



**ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO**

**FACULTAD DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA**

**CARRERA DE INGENIERIA ELECTRONICA EN CONTROL Y REDES  
INDUSTRIALES**

**“REVISIÓN SISTEMÁTICA DE ALGORITMOS DE RASTREO  
DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA EN PANELES  
FOTOVOLTAICOS Y PROPUESTA DE DISEÑO DE UN NUEVO  
ALGORITMO”**

**Trabajo de titulación:**

Tipo: Proyecto de Investigación

Presentado para optar al grado académico de:

**INGENIERO ELECTRONICO EN CONTROL Y REDES  
INDUSTRIALES**

**AUTOR: JOHAN ALEXANDER MANTUANO PARRAGA**

**DIRECTOR: PHD. JORGE LUIS HERNÁNDEZ AMBATO**

**Riobamba-Ecuador**

**2021**

**©2021, Johan Alexander Mantuano Párraga.**

Se autoriza la reproducción total o parcial, con fines académicos, por cualquier medio o procedimiento, incluyendo la cita bibliográfica del documento, siempre y cuando se reconozca el Derecho de Autor

Yo, **Johan Alexander Mantuano Párraga**, declaro que el presente trabajo es de mi autoría y los resultados del mismo son auténticos. Los textos en el documento provienen de otras fuentes están debidamente citados y referenciados.

Como autor asumo la responsabilidad legal y académica de los contenidos de este trabajo de titulación; El patrimonio intelectual pertenece a la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo. Riobamba, 9 de abril del 2021.



**Johan Alexander Mantuano Párraga.**

**060487278-8**

**ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO**  
**FACULTAD DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA**  
**CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y REDES**  
**INDUSTRIALES**

El tribunal del trabajo de titulación certifica que: El trabajo de titulación tipo: Dispositivo Tecnológico, **REVISIÓN SISTEMÁTICA DE ALGORITMOS DE RASTREO DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA EN PANELES FOTOVOLTAICOS Y PROPUESTA DE DISEÑO DE UN NUEVO ALGORITMO**, realizado por **JOHAN ALEXANDER MANTUANO PARRGA** ,ha sido minuciosamente revisado por los miembros del tribunal del trabajo de titulación, el mismo que cumple con los requisitos científicos, técnicos, legales, en tal virtud el Tribunal Autoriza su presentación.

<b>NOMBRE</b>	<b>FIRMA</b>	<b>FECHA</b>
Ing. Franklin Geovanni Moreno Montenegro <b>PRESIDENTE DE TRIBUNAL</b>	_____	<b>9-04-2021</b>
Ing. Jorge Luis Hernández Ambato, PhD. <b>DIRECTOR DE TRABAJO DE TITULACION</b>	_____	<b>9-04-2021</b>
Ing. Mayra Alejandra Pacheco Cunduri. <b>MIEMBRO DEL TRIBUNAL</b>	_____	<b>9-04-2021</b>

## **DEDICATORIA**

Este trabajo de titulación se lo dedico a Dios, a mi madre Annabel Párraga y a mi Padre Líder Mantuano, por haber depositado en mí la confianza necesaria para culminar esta etapa de mi vida siendo el pilar principal a lo largo de mi carrera universitaria, alentándome a seguir adelante con sus consejos y regaños. A mis hermanos quienes de alguna manera han sabido sobrellevar conmigo la carga de la vida universitaria.

A mis amigos y compañeros de Riobamba, con quienes he compartido tantas anécdotas ; a cada uno de los ingenieros que compartieron sus conocimientos en las aulas de clases. ¡Muchas gracias!

En memoria de mi abuelo, quien en vida fue Carlos Párraga.

## **AGRADECIMIENTO**

En primera instancia quiero dar gracias a mis Padres, Líder y Annabel, por apoyarme durante toda la carrera y depositar su fe en mí. A mis hermanos, Jefferson y Jusue, que siempre estuvieron apoyándome en cada decisión o nuevo reto que tomaba. A mis maestros quienes fueron el pilar fundamental para mi formación como ingeniero, en especial al Ing. Jorge Hernández que fue de gran apoyo en el desarrollo de mi trabajo de Titulación. De la misma manera quiero dar gracias a mis amigos Ronald, Jhonny y Daniel quienes también fueron de gran apoyo en el desarrollo de mi trabajo de titulación. A mi gran amiga, Marjorie, quien estuvo siempre apoyándome en todo momento durante el transcurso de mi vida universitaria. A todos los mencionados, mis más sinceros agradecimientos.

## TABLA DE CONTENIDO

INDICE DE TABLAS.....	x
INDICE DE FIGURAS.....	x
INDICE DE ANEXOS .....	xvi
INDICE DE ABREVIATURAS .....	xvii
RESUMEN .....	xviii
ABSTRACT .....	xix
INTRODUCCION .....	1

### CAPITULO 1

<b>1. MARCO TEORICO.....</b>	<b>3</b>
<b>1.1 Tecnología Fotovoltaica .....</b>	<b>3</b>
<b>1.2 Celdas Fotovoltaicas .....</b>	<b>3</b>
<b>1.1.1 Ancho de banda prohibida.....</b>	<b>4</b>
<b>1.1.2 Tipos de células fotovoltaicas .....</b>	<b>4</b>
<b>1.1.2.1 Monocristalino.....</b>	<b>4</b>
<b>1.1.2.2 Policristalino .....</b>	<b>4</b>
<b>1.1.2.3 Amorfo .....</b>	<b>5</b>
<b>1.1.2.4 Célula de película delgada .....</b>	<b>5</b>
<b>1.1.2.5 Célula de Arseniuro de Galio (GaAs).....</b>	<b>5</b>
<b>1.1.3 Características eléctricas de la célula fotovoltaica.....</b>	<b>5</b>
<b>1.1.3.1 Corriente de cortocircuito de la celda solar .....</b>	<b>6</b>
<b>1.1.3.2 Tensión de circuito abierto de la celda solar.....</b>	<b>7</b>
<b>1.1.3.3 Punto de máxima potencia.....</b>	<b>7</b>
<b>1.1.3.4 Factor de forma (FF) y Rendimiento de conversión energética (<math>\eta</math>).....</b>	<b>9</b>
<b>1.1.4 Modelo eléctrico de una celda solar .....</b>	<b>9</b>
<b>1.1.5 Influencia de la temperatura en células solares.....</b>	<b>13</b>
<b>1.1.6 Influencia de la irradiancia en célula solares .....</b>	<b>14</b>
<b>1.1.7 Condiciones estándares de funcionamiento o de medida (STC).....</b>	<b>15</b>

