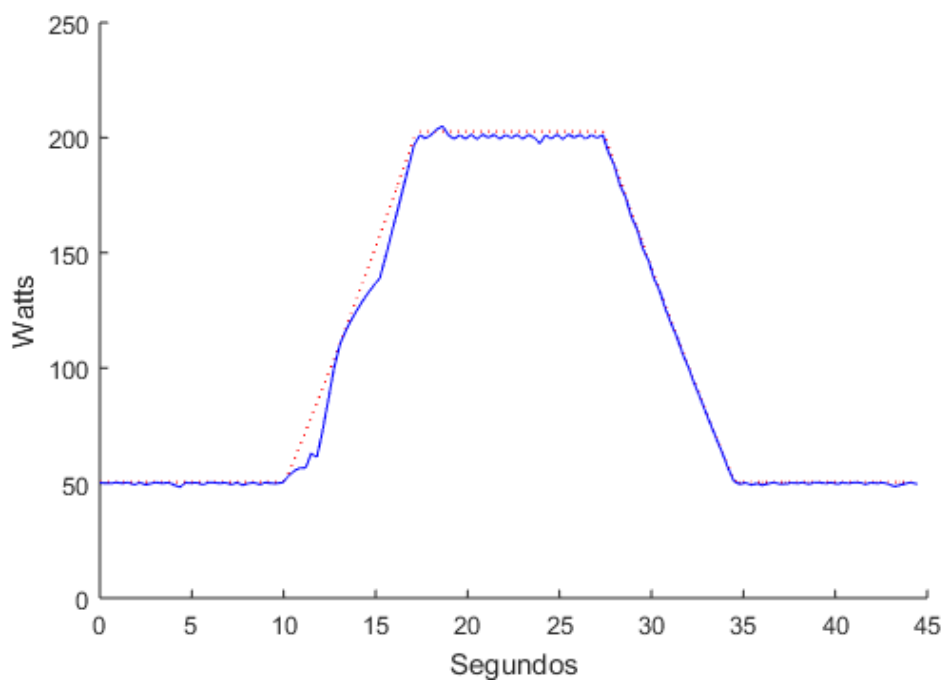
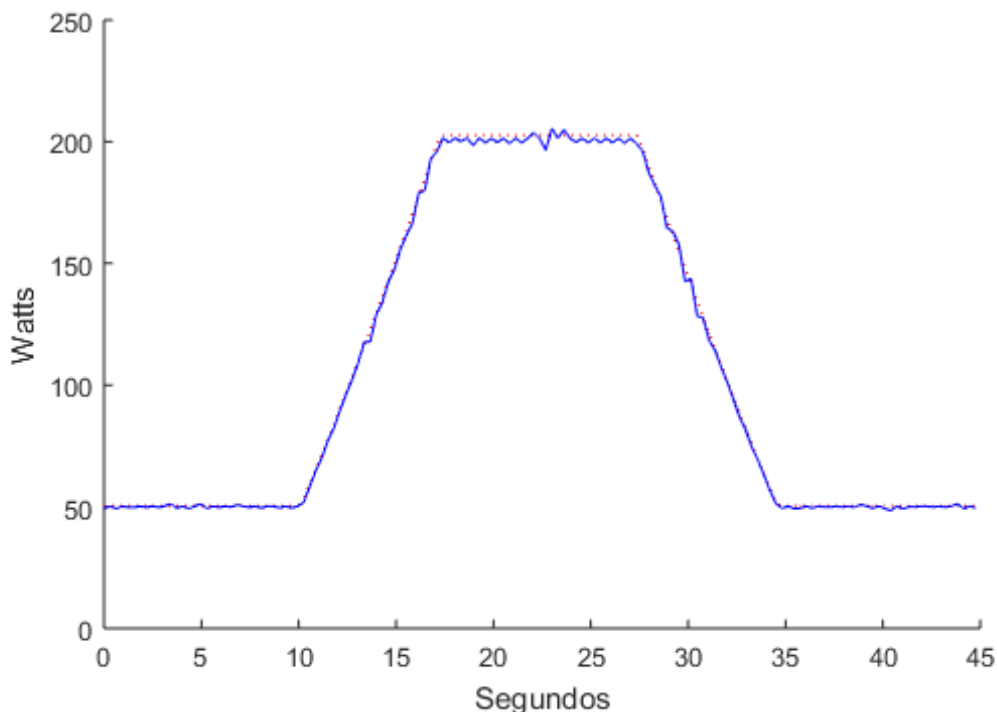


Figura 4.30. Potencia medida del P&O (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 30-100% STC.



*Figura 4.31. Potencia medida del MS-MPPT (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba de cambio rápido para fluctuaciones 30-100% STC.*

Las excursiones en voltaje del P&O provocan que la corriente se aleje del valor óptimo de corriente en el MPP (Figura 4.28). Debido a esto, la potencia presenta caídas significativas con respecto al MPP (Figura 4.30), tal y como ya se ha reportado en la literatura. Por el contrario, el algoritmo MS-MPPT propuesto siguió muy de cerca el valor óptimo de corriente (Figura 4.29). En consecuencia, la potencia obtenida también siguió muy de cerca el valor de potencia en el MPP (Figura 4.31).