1.1.8	<i>Modelado de una célula solar</i> .....	16
<b>1.3</b>	<b>Convertidores DC-DC</b> .....	<b>17</b>
1.3.1	<i>Convertidor reductor</i> .....	17
1.3.1.1	<i>Análisis con el interruptor cerrado</i> .....	18
1.3.1.2	<i>Análisis con el interruptor abierto</i> .....	20
1.3.2	<i>Convertidor elevador</i> .....	23
1.3.2.1	<i>Análisis con el interruptor cerrado</i> .....	24
1.3.2.2	<i>Análisis con el interruptor abierto</i> .....	25
<b>1.4</b>	<b>Algoritmo MPPT</b> .....	<b>28</b>
1.4.1	<i>Tipos de algoritmos MPPT</i> .....	28
1.4.1.1	<i>Perturbación y observación (P&amp;O)</i> .....	29
1.4.1.2	<i>Conductancia incremental</i> .....	29
1.4.1.3	<i>Tensión a circuito abierto fraccional</i> .....	30
1.4.1.4	<i>Corriente fraccional de cortocircuito</i> .....	30
1.4.1.5	<i>Lógica difusa</i> .....	31
1.4.1.6	<i>Redes neuronales</i> .....	32
1.4.1.7	<i>Control de correlación de ondulación</i> .....	33
1.4.1.8	<i>Corriente de carga o maximización de voltaje de carga</i> .....	34

## **CAPITULO 2**

<b>2</b>	<b>MARCO METODOLOGICO</b> .....	<b>36</b>
2.1	<b>INTRODUCCION</b> .....	<b>36</b>
2.2	<b>MODELADO DEL PANEL FOTOVOLTAICO</b> .....	<b>37</b>
2.3	<b>Diseño del convertidor DC-DC tipo Boost y de toda la parte electrónica correspondiente al sistema MPPT</b> .....	<b>39</b>
2.4	<b>Simulación de prueba del módulo o sistema MPPT</b> .....	<b>43</b>
2.5	<b>Implementación del sistema MPPT</b> .....	<b>44</b>
2.6	<b>Selección y simulación de los algoritmos MPPT más relevantes y populares en la literatura</b> .....	<b>45</b>

2.6.1	<i>Simulación del algoritmo P&amp;O</i> .....	48
2.6.2	<i>Simulación del algoritmo de Conductancia incremental</i> .....	52
2.7	<b>Desarrollo y simulación del nuevo algoritmo</b> .....	56

### CAPITULO 3

3	<b>MARCO DE RESULTADOS Y DISCUSION</b> .....	60
3.1	<b>Introducción</b> .....	60
3.2	<b>Parámetros de simulación</b> .....	60
3.3	<b>Simulación del algoritmo perturbar y observar</b> .....	62
3.3.1	<i>Simulación en régimen estático</i> .....	62
3.3.2	<i>Simulación en régimen dinámico</i> .....	63
3.3.2.1	<i>Perturbación en la irradiancia y valor de temperatura fijo (25°C)</i> .....	63
3.3.2.2	<i>Perturbación en la temperatura y valor de irradiancia fija (1000 w/m<sup>2</sup>)</i> .....	64
3.4	<b>Simulación del algoritmo de conductancia incremental</b> .....	66
3.4.1	<i>Simulación en régimen estático</i> .....	66
3.4.2	<i>Simulación en régimen dinámico</i> .....	67
3.4.2.1	<i>Perturbación en la irradiancia y valor de temperatura fijo (25°C)</i> .....	67
3.4.2.2	<i>Perturbación en la temperatura y valor de irradiancia fija (1000 W/m<sup>2</sup>)</i> .....	68
3.5	<b>Simulación del algoritmo de áreas trapezoidales</b> .....	70
3.5.1	<i>Simulación en régimen estático</i> .....	70
3.5.2	<i>Simulación en régimen dinámico</i> .....	71
3.5.2.1	<i>Perturbación en la irradiancia y valor de temperatura fijo (25°C)</i> .....	71
3.5.2.2	<i>Perturbación en la temperatura y valor de irradiancia fija (1000 W/m<sup>2</sup>)</i> .....	72
3.6	<b>Experimentación con el prototipo del sistema MPPT desarrollado</b> .....	75
3.6.1	<b>Pruebas con sombra parcial</b> .....	75
3.6.1.1	<i>Algoritmo perturbar y observar</i> .....	76
3.6.1.2	<i>Algoritmo de conductancia incremental</i> .....	77
3.6.1.3	<i>Algoritmo de áreas trapezoidales</i> .....	78
3.6.2	<b>Pruebas con variación de carga</b> .....	79

3.6.2.1	<i>Algoritmo P&amp;O</i> .....	79
3.6.2.2	<i>Algoritmo CI</i> .....	80
3.6.2.3	<i>Algoritmo de áreas trapezoidales</i> .....	81
	<b>CONCLUSIONES</b> .....	<b>83</b>
	<b>RECOMENDACIONES</b> .....	<b>84</b>
	<b>BIBLIOGRAFIA</b>	
	<b>ANEXOS</b>	

## INDICE DE TABLAS

<b>Tabla 1-1:</b>	Base de reglas difusa. ....	32
<b>Tabla 1-2:</b>	Características eléctricas del panel a usar en este estudio. ....	37
<b>Tabla 2-2:</b>	Elementos del convertidor dc-dc boost ajustados a valores comerciales. ....	42
<b>Tabla 3-2:</b>	Características de algunos algoritmos o técnicas MPPT. ....	46
<b>Tabla 4-2:</b>	Nivel de dificultad de implementación y parámetros de sensado de algunos métodos MPPT. ....	46
<b>Tabla 1-3:</b>	Parámetros con los que se desarrolló la simulación en régimen estacionario. ....	60
<b>Tabla 2-3:</b>	Valores teóricos del módulo fotovoltaico bajo ciertos valores de temperatura e irradiancia. ....	61
<b>Tabla 3-3:</b>	Valores obtenidos de la simulación del algoritmo P&O en régimen estático. ....	62
<b>Tabla 4-3:</b>	Valores obtenidos de la simulación del algoritmo P&O en el transitorio cuando se perturba la irradiancia. ....	64
<b>Tabla 5-3:</b>	Valores obtenidos de la simulación del algoritmo P&O en el transitorio cuando se perturba la temperatura. ....	65
<b>Tabla 6-3:</b>	Valores obtenidos de la simulación del Algoritmo CI en régimen estático. ....	66
<b>Tabla 7-3:</b>	Valores obtenidos de la simulación del algoritmo CI en el transitorio cuando se perturba la irradiancia. ....	68
<b>Tabla 8-3:</b>	Valores obtenidos de la simulación del Algoritmo CI en el transitorio con perturbación en la temperatura. ....	69
<b>Tabla 9-3:</b>	Valores obtenidos de la simulación del Algoritmo AT en régimen estático. ....	70
<b>Tabla 10-3:</b>	Valores obtenidos de la simulación del Algoritmo AT en el transitorio con perturbación en la irradiancia. ....	71
<b>Tabla 11-3:</b>	Valores obtenidos de la simulación del Algoritmo AT en el transitorio con perturbación en la temperatura. ....	72
<b>Tabla 12-3:</b>	Valores de voltaje, corriente y potencia del panel fotovoltaico conectado al sistema MPPT bajo el control del algoritmo P&O antes y después de la perturbación. ....	76
<b>Tabla 13-3:</b>	Valores de voltaje, corriente y potencia del panel fotovoltaico conectado al sistema MPPT bajo el control del algoritmo CI antes y después de la perturbación. ....	77

<b>Tabla 14-3:</b> Valores de voltaje, corriente y potencia del panel fotovoltaico conectado al sistema MPPT bajo el control del algoritmo de Áreas trapezoidales antes y después de la perturbación. ....	78
<b>Tabla 15-3:</b> Valores de voltaje, corriente y potencia del panel FV conectado al sistema MPPT bajo el control del algoritmo de P&O antes y después de la perturbación de carga. ....	80
<b>Tabla 16-3:</b> Valores de voltaje, corriente y potencia del panel FV conectado al sistema MPPT bajo el control del algoritmo de CI antes y después de la perturbación de carga. ....	80
<b>Tabla 17-3:</b> Valores de voltaje, corriente y potencia del panel FV conectado al sistema MPPT bajo el control del algoritmo de CI antes y después de la perturbación de carga. ....	82

## INDICE DE FIGURAS

<b>Figura 1-1.</b>	Curva característica ideal del comportamiento de una celda fotovoltaica.....	6
<b>Figura 2-1.</b>	Ubicación del punto de máxima potencia. ....	8
<b>Figura 3-1.</b>	Circuito equivalente intrínseco de una celda.....	10
<b>Figura 4-1.</b>	Circuito equivalente de la célula solar con los efectos de <b>Rs</b> y <b>Rp</b> .....	10
<b>Figura 5-1.</b>	Efectos de la resistencia serie en una célula solar. ....	10
<b>Figura 6-1.</b>	Efectos de la resistencia en paralelo en una célula solar. ....	11
<b>Figura 7-1.</b>	Influencia de la temperatura en un panel solar.....	14
<b>Figura 8-1.</b>	Influencia de la irradiancia en un panel solar una temperatura de 25°C. ....	15
<b>Figura 9-1.</b>	Convertidor DC-DC básico conmutado.....	17
<b>Figura 10-1.</b>	Topología del convertidor tipo Buck o reductor. ....	18
<b>Figura 11-1.</b>	Circuito equivalente cuando el interruptor está cerrado.....	18
<b>Figura 12-1.</b>	Tensión del inductor, corriente del inductor y capacitor.....	19
<b>Figura 13-1.</b>	Circuito equivalente cuando el interruptor está abierto.....	20
<b>Figura 14-1.</b>	Corriente y tensión en el condensador. ....	22
<b>Figura 15-1.</b>	Topología del convertidor elevador. ....	24
<b>Figura 16-1.</b>	Corriente en la bobina.....	25
<b>Figura 17-1.</b>	Forma de onda de la corriente en el capacitor.....	27
<b>Figura 18-1.</b>	Algoritmos de P&O básico. ....	29
<b>Figura 19-1.</b>	Algoritmo de conductancia incremental. ....	30
<b>Figura 20-1.</b>	Función de pertenencia para entradas y salidas del controlador de lógica difusa.....	31
<b>Figura 21-1.</b>	Ejemplo de red neuronal. ....	33
<b>Figura 22-1.</b>	Diferentes tipos de carga: 1 fuente de voltaje, 2 resistivos, 3 resistivos y fuente de voltaje, 4-fuente de corriente. ....	35
<b>Figura 1-2.</b>	Sistema MPPT.....	36
<b>Figura 2-2.</b>	Circuito equivalente del panel solar.....	38
<b>Figura 3-2.</b>	Código en Spice para modificar las características del diodo. ....	38
<b>Figura 4-2.</b>	Curva característica P-V del modelo simulado. ....	39
<b>Figura 5-2.</b>	Curva característica I-V del modelo simulado.....	39
<b>Figura 6-2.</b>	Circuito Totem pole.....	40
<b>Figura 7-2.</b>	Circuito Totem pole con relevación.....	41
<b>Figura 8-2.</b>	Modulo sensor de corriente.....	41

<b>Figura 9-2.</b>	Divisor de tensión.....	42
<b>Figura 10-2.</b>	Arduino nano.....	42
<b>Figura 11-2.</b>	Simulación del diseño del sistema MPPT.....	43
<b>Figura 12-2.</b>	Esquema del circuito del sistema MPPT.....	44
<b>Figura 13-2.</b>	PCB del sistema MPPT.....	44
<b>Figura 14-2.</b>	Sistema MPPT implementado.....	45
<b>Figura 15-2.</b>	Convertidor Dc-Dc monolítico SPV1040.....	48
<b>Figura 16-2.</b>	Diagrama de flujo del algoritmo P&O.....	48
<b>Figura 17-2.</b>	Caso 1 del algoritmo P&O.....	49
<b>Figura 18-2.</b>	Caso 2 del algoritmo P&O.....	49
<b>Figura 19-2.</b>	Caso 3 del algoritmo P&O.....	50
<b>Figura 20-2.</b>	Caso 4 del algoritmo P&O.....	50
<b>Figura 21-2.</b>	Sistema MPPT controlado por el algoritmo P&O.....	51
<b>Figura 22-2.</b>	Graficas de la potencia( $i_{ph} \cdot v_{ph}$ ), voltaje( $v_{ph}$ ) y corriente( $i_{ph}$ ) provenientes del panel .....	51
<b>Figura 23-2.</b>	Idea básica del método de conductancia incremental.....	52
<b>Figura 24-2.</b>	Diagrama de flujo del algoritmo CI.....	53
<b>Figura 25-2.</b>	Algoritmo CI cuando se encuentra en el MPP.....	54
<b>Figura 26-2.</b>	Algoritmo CI cuando se debe aumentar el voltaje fotovoltaico.....	54
<b>Figura 27-2.</b>	Algoritmo CI cuando debe disminuirse el voltaje fotovoltaico.....	55
<b>Figura 28-2.</b>	Graficas de potencia( $i_{ph} \cdot v_{ph}$ ), voltaje( $v_{ph}$ ) y corriente( $i_{ph}$ ) provenientes del panel cuando se trabaja bajo el control del algoritmo CI.....	55
<b>Figura 29-2.</b>	Esquema de cómo funciona el método del trapecio.....	56
<b>Figura 30-2.</b>	Curva características Potencia vs voltaje dividida en pequeñas áreas.....	57
<b>Figura 31-2.</b>	Algoritmo de áreas trapezoidales.....	58
<b>Figura 32-2.</b>	Graficas de potencia( $i_{ph} \cdot v_{ph}$ ), voltaje( $v_{ph}$ ) y corriente( $i_{ph}$ ) provenientes del panel cuando se trabaja bajo el control del algoritmo de areas trapezoidales.....	59
<b>Figura 1-3.</b>	Caracterización del panel dentro del software.....	61
<b>Figura 2-3.</b>	Resultado obtenidos del método P&O bajo los efectos de la irradiancia constante de $1000\text{w/m}^2$ .....	62