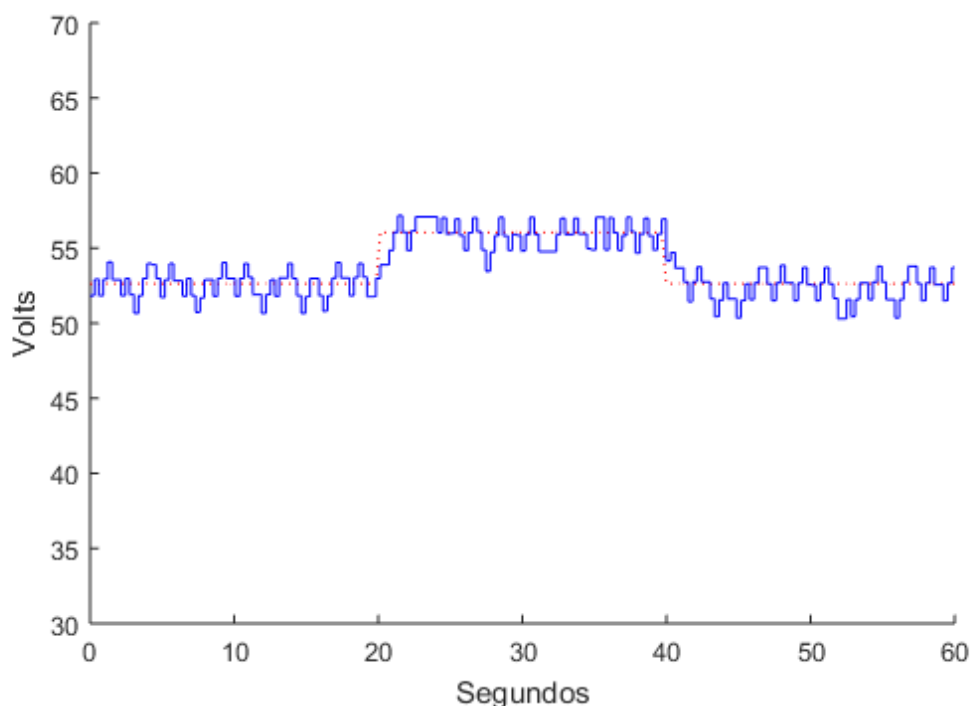
#### **4.6. Prueba de escalón**

Con el propósito de evaluar que tan rápido puede reaccionar el algoritmo propuesto a un cambio de irradiación repentino se planteó una prueba escalón. Para ésta prueba, la irradiación cambia de 30% a 100% STC en forma de un escalón. Se utilizó una irradiación inicial de  $300 \text{ W/m}^2$  por un periodo de 20 s, la cual es cambiada instantáneamente en escalón a un valor de  $1000 \text{ W/m}^2$

manteniéndola por un periodo de 20 s, y finalmente, se regresó a una irradiación de  $300 \text{ W/m}^2$  por un periodo de 20 s.

El comportamiento en voltaje del P&O (Figura 4.32) muestra un comportamiento inesperado. El P&O no tomó decisiones de control equivocadas a pesar de que el cambio de potencia ocurrió muy rápido. El MS-MPPT también sigue efectivamente el MPP (Figura 4.33). Esto se debe a que, el cambio de irradiación es tan repentino que el controlador no confunde los efectos de este con los producidos por el MPPT.

Las gráficas de corriente y potencia para ambos algoritmos no muestran diferencias significativas.



*Figura 4.32. Voltaje medido del P&O (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba de escalón 30-100% STC.*

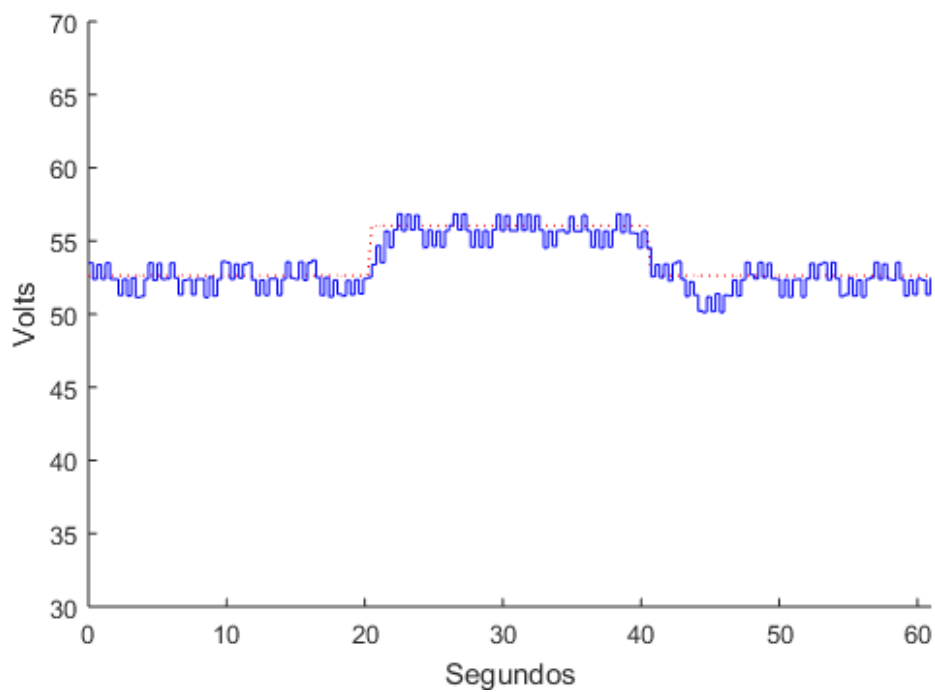


Figura 4.33. Voltaje medido del MS-MPPT (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba de escalón 30-100% STC.