<b>Figura 3-3.</b> Resultado obtenidos del método P&O bajo los efectos de irradiancia variable de 200w/m <sup>2</sup> a 1000w/m <sup>2</sup> .....	63
<b>Figura 4-3.</b> Resultado obtenidos del método P&O bajo los efectos de temperatura variable de 25°C a 45°C. ....	65
<b>Figura 5-3.</b> Resultado obtenidos del método CI bajo los efectos de irradiancia constante de 1000w/m <sup>2</sup> . ....	66
<b>Figura 6-3.</b> Resultado obtenidos del método CI bajo los efectos de irradiancia variable de 200w/m <sup>2</sup> a 1000w/m <sup>2</sup> .....	67
<b>Figura 7-3.</b> Resultado obtenidos del método CI bajo los efectos de temperatura variable de 25°C a 45°C.....	69
<b>Figura 8-3.</b> Resultados obtenidos del método AT bajo los efectos de irradiancia constante de 1000w/m <sup>2</sup> . ....	70
<b>Figura 9-3.</b> Resultados obtenidos del método AT bajo los efectos de irradiancia variable de 200w/m <sup>2</sup> a 1000w/m <sup>2</sup> .....	71
<b>Figura 10-3.</b> Resultados obtenidos del método AT bajo los efectos de temperatura variable de 25°C a 45°C.....	72
<b>Figura 11-3.</b> Seguimiento del MPP cuando varia la irradiancia. a) Algoritmo P&O. b) Algoritmo CI. c) Algoritmo AT. ....	74
<b>Figura 12-3.</b> Oscilaciones cuando la irradiancia decae. a) Algoritmo P&O. b) Algoritmo AT.....	75
<b>Figura 13-3.</b> Señal del voltaje FV cuando se perturba la irradiancia y el sistema MPPT está bajo el control del algoritmo P&O. ....	76
<b>Figura 14-3.</b> Señal del voltaje FV cuando se perturba la irradiancia y el sistema MPPT está bajo el control del algoritmo CI. ....	77
<b>Figura 15-3.</b> Señal del voltaje FV cuando se perturba la irradiancia y el sistema MPPT está bajo el control del algoritmo AT. ....	78
<b>Figura 16-3.</b> Resistencias de potencia conectadas en serie y paralelo usadas como carga en el sistema MPPT.....	79
<b>Figura 17-3.</b> Señal del voltaje FV cuando se perturba la carga y el sistema MPPT está bajo el control del algoritmo P&O .....	80
<b>Figura 18-3.</b> Señal del voltaje fotovoltaico cuando se perturba la carga y el sistema MPPT está bajo el control del algoritmo CI .....	81

**Figura 19-3.** Señal del voltaje FV cuando se perturba la carga y el sistema MPPT está bajo el control del algoritmo AT.....81

## **INDICE DE ANEXOS**

**ANEXO A:** HOJA TÉCNICA DE DATOS DEL SENSOR ACS712ELCTR-30A-T

**ANEXO B:** HOJA TÉCNICA DE DATOS DEL MOSFET IRF530.

**ANEXO C:** HOJA TÉCNICA DE DATOS DEL DIODO SB5200.

## **ABREVIATURAS**

**FV:** Fotovoltaica.

**MPPT:** Seguidor del punto de máxima potencia.

**CC:** Corriente continua.

**P&O:** Perturbar y Observar

**CI:** Conductancia Incremental

**AT:** Áreas Trapezoidales

**STC:** Condición estándar de medida

**FF:** factor de forma

**MOSFET:** Transistor de Efecto de Campo de Metal – Óxido Semiconductor

## RESUMEN

El objetivo de la investigación fue el estudio de algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia en paneles fotovoltaicos o Maximum Power Point Tracking (MPPT), con el fin de proponer un enfoque alternativo de algoritmo MPPT. Inicialmente se realizó una revisión del estado del arte con la finalidad de recabar información, y a su vez determinar los algoritmos más relevantes reportados en literatura. Seguidamente se realizó el modelamiento del panel fotovoltaico y del convertidor DC-DC, con el fin de emplearlos en las fases de simulación e implementación. En cuanto al desarrollo del algoritmo MPPT alternativo, se tomó como punto de partida la lógica empleada en el algoritmo Perturbación y Observación (P&O), para después utilizar el método del trapecio empleado para calcular aproximaciones de integrales definidas, pero a este se le realizó algunas variantes necesarias para que se adapte al enfoque del nuevo algoritmo MPPT. Debido a este estudio, la propuesta fue nombrado Algoritmo MPPT de Áreas Trapezoidales. Definido el nuevo algoritmo, se realizó la simulación e implementación poniéndolo a prueba bajo perturbaciones de irradiancia, carga y temperatura, para después comparar sus resultados con los obtenidos de los algoritmos P&O y Conductancia Incremental (CI) escogidos como los más relevantes de la literatura. Como resultados en la simulación en régimen estático, el método de Áreas Trapezoidales obtuvo el mismo rendimiento que el método P&O logrando extraer el 99,45% de la potencia del panel, mientras tanto el método CI extrajo el 89,28%. Sin embargo, en las pruebas realizadas en la implementación, el algoritmo P&O fue el más eficiente. Hay que recalcar que las pruebas de implementación fueron realizadas en ambientes no controlados debido a la actual pandemia del COVID-19, por lo que esto pudo interferir con los resultados. Debido a esto, es recomendable trabajar en un entorno controlado de irradiación solar y temperatura.

**PALABRAS CLAVE:** <ENERGIA SOLAR>, <TECNOLOGIA FOTOVOLTAICA>, <ALGORITMOS DE RASTREO DE MAXIMO PUNTO DE POTENCIA (MPPT)> , <CONVERTIDORES DC-DC>, <METODOS DE APROXIMACION DE INTEGRALES DEFINIDAS>.

**LUIS ALBERTO  
CAMINOS  
VARGAS**

Firmado digitalmente por LUIS  
ALBERTO CAMINOS VARGAS  
Nombre de reconocimiento (DN):  
c=EC, l=RIOBAMBA,  
serialNumber=0602766974, cn=LUIS  
ALBERTO CAMINOS VARGAS  
Fecha: 2021.03.29 10:05:01 -05'00'



0862-DBRAI-UTP-2021

## ABSTRACT

The objective of the present research was the study of maximum power point tracking algorithms in photovoltaic panels or Maximum Power Point Tracking (MPPT), in order to propose an alternative MPPT algorithm approach. Firstly, a review of the state of the art was carried out to collect information and determine the most relevant algorithms reported in the literature. And then, the modeling of the photovoltaic panel and the DC-DC converter was carried out, to use them in the simulation and implementation phases. Regarding the alternative MPPT algorithm development, the logic used in the Perturbation and Observation (P&O) algorithm was taken as a starting point, and then the trapezoid method used to calculate approximations of definite integrals was used, but some variants needed to fit the approach of the new MPPT algorithm. Due to this study, the proposal was named MPPT Trapezoidal Areas Algorithm. Once the new algorithm was defined, the simulation and implementation were carried out, putting it to test under irradiance disturbances, load, and temperature, and then to compare the results with P&O and Incremental Conductance (IC) algorithms chosen as the most relevant in the literature. As A result in the simulation in the static regime, the Trapezoidal Area method obtained the same performance as the P&O method, managing to extract 99,45% of the power from the panel, while the CI method extracted 89,28%. However, in the tests performed in the implementation, the P&O algorithm was the most efficient. It should be emphasized that the implementation tests were carried out in uncontrolled environments due to the current COVID-19 pandemic, so this could interfere with the results. Due to this, it is recommended to work in a controlled environment of solar irradiation and temperature.