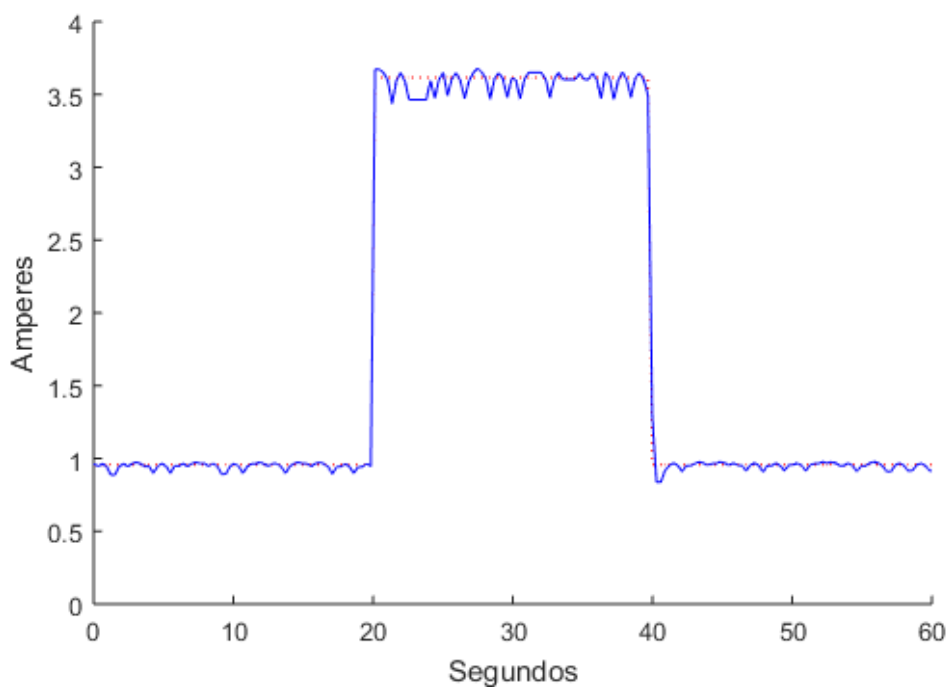


Figura 4.34. Corriente medida del P&O (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba de escalón 30-100% STC.

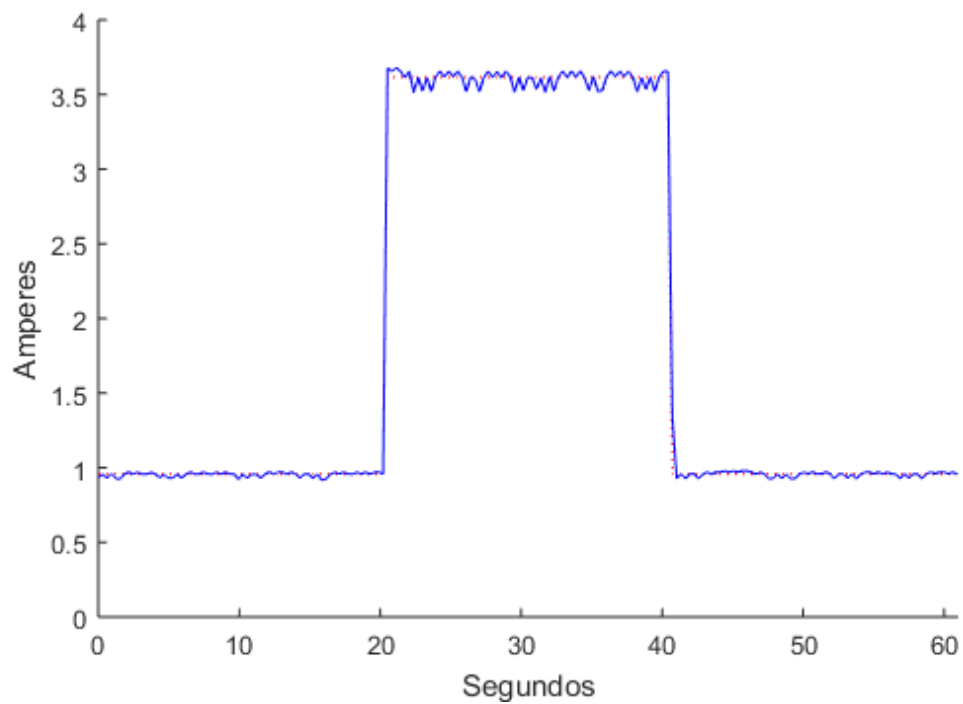


Figura 4.35. Corriente medida del MS-MPPT (azul) vs corriente en el MPP (rojo), en prueba de escalón 30-100% STC.

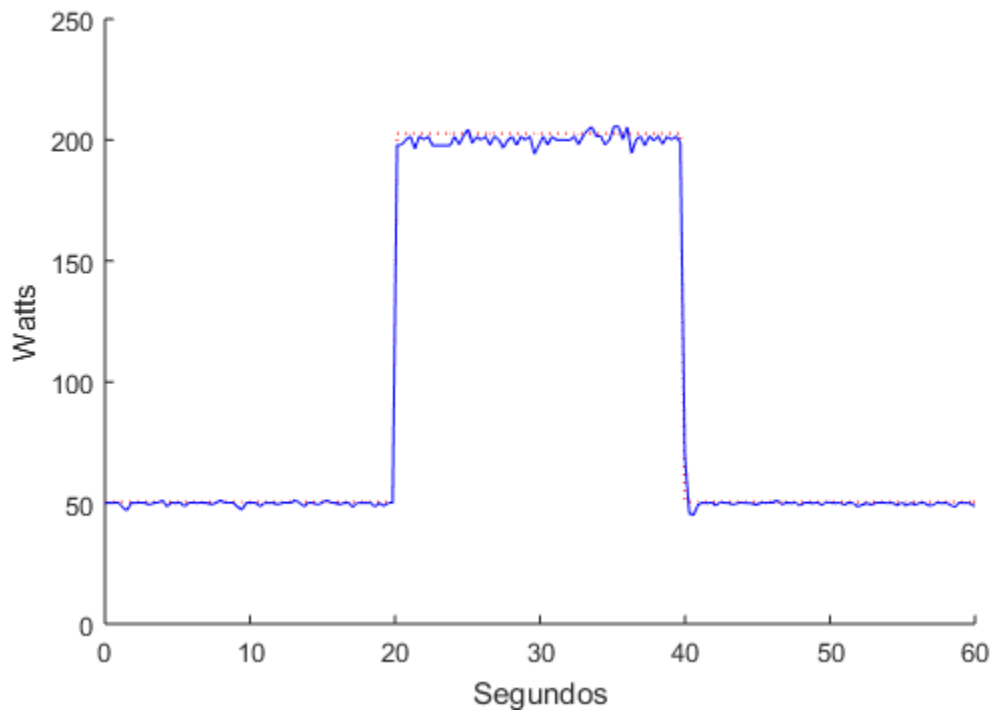
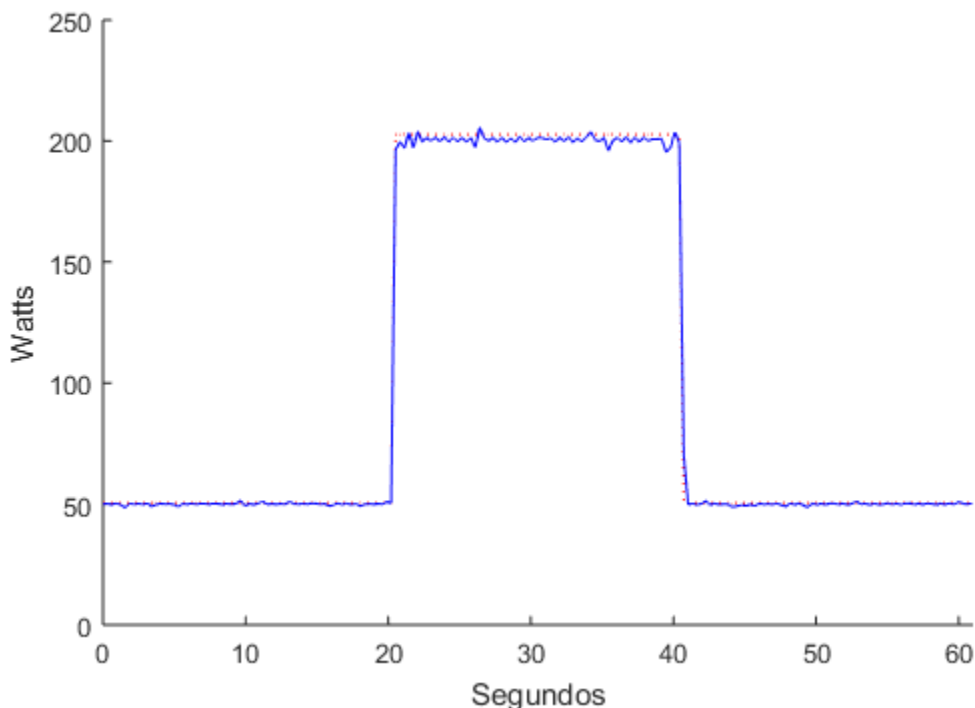


Figura 4.36. Potencia medida del P&O (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba de escalón 30-100% STC.



*Figura 4.37. Potencia medida del MS-MPPT (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba de escalón 30-100% STC.*

#### **4.7. Análisis de resultados**

Las gráficas obtenidas muestran el comportamiento esperado para el P&O tradicional, y que ha sido bien explicado en la literatura. Éste se caracteriza por;

- excursiones mayores fuera de la línea del voltaje de MPP cuando ocurren aumentos rápidos, pero graduales, de irradiación (Figura 4.14 y Figura 4.26),
- y “valles” en las gráficas de potencia (Figura 4.18 y Figura 4.30).

Para el MS-MPPT no se presentan excursiones fuera de la línea de voltaje óptimo. Por el contrario, el algoritmo propuesto oscila cerca del voltaje de MPP (Figura 4.15 y Figura 4.27).

El comportamiento de ambos algoritmos también concuerda con lo previsto en las simulaciones de la Sección 3.3.1. Debido a esto, es posible concluir que la



plataforma de pruebas operó satisfactoriamente al emulador PV conforme a los algoritmos de MPPT.