**KEYWORDS:** <SOLAR ENERGY>, <PHOTOVOLTAIC TECHNOLOGY>, <MAXIMUM POWER POINT TRACKING ALGORITHMS (MPPT)>, <DC-DC CONVERTERS>, <DEFINITE INTEGRALS APPROCHING METHODS>.



Firmado electrónicamente por:

**LENIN  
IVAN LARA**

## INTRODUCCION

El excesivo consumo energético hoy en día, trae consigo el agotamiento de las fuentes de combustible y de electricidad, lo cual ha provocado la explotación de combustibles fósiles y el agotamiento de recursos naturales usados para la obtención de energía, provocando así un impacto alto en el medio ambiente. Hoy en día para satisfacer la demanda de energía requerida por la humanidad, se están buscando nuevas alternativas para producir energía limpia con el mínimo impacto en el medio ambiente, una de esas alternativas son los paneles fotovoltaicos (Shivrudraswamy, Shukla y Chandrakala, 2018).

Como el sol es considerado una de las fuentes de energía más confiables e inagotables, es por eso que mediante los paneles fotovoltaicos se quiere aprovechar el potencial de su energía al máximo. Un sistema fotovoltaico (FV) convierte directamente la luz solar en electricidad. El dispositivo básico de un sistema fotovoltaico es la celda fotovoltaica. Las celdas pueden agruparse para formar paneles o matrices. El voltaje y la corriente disponibles en los terminales de un dispositivo fotovoltaico pueden alimentar directamente cargas pequeñas, como sistemas de iluminación y motores de CC. Sin embargo, los sistemas fotovoltaicos siguen siendo costosos y aun no se obtiene la energía acorde con el costo inicial para su implementación, aunque la tecnología fotovoltaica se ha desarrollado y reducido su precio. Por lo tanto, se requiere el desarrollo de un controlador fotovoltaico que pueda maximizar la recolección de energía con un costo reducido. Es necesario llevar a cabo la generación de energía en el punto de máxima potencia (MPP), donde la eficiencia del generador fotovoltaico es el más alto y este punto varía en todo momento dependiendo de la irradiancia solar y la temperatura, esto con el fin de aumentar la eficiencia de generación de energía de los paneles fotovoltaicos (Shiota et al, 2013).

Las aplicaciones más sofisticadas requieren convertidores electrónicos para procesar la electricidad del dispositivo fotovoltaico. Estos convertidores se pueden utilizar para regular el voltaje y la corriente en la carga, para controlar el flujo de energía en sistemas conectados a la red y principalmente para rastrear el punto de máxima potencia (MPP) del panel.

Para estudiar convertidores electrónicos aplicados a sistemas fotovoltaicos, primero se necesita saber cómo modelar el dispositivo fotovoltaico que está conectado al convertidor. Los dispositivos fotovoltaicos presentan una característica  $I - V$  no lineal con varios parámetros que deben ajustarse a partir de datos experimentales de dispositivos prácticos. El modelo matemático del dispositivo fotovoltaico es útil en el estudio del análisis dinámico de convertidores, en el estudio de algoritmos de seguimiento MPP (MPPT), y principalmente para simular el sistema fotovoltaico y sus componentes mediante simuladores de circuitos.

Se han propuesto muchas técnicas de MPPT en la literatura; ejemplos son los métodos Perturbar y Observar (P&O), los métodos de Conductancia Incremental (CI) , el método de Red Neuronal Artificial, el método de Lógica Difusa, etc. Estas técnicas varían entre ellas en muchos aspectos, incluyendo simplicidad, velocidad de convergencia, implementación de hardware, sensores requeridos, costo, rango de efectividad y necesidad de parametrización (Mao et al. 2020). Las técnicas P&O e CI, así como sus variantes, son las más utilizadas. Este trabajo tiene como principal objetivo desarrollar una nueva propuesta de algoritmo MPPT y compararlo con algunos de los métodos más relevantes en la literatura, para así verificar que técnica tiene un mayor desempeño.

# CAPITULO 1

## 1. MARCO TEORICO

### 1.1 Tecnología Fotovoltaica

El efecto fotoeléctrico o fotovoltaico consiste en convertir la luz o radiación solar en electricidad y esto se consigue mediante el empleo o utilización de materiales que poseen la propiedad de absorber fotones y devolver o emitir electrones, y cuando estos electrones liberados son capturados se produce una corriente eléctrica que posteriormente es utilizada como electricidad.

El fenómeno fotovoltaico tiene sus inicios en el año 1839, el cual fue estudiado y nombrado como tal por el científico Edmond Becquerel, y a su vez él fue el que demostró que cuando se exponían ciertos materiales a la luz solar estos producían una caída de potencial y al ser conectados a una carga externa generaban una corriente eléctrica. El estudio del efecto voltaico tuvo que esperar hasta que se tuviera mayor avance y entendimiento en el dominio de los semiconductores y tecnología ligada a física cuántica durante el siglo XX (Acredano Díaz 2008, p. 1).

### 1.2 Celdas Fotovoltaicas

Las celdas fotovoltaicas son fabricadas con materiales semiconductores, cuyo material es el principal elemento implicado en la conversión de energía solar a energía eléctrica. Estos materiales semiconductores trabajan en el panel solar como aislante a bajas temperaturas y también como conductores cuando están expuestos a el calor y la luz del sol (Acredano Díaz 2008, p. 2).

La lamina de semiconductor que compone la célula fotovoltaica tiene un grosor que varía entre los 0,25mm y los 0,35mm, generalmente es de forma cuadrada y su superficie es de aproximadamente 100cm<sup>2</sup>. Cada célula fotovoltaica está compuesta por una lámina de material tipo n y otra lamina de mayor espesor de tipo p, las cuales al estar separadas son eléctricamente neutras, pero al juntarlas generan un campo eléctrico en la unión "p-n", de tal manera que el comportamiento y composición de una celda fotovoltaica es similar a la de un diodo con juntura p-n y es por eso que en varias bibliografías se representa a la célula solar como un semiconductor. Para el caso de las células fotovoltaicas al exponer a la luz la lámina de tipo n de la celda solar los fotones que inciden sobre la misma producen que el par electrón-hueco se rompa pero el campo eléctrico de la juntura p-n evita que los electrones se recombinen con los mismos de tal

manera que ayuda a que los electrones vayan a la zona “n” y los huecos a la zona “p” para posteriormente con la ayuda de un conductor externo se conecte la capa negativa con la positiva para así poder generar un flujo de electrones o corriente eléctrica (Mar et al., 2011, p. 61).