*Tabla 4.1. Eficiencia vs pendiente del P&O para el perfil de irradiación para la prueba 10-50% STC del estándar EN5030:2010.*

P&O	10 al 50% STC
Pendiente $W/m^2/s$	Eficiencia
0.5	98.57%
1	98.54%
2	98.54%
3	98.54%
5	98.55%
7	98.62%
10	98.54%
14	98.52%
20	97.75%
30	96.61%
50	92.41%

*Tabla 4.2. Eficiencia vs pendiente del P&O para el perfil de irradiación para la prueba 30-100% STC del estándar EN5030:2010.*

P&O	30 al 100% STC
Pendiente $W/m^2/s$	Eficiencia
10	98.89%
14	98.85%
20	98.73%
30	98.41%
50	96.96%
100	93.31%

Con el propósito de comparar mejor el rendimiento de ambos algoritmos, las eficiencias de cada prueba se recopilan en las Tablas 4.1 a 4.4. Estas se ordenaron de las pendientes más suaves a las más pronunciadas. Las Tablas 4.1 y 4.2 muestran el comportamiento el P&O. En ellas se observa una caída de

6.16% en irradiaciones bajas a medias, y de 5.59% en irradiaciones medias a altas.

El comportamiento del algoritmo MS-MPPT propuesto se capturó en las Tablas 4.3 y 4.4. La caída de eficiencia conforme se aceleran las tasas de cambio es mucho menor que en el P&O. En fluctuaciones entre irradiaciones bajas y medias hay una caída de 0.14%, y de 0.11% en cambios entre medias y altas. A partir de estos datos, se puede advertir que el rendimiento del MS-MPPT es mucho más consistente que el del P&O.

*Tabla 4.3. Eficiencia vs pendiente del MS-MPPT para el perfil de irradiación para la prueba 10-50% STC del estándar EN5030:2010.*

MS-MPPT	10 al 50% STC
Pendiente $W/m^2/s$	Eficiencia
0.5	98.73%
1	98.76%
2	98.82%
3	98.77%
5	98.76%
7	98.74%
10	98.78%
14	98.83%
20	98.76%
30	98.63%
50	98.59%

*Tabla 4.4. Eficiencia vs pendiente del MS-MPPT para el perfil de irradiación para la prueba 30-100% STC del estándar EN5030:2010.*

MS-MPPT	30 al 100% STC
Pendiente $W/m^2/s$	Eficiencia
10	98.89%
14	98.91%
20	98.97%
30	98.94%
50	98.87%
100	98.78%

La Figura 4.38 muestra la graficas de eficiencia vs pendiente para el algoritmo P&O. Cada marcador muestra la eficiencia obtenida para determinada tasa de cambio. Se muestran todos los conjuntos de rampas presentes en el estándar EN5030. Las eficiencias obtenidas se dividieron para fluctuaciones entre irradiaciones bajas y medias (rojo), y medias y altas (azul). Se observa que, el P&O tradicional comienza a perder eficiencia notablemente a medida que los cambios de irradiación son más rápidos. Asimismo, este fenómeno se acentúa más cuando se trata de perfiles con irradiaciones más bajas. La eficiencia total de la prueba para el P&O fue de 98.26%.

Tal y como se esperaba, el algoritmo P&O muestra un pobre rendimiento en las pruebas con cambios rápidos de irradiación. En contraste, el MS-MPPT no comete errores en el seguimiento de la trayectoria del MPP. A pesar de que este opera con velocidades de perturbación relativamente lentas con respecto a las presentadas en estudios recientes. Evidentemente, la respuesta dinámica del sistema con el algoritmo propuesto MS-MPPT podría ser mucho más rápida, si se aumentaran las velocidades de perturbación. Consiguientemente, el algoritmo MS-MPPT propuesto se podría utilizar en aplicaciones donde los cambios de irradiación rápidos sean mucho más comunes, como por ejemplo en vehículos solares.

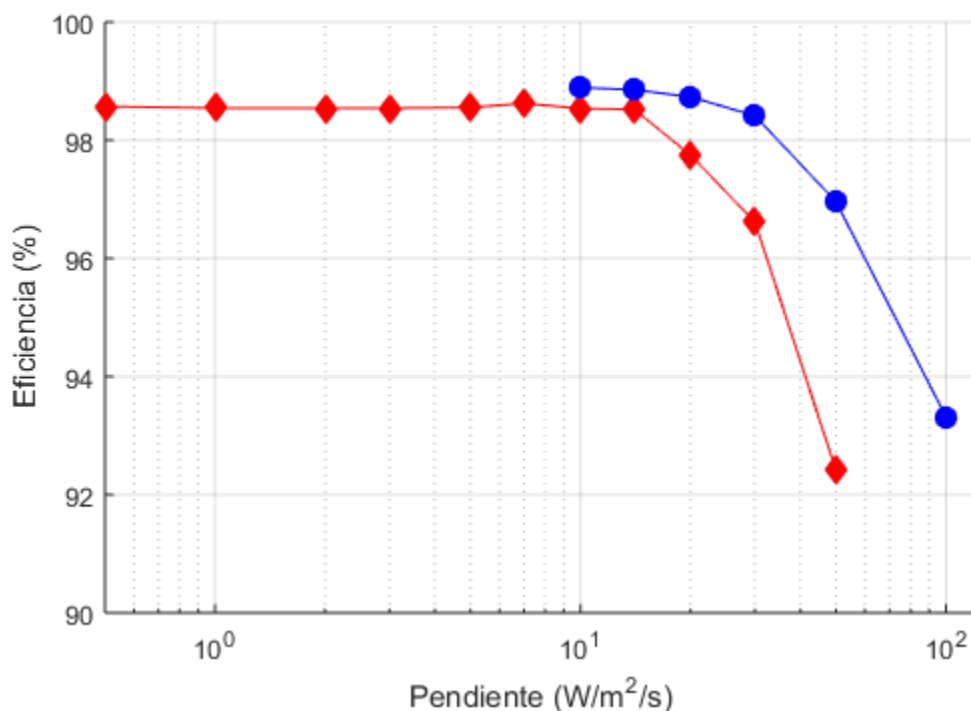


Figura 4.38. Gráfica de eficiencia vs pendiente del P&O para fluctuaciones de irradiación de bajas a medias (rojo) y medias a altas (azul).

La Figura 4.39 muestra la gráfica de eficiencia vs pendiente del MS-MPPT. Al igual que para el P&O, cada marcador indica la eficiencia obtenida para determinada tasa de cambio. Se muestran todos los conjuntos de rampas presentes en el estándar EN5030. Se dividieron las eficiencias obtenidas para fluctuaciones entre irradiaciones bajas y medias (rojo) de las medias y altas (azul). En la gráfica se observa el impacto de tomar mejores decisiones de control. A diferencia del P&O, la eficiencia se mantiene mucho más lineal aún conforme la tasa de cambio de irradiación aumenta. Además, su eficiencia se ve menos afectada por irradiaciones bajas en comparación con el P&O.

La eficiencia general en la prueba para el MS-MPPT fue de 98.83%, esto es, 0.57% más alta que la obtenida con el algoritmo P&O.

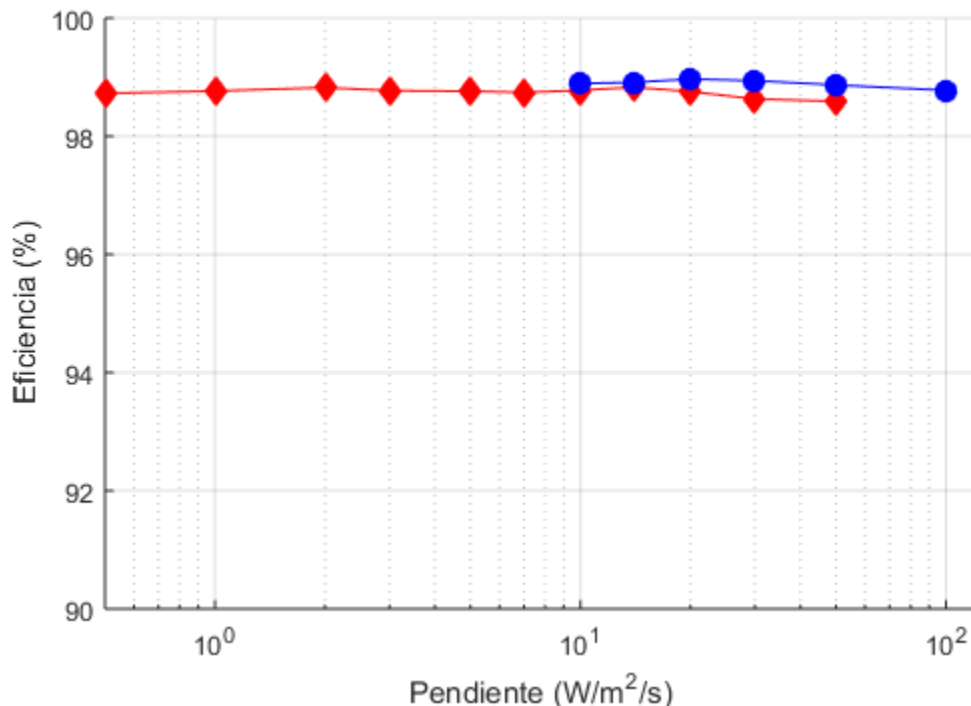


Figura 4.39. Gráfica de eficiencia vs pendiente del MS-MPPT para fluctuaciones de irradiación de bajas a medias (rojo) y medias a altas (azul).

En las pruebas lentas el P&O obtuvo un rendimiento muy similar al MS-MMPT. Sin embargo, el algoritmo propuesto también se muestra ligeramente más eficiente en éste escenario.

Las pruebas estandarizadas pretenden evaluar el rendimiento general de los algoritmos de MPPT. Por esta razón, dichas pruebas consideran cambios lentos, cambios rápidos, y estados estacionarios. En las pruebas completas, el MS-MPPT obtuvo:

- un aumento de 6.18% en eficiencia en cambios rápidos de irradiación con fluctuaciones entre irradiaciones medias y altas,
- un aumento de un aumento de 5.46% en eficiencia en cambios rápidos de irradiación con fluctuaciones entre irradiaciones bajas y medias

Por lo tanto, se comprobó que:

- el MS-MPPT se puede implementar en sistemas que usen un P&O tradicional,
- identificar los cambios de potencia producidos por el aumento de irradiación permite un mejor seguimiento del punto de máxima potencia.

El circuito desarrollado, el simulador de paneles, y el sistema de registro de las mediciones operaron adecuadamente durante las casi 7 horas y media que dura la prueba completa del estándar. Las mediciones se mantuvieron consistentes. Por lo anterior, se puede afirmar que el sistema se diseñó y construyó adecuadamente.