### ***1.1.1 Ancho de banda prohibida***

Para que se produzca el efecto fotovoltaico es necesario que los fotones que inciden en el material semiconductor de la celda solar tengan una energía mayor que un valor mínimo determinado, denominado ancho de banda prohibida ( $E_g$ ). Este valor es denominado “gap” de energía y se expresa en unidades como son electrón-voltios.

$$1eV(\text{electron} - \text{voltio}) = 1,602 \times 10^{-19} J$$

Con respecto al ancho de banda prohibida se deben tener en cuenta las siguientes observaciones:

- Si los materiales que se utilizan para la fabricación de paneles solares tienen un  $E_g$  muy pequeño se estaría desaprovechando mucha energía.
- Si la  $E_g$  es demasiado grande, las células se verían transparentes a la mayoría de los fotones incidentes debido a la distribución de la luz en rango de longitudes de onda.
- El valor estándar o promedio de  $E_g$  está rondando los 1.5 eV (Mar et al. 2011, p. 61).

### ***1.1.2 Tipos de células fotovoltaicas***

Las células que comúnmente se utilizan son las de silicio monocristalino de unión p-n, pero existen varios tipos las cuales son:

#### ***1.1.2.1 Monocristalino***

Su estructura es completamente ordenada y su creación es a partir de silicio puro fundido y dopado con boro, su principal característica física es su color azul oscuro y metálico, su rendimiento esta entre el 15%-18%.

#### ***1.1.2.2 Policristalino***

Su estructura es ordenada por regiones lo que hace que su rendimiento sea menor, y su obtención es por medio de silicio monocristalino pero con menos fases de cristalizado y dentro de sus

características físicas se encuentran su color en diferentes tonos de azul y negro metálico, a diferencia de las células fotovoltaicas monocristalinas estas poseen una eficiencia de 12-14 %.

#### *1.1.2.3 Amorfo*

Presenta un gran desorden y defectos en su estructura, las células fotovoltaicas de este tipo presentan mayor eficiencia cuando se exponen a luz artificial pero aun así su rendimiento es menor del 10%, el proceso de creación de este tipo de células solares es mucho más simple y de bajo costo.

#### *1.1.2.4 Célula de película delgada*

Estas son creadas a base de Sulfuro de Cadmio (CdS) y Sulfuro Cuproso (Cu<sub>2</sub>S). El proceso de fabricación de este tipo de celdas es sencillo y los materiales detallados anteriormente son poco estudiados y la tecnología para la obtención de estos aún no está muy desarrollado. El rendimiento de estas células solares es del 5%.

#### *1.1.2.5 Célula de Arseniuro de Galio (GaAs).*

Esta celda está hecha de un material raro y poco abundante, pero su eficiencia es alta con pequeños espesores y a altas temperaturas. El problema en este tipo de celdas FV es su elevado coste de producción. La eficiencia de estas celdas es del 27%, lo cual es superior a la eficiencia de las demás celdas (Mar et al., 2011, pp. 64-65).

### ***1.1.3 Características eléctricas de la célula fotovoltaica***

La corriente eléctrica producida por una célula fotovoltaica viene dada por la diferencia entre la corriente  $I_L$  denominada corriente de luz y la corriente de diodo  $I_D$  o denominada también corriente de oscuridad (Peña y Merino ,2014, p. 14), tomando como positiva la corriente fotogenerada de la célula fotovoltaica:

$$I = I_L - I_D \quad (1)$$

La corriente del diodo, a partir de las características de las uniones PN, se puede expresar como un modelo exponencial:

$$I_D = I_0 \left[ e^{\left( \frac{eV}{mKT} \right)} - 1 \right] \quad (2)$$

Donde:

$I_0$  = corriente de saturación en oscuridad del diodo

$V$  = tensión aplicada al diodo

$m$  = factor de idealidad del diodo (puede tomar valores entre 2 y 1 para ajustar la ecuación (2) al funcionamiento real del diodo)

$T$  = temperatura ambiente °K

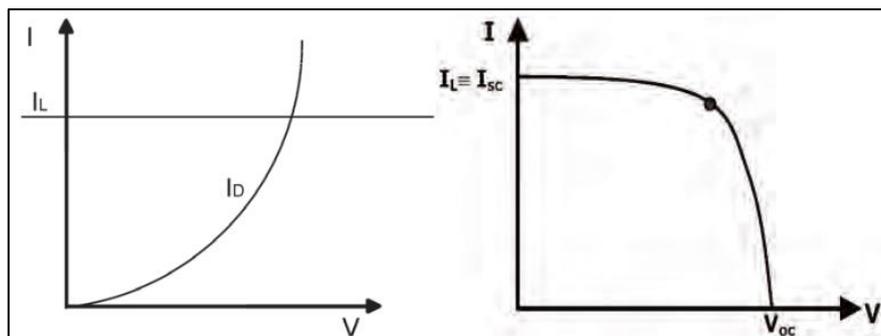
$k$  = constante de Boltzmann ( $1,38 \times 10^{-23} J \cdot K^{-1}$ )

Cabe recalcar que la ecuación (2) en electrónica también es denominada como la ecuación de Shockley.

Sustituyendo la ecuación (2) en (1) quedaría:

$$I = I_L - I_0 \left[ e^{\left(\frac{e \cdot V}{m k T}\right)} - 1 \right] \quad (3)$$

La ecuación (3) es la que nos da las características I-V de la célula solar, como se muestra en la figura 1-1.



**Figura 1-1.** Curva característica ideal del comportamiento de una celda fotovoltaica.

**Fuente:** Baena, 2014, p. 15.

### 1.1.3.1 Corriente de cortocircuito de la celda solar

Como se puede observar en la figura 1, la celda fotovoltaica adquiere o llega a su mayor valor de corriente cuando la tensión es cero, es decir en condiciones de cortocircuito.

$$I_{sc} \equiv I(V = 0) = I_L \quad (4)$$

### 1.1.3.2 Tensión de circuito abierto de la celda solar.

Es el valor de la tensión cuando no existe ninguna carga conectada a la celda. Este es el valor más alto que puede soportar la celda en la región de generación y es conocido como voltaje en circuito abierto  $V_{oc}$  (Merino y Peña, 2014, p. 15). Si se introduce lo anteriormente descrito ( $I = 0$ ) en la ecuación 3 tendremos:

$$V_{oc} = m \frac{kT}{e} \cdot \ln \left[ \frac{I_L}{I_0} + 1 \right] \quad (5)$$

Finalmente teniendo en cuenta lo que se habló en los dos temas anteriores, se puede escribir finalmente la ecuación característica de la célula fotovoltaica como:

$$I = I_{sc} \left[ 1 - \exp \left( - \frac{e(V_{oc} - V)}{mkT} \right) \right] \quad (6)$$

Donde  $e$  es igual a la carga del electrón  $1,602 \times 10^{-19} C$  y  $I_{sc}$  es la corriente de corto circuito de la celda.

### 1.1.3.3 Punto de máxima potencia

La potencia de una célula solar es la que se obtiene del producto de la corriente entregada a la carga y el voltaje de la celda, esta potencia viene determinada por las características V-I (Merino y Aguilar Peña, 2014, p. 16).

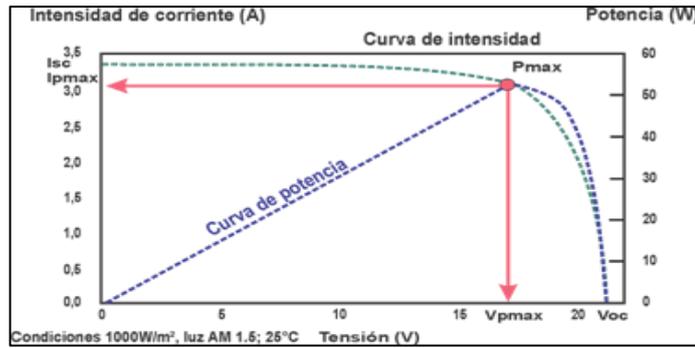
$$P = V \times I \quad (7)$$

$$P = V \left[ I_L - I_0 \left( e^{\frac{V}{V_T}} - 1 \right) \right] \quad (8)$$

Donde:

$$V_T = \frac{mkT}{e} \quad (9)$$

Conocida como voltaje o tensión térmica. Cuando  $m=1$  y  $T=300^\circ K$  ( $27^\circ C$  temperatura ambiente) es  $V_T = 25mV$ .



**Figura 2-1.** Ubicación del punto de máxima potencia.

Fuente: Baena, 2014, p. 16.

Como se puede observar en la figura 2-1 tenemos el punto de máxima potencia (MPP del inglés Maximum Power Point), en el cual la corriente y voltaje ( $I_{MPP}, V_{MPP}$ ), entregada a la carga es máxima.

Este punto se puede hallar por medio de la condición de máximo de una función aplicado a la ecuación 7.

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad (10)$$

O como:

$$0 = d(I \cdot V)_{MPP} \equiv I_{MPP}dV + V_{MPP}dI = I_L - I_0 \left( e^{\frac{V_{MPP}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{V_{MPP}}{V_T} \cdot I_0 \cdot e^{\frac{V_{MPP}}{V_T}} \quad (11)$$

Que también puede escribirse como:

$$\left[ \frac{dI}{dV} \right]_{MPP} = -\frac{I_{MPP}}{V_{MPP}} \rightarrow I_{MPP} = \frac{I_L + I_0}{1 + \frac{V_T}{V_{MPP}}} \quad (12)$$

Reemplazando esto en la ecuación de la celda:

$$I_{MPP} = I_L - I_0 \left( e^{\frac{V_{MPP}}{V_T}} - 1 \right) \quad (13)$$

Una vez resuelto el sistema con las ecuaciones 12 y 13, tendremos una solución aproximada para los valores de  $I_{MPP}$  y  $V_{MPP}$ :

$$\frac{I_{MPP}}{I_L} = 1 - a^{-b}, \quad \frac{V_{MPP}}{V_{OC}} \approx 1 - \frac{\ln a}{a} \quad (14)$$

Siendo:

$$a = 1 + \ln\left(\frac{I_L}{I_0}\right) \text{ y } b = \frac{a}{a+1} \quad (15)$$

#### 1.1.3.4 Factor de forma (FF) y Rendimiento de conversión energética ( $\eta$ )

El factor de forma se define como la relación entre la potencia máxima y el producto entre la corriente de cortocircuito y el voltaje de cortocircuito (Merino y Peña, 2014, p. 17).

$$FF = \frac{I_{MPP} \cdot V_{MPP}}{I_{SC} \cdot V_{OC}} \quad (16)$$

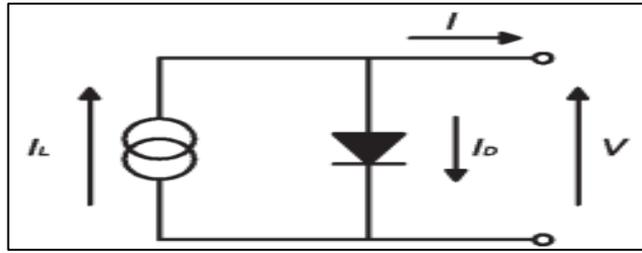
Cabe recalcar que el factor de forma no tiene unidad y su valor nos representa la variación entre el producto de  $I_{SC}$ ,  $V_{OC}$  y la potencia máxima que entrega la celda solar.

Mientras tanto la eficiencia de conversión energética de la célula es la relación existente entre la radiación incidente  $P_L$  que impacta a la célula y la potencia máxima  $P_{MPP}$  capaz de suministrar la celda a la carga, de tal manera que la fórmula de la eficiencia de conversión energética se puede expresar como:

$$\eta = \frac{I_{MPP} V_{MPP}}{P_L} \quad \text{o} \quad \eta = \frac{FF \cdot I_{SC} \cdot V_{OC}}{A_c \cdot G} \quad (17)(18)$$

#### 1.1.4 Modelo eléctrico de una celda solar

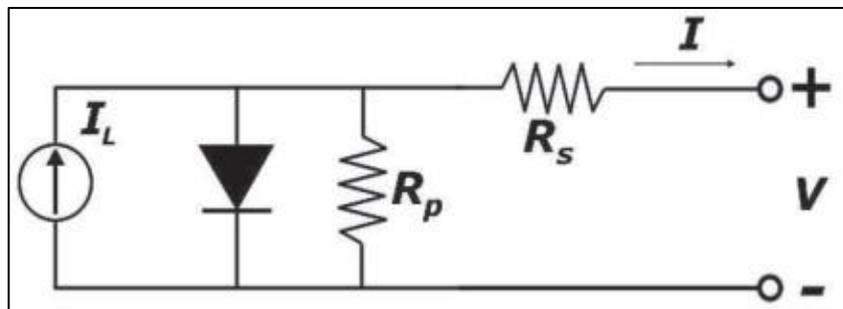
Además de poseer una ecuación que represente o describa analíticamente el comportamiento de una celda fotovoltaica, es necesario para casos prácticos tener un circuito eléctrico equivalente tal como se puede observar en la figura 3. Donde vemos que el circuito tiene una fuente de corriente  $I_L$  y a esta conectada en paralelo un diodo de unión P-N ideal con una corriente de saturación  $I_D$ .



**Figura 3-1.** Circuito equivalente intrínseco de una celda.

Fuente: Baena, 2014, p.16.

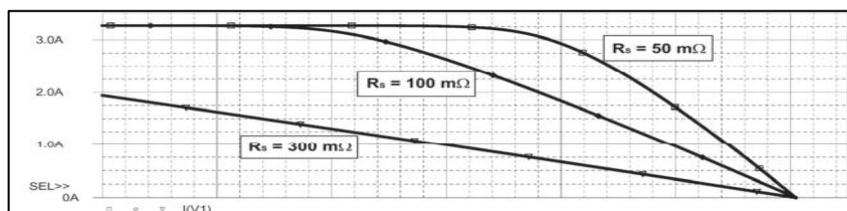
Al analizar el circuito de la figura 3-1 tenemos como resultado la ecuación 3, pero este circuito equivalente no representa otros efectos que intervienen y afectan en el comportamiento de la célula cuando esta suministra su potencia máxima, es por eso que en la figura 4-1 se muestra un circuito más completo tomando en cuenta dos de los efectos extrínsecos que no se tomaron en cuenta en el diseño de la figura 3 como son la resistencia serie y la resistencia en paralelo.