## Capítulo 5 Conclusiones

- Se comprobó que, los datos adicionales obtenidos con los muestreos extras, le permitieron al MS-MPPT diferenciar los efectos de potencia producidos por la irradiación de los causados por la perturbación intencional.
- Se observó que, al discriminar los cambios de potencia producidos por el controlador, el algoritmo no se vio afectado por los problemas de deriva característicos de los MPPT convencionales. Debido a esta ventaja, se presentaron significativos aumentos de eficiencia durante cambios rápidos de irradiación con respecto al P&O tradicional de entre 6.18 y 5.46%. Así, se concluyó que el algoritmo propuesto tomó mejores decisiones de control durante escenarios de aumentos rápidos de irradiación, en comparación con las tomadas por el P&O tradicional.
- El MS-MPPT mostró una sensible mejora de eficiencia de 0.15% durante aumentos lentos de entre baja y media irradiación. Esto, a pesar de que la idea detrás del MS-MPPT pretendía mejorar la eficiencia durante cambios rápidos de irradiación. Una vez más, se concluyó que el aumento de muestras de las variables facilita la toma de decisiones correctas de control para distintos perfiles de irradiación.
- Se observó que los algoritmos tradicionales siguieron adecuadamente el MPP durante escalones de irradiación. Por lo tanto, se concluyó que estos algoritmos solo fallan bajo condiciones de cambios rápidos pero graduales.
- Se comprobó que el circuito de control implementado operó adecuadamente al aplicar las reglas de control planteadas. Además, se observó que el circuito implementado pudo manejar adecuadamente la potencia producida por el emulador de paneles PV Agilent E4351B.
- Con base en las pruebas del Comité Europeo para la Estandarización Electrotécnica se concluyó que el MS-MPPT es;
  - 0.62% más eficiente para fluctuaciones entre irradiaciones bajas y medias,

- 0.50% más eficiente para fluctuaciones entre irradiaciones medias y altas,
- 0.57% más eficiente para el perfil completo del estándar.

De esta forma, se concluyó que el algoritmo propuesto es más eficiente que el P&O para todo tipo de perfiles.

- Se mostró que la plataforma desarrollada permite obtener una evaluación confiable de todos los algoritmos probados. Por esta razón, se concluyó que puede ser utilizada a futuro en otros trabajos relacionados con relativa facilidad.
- Se observó que la comunicación entre el emulador de paneles PV y el programa desarrollado en LabVIEW limitó la frecuencia de muestreo, así como el número de curvas que se podían generar por segundo. No obstante, la velocidad alcanzada permitió cumplir con las pruebas requeridas por el estándar del Comité Europeo para la Estandarización Electrotécnica. Cabe mencionar que, si en un futuro fueran necesarios cambios de irradiación más rápidos, sería necesario utilizar otro emulador PV.



## Referencias

Ang S., Oliva A. (2005). Power-Switching Converters, 1ª edición, Taylor & Francis Group, Estados Unidos, Boca Raton.

BP. (2013). BP Energy Outlook 2030. Florida: BP.

CENELEC. (2010). European standard EN 50530. Overall efficiency of grid connected photovoltaic inverters. Bruselas: CENELEC.

de Vesare G., Caputo D., Nascetti A. (2006). Maximum power point tracker for photovoltaic systems with resistive like load. "Solar Energy", 80(8), 982-988.

Elgendy M. A., Zahawi B., Atkinson D. J. (2012). Assessment of Perturb and Observe MPPT Algorithm Implementation Techniques for PV Pumping Applications. "IEEE Transactions on sustainable energy", 3(1), 21.

European Renewable Energy Council. (s.f.). Photovoltaics. EREC-2005. Disponible en: <http://www.erec.org/renewable-energy/photovoltaics.html> Recuperado el 11 de marzo de 2016.

Femia N., Granozio D., Petrone G., Spagnuolo G., Vitelli M. (2007). Predictive & Adaptive MPPT Perturb and Observe Method. "IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems", 43(3), 934-950.

Femia N., Petrone G., Spagnuolo G., Vitelli M. (2005). Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method. "IEEE Transactions on power electronics", 20(4), 963-973.

Gules R., De Pellegrin P., Leaes Hey H., Imhoff J. (2008). A Maximum Power Point Tracking System With Parallel Connection for PV Stand-Alone Applications. "IEEE transactions on industrial electronics", 55(7), 2674-2683.

Hohm D., Ropp M. (2000). Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Algorithms Using an Experimental, Programmable, Maximum Power Point Tracking Test Bed. En "Photovoltaic Specialists Conference, 2000. Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE", IEEE, Anchorage, Estados Unidos, 1699-1702.

Hua C. (1998). Comparative study of Peak Power Tracking Techniques for Solar Storage Systems. "IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition Proceedings", 2, 679-683.

Hussein K., Muta I. (1995). Maximum Photovoltaic Power Tracking; an Algorithm for Rapidly Changing Atmospheric Conditions. "IEEE Proceedings on Generation, Transmission, and Distribution", 142(1), 59-64.

Huynh P., Cho B. H. (1996). Design and Analysis of a Microprocessor-Controlled Peak-Power-Tracking System. "IEEE Transactions on Aerospace and electronic Systems" 32(1), 182-190.

Jubaer A., Zainal S. (2016). A Modified P&O Maximum Power Point Tracking Method with Reduced Steady State Oscillation and Improved Tracking Efficiency. "IEEE Transactions on Sustainable Energy", PP, 1.

Kajihara A., Harakawa T. (2005). Model of Photovoltaic Cell Circuits under Partial Shading. En "IEEE International Conference on Industrial Technology", IEEE, Hong Kong, China, 866-870.

Karanjkar D., Chatterji S., Shimi S., Kumar A. (2014). Real Time Simulation and Analysis of Maximum Power Point Tracking (MPPT) Techniques for Solar Photo-Voltaic System. En "Proceedings of 2014 RA ECS UIET Panjab University" IEEE, Chandigarh, India, 6-8.

Karanjkar D., Chatterji S., Shimi S. (2013). An Improved Current Feedback Based Maximum Power Point Tracking Controller for Solar Photo-Voltaic System. En "International Conference on Microelectronics, Communication and Renewable Energy", IEEE, Kanjirapally, India, 1-6.

Kazmierczuk M. (2008). Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters, 1ª edición, Wiley, Chichester, Reino Unido.

Kok Soon T., Mekhilef S. (2015). A Fast-Converging MPPT Technique for Photovoltaic System Under Fast-Varying Solar Irradiation and Load Resistance. "IEEE transactions on industrial informatics", 11(1), 176-186.

Liu F., Duan S., Liu F., Liu B., Kang Y. (2008). A Variable Step Size INC MPPT Method for PV Systems. "IEEE transactions on industrial electronics", 55(7), 2622-2628.

Miyatake M., Inada T., Hiratsuka I., Zhao H., Otsuka H., Nakano, M. (2004). Control Characteristics of a Fibonacci-Search-based Maximum Power tracker when a photovoltaic array is partially shaded. En "The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2004", IEEE, Xi'an, China, 2, 816-821.

Muralidhar K., Susovon S. (2015). An Adaptive Voltage-Sensor-Based MPPT for Photovoltaic Systems With SEPIC Converter Including Steady-State and Drift Analysis. "IEEE transactions on industrial electronics", 62(12), 7609-7619.

Muralidhar K., Susovon S. (2015). Modified Perturb and Observe MPPT Algorithm for Drift Avoidance in Photovoltaic Systems. "IEEE transactions on industrial electronics", 62(9), 5549-5559.

Piegari L., Rizzo R. (2010). Adaptive perturb and observe algorithm for photovoltaic maximum power point tracking. "IET Renewable Power Generation", 4(4), 317-328.

Pnadey A., Dasgupta N., Mukerjee, A. (2006). Design Issues in Implementing MPPT for Improved Tracking and Dynamic Performance. En "Proc. IEEE IECON", IEEE, Paris, Francia, 4387-4391.

REN 21. (2014). Renewables 2014 global status report. Bonn: REN 21. (ISBN 978-3-9815934-2-6)

Román E., Ibañez P., Elorduizapatarietxe S., Goitia D. (2006). Intelligent PV Module for Grid-Connected PV Systems. "IEEE transactions on industrial electronics", 53(4), 1066-1073.

SENER, GTZ. (2009). Renewable Energies for Sustainable Development in Mexico. DF: SENER, GTZ.

Sera D., Teodorescu R., Hantschel J., Knoll M. (2008). Optimized Maximum Power Point Tracker for Fast-Changing Environmental Conditions. "IEEE transactions on industrial electronics", 55(7), 2629-2637.

Sheng-qing L., Bin Z., Tian-jun X., Jun Y. (2014). A New MPPT Control Method of Photovoltaic Grid-connected Inverter System. En "26th Chinese Control and Decision Conference (CCDC)", College of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Changsha, China 2753-2757.

Sher H., Murtaza A., Noman A., Addoweesh K., Al-Haddad K., Chiaberge M. (2015). A New Sensorless Hybrid MPPT Algorithm Based on Fractional Short-Circuit Current Measurement and P&O MPPT. "IEEE Transactions on sustainable energy", 6(4), 1426-1434.

Sivaramakrishnan S. (2015). A novel hybrid MPPT algorithm using Linear Extrapolation. En "2015 Intl. Conference on Computing and Network Communications (CoCoNet'15)". IEEE, Trivandrum, India, 643-648.

Subudhi B., Raseswari P. (2013). A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems. "IEEE Transactions on Sustainable Energy", 4(1), 89-98.

Swiegers W., Enslin J. (1998). An integrated Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic Panels. En "IEEE International Symposium on Industrial Electronic Proceedings of the 1998 International Symposium on Industrial Electronics", IEEE, Pretoria, Sudáfrica, 1, 40-44.

Wei Tan C., Green T., Hernandez-Aramburo, C. (2005). An Improved Maximum Power Point Tracking Algorithm with Current-Mode Control for Photovoltaic Applications. En "2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems", IEEE, Kuala Lumpur, Malasia, 489-494.

Wei Tan C., Green T., Hernández-Aramburo C. (2008). Analysis of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Algorithm for Photovoltaic Applications. En "2nd IEEE International Conference on Power and Energy (PECon 08)", IEEE, Johor Bahru, Malasia, 237-242.

Wolfesegger C., Stierstorfer J. (2007). Solar Generation IV: Solar Electricity for Over One Billion People and Two Million Jobs by 2020. Amsterdam: Greenpeace.

Yuvarajan S., Xu S. (2003). Photo-Voltaic Power Converter With A Simple Maximum-Power-Point-Tracker. En " Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03", IEEE, Bangkok, Tailandia, 3, 399-402.

Zhang F., Thanapalan K., Procter A., Carr S., Maddy J. (2013). Adaptive hybrid maximum power point tracking method for a photovoltaic system. "IEEE Transactions on Energy Conversion", 28, 353-360.

Zhou W., Yang H., Fang Z. (2007). A novel model for photovoltaic array performance prediction. "Applied Energy", 84(12), 1187-1198.