**Figura 4-1.** Circuito equivalente de la célula solar con los efectos de  $R_s$  y  $R_p$ .

Fuente: Baena, 2014, p. 19.

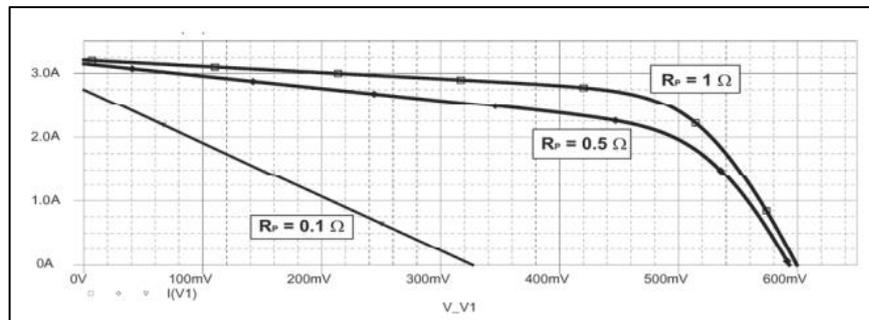
La *resistencia serie* es la que se origina entre los contactos metálicos con el semiconductor, y a la resistencia de los dedos metálicos que conforman la rejilla o malla de metalización frontal (Merino y Peña 2014a, p. 18).



**Figura 5-1.** Efectos de la resistencia serie en una célula solar.

Fuente: Baena, 2014, p. 18.

Mientras tanto la *resistencia en paralelo* es la que se origina debido a fugas de corriente por la superficie y bordes de la celda y también por pequeños cortocircuitos metálicos.



**Figura 6-1.** Efectos de la resistencia en paralelo en una célula solar.

Fuente: Baena, 2014, p. 19.

Analizando las figuras 5-1 y 6-1 se puede afirmar que la resistencia en paralelo afecta al voltaje de circuito abierto y el factor de forma sin afectar la corriente de cortocircuito pero cuando la misma es pequeña, mientras tanto la resistencia de serie disminuye la corriente de corto circuito y el factor de forma sin afectar el voltaje de circuito abierto cuando esta es alta.

Una vez añadidas las resistencias de serie y paralelo como se vio en la figura 4-1, la ecuación de una celda fotovoltaica quedaría finalmente definida como:

$$I = I_L - I_0 \left[ e^{\frac{V+IR_S}{mV_T}} - 1 \right] - \frac{V + IR_S}{R_P} \quad (19)$$

Donde:

$I_L$ : corriente fotogenerada

$I_D$ : corriente de oscuridad

$I_0$ : corriente de saturación del diodo

$R_S$ : resistencia serie

$m$ : factor de idealidad del diodo

$R_P$ : resistencia paralelo

$V_t$ : voltaje térmico ( $V_t = \frac{kT_C}{e}$ ; k la constante de Boltzmann,  $T_C$  es la temperatura a en Kelvin)

$e$ : carga de electrón

La ecuación 19 describe de una manera adecuada y más cercana el comportamiento de una célula solar. El problema al momento de modelar una celda PV no es la obtención del modelo que rige el comportamiento de la celda sino en el método para determinar los parámetros del modelo.

Inicialmente en la ecuación 19 tenemos 5 parámetros desconocidos ( $I_L$ ,  $I_0$ ,  $m$ ,  $R_s$  y  $R_p$ ) los cuales más adelante se irán simplificando mediante el uso de relaciones empíricas, de tal manera que se reducirán a 3 datos como son  $I_{sc}$ ,  $V_{oc}$  y  $FF$ , que son datos que se encuentran dentro del Datasheet del panel solar.

Antes de proceder a realizar las relaciones empíricas se deben tomar las siguientes consideraciones:

- El factor de forma (FF) es elevado y la eficiencia es grande en las células de buena calidad por tanto  $R_p$  es muy grande con respecto al numerador de la ecuación (Merino y Peña, 2014, p. 20).
- Se debe aproximar  $m$  a la unidad para así tener una ecuación sencilla de tres parámetros a determinar quedando la siguiente:

$$I = I_L - I_0 \left[ e^{\left( \frac{V+I.R_s}{V_T} \right)} - 1 \right] \quad (20)$$

Una vez reducida la ecuación en base a las consideraciones descritas anteriormente se procederá a aplicar las relaciones empíricas basadas en el modelo simplificado de un exponencial:

1. En la ecuación simplificada de un exponencial se debe considerar:

$$\exp \frac{V+I.R_s}{mV_T} \gg 1 \quad (21)$$

2. Cuando se trabaja en cortocircuito en una célula solar el voltaje es nulo pero se obtiene el máximo valor de la corriente de generación y como  $I_L \gg I_0$  se puede aproximar  $I = I_{sc}$ .

$$I = I_{sc} - I_0 \left[ e^{\left( \frac{V+I.R_s}{V_T} \right)} \right] \quad (22)$$

3. Mientras tanto en condiciones de circuito abierto se obtiene un valor nulo de corriente y  $V = V_{oc}$ , y a partir de esto podemos obtener una expresión para  $I_0$  reemplazando  $I = 0$  y  $V = V_{oc}$  en la ecuación 22 teniendo la siguiente expresión una vez despejada  $I_0$  :

$$I_0 = I_{sc} \exp\left(-\frac{V_{oc}}{V_T}\right) \quad (23)$$

Una vez aplicadas las simplificaciones y las relaciones empíricas podemos escribir todo esto en una sola ecuación, quedando la ecuación característica de la célula como:

$$I = I_{sc} - I_{sc} \left[ e^{\left(\frac{-V_{oc}}{V_T}\right)} e^{\left(\frac{V+IR_s}{V_T}\right)} \right] \rightarrow I = I_{sc} \left[ 1 - \exp\left(\frac{V - V_{oc} + IR_s}{V_T}\right) \right] \quad (24)$$

De todos los parámetros que se encuentran en la ecuación 24 el único que no suministra la hoja de datos del fabricante es  $R_s$ , el cual se calcula por medio de la siguiente relación empírica basada en el estudio del comportamiento esperado de un dispositivo ideal. Esta relación empírica establece una relación entre  $v_{oc}$  y  $FF$  para encontrar el valor de  $R_s$ .

$$FF_0 = \frac{v_{oc} - \ln(v_{oc} + 0.72)}{v_{oc} + 1} \quad R_s = \left(1 - \frac{FF}{FF_0}\right) \cdot \frac{V_{oc}}{I_{sc}} \quad (25)(26)$$

Donde  $FF_0$  representa el valor de  $FF$  para el dispositivo ideal o intrínseco donde  $R_s = 0$  y  $v_{oc} = V_{oc}/V_T$ .

### 1.1.5 Influencia de la temperatura en células solares

La temperatura de trabajo de una celda solar se ve afectada principalmente por la temperatura ambiente y la irradiancia (Merino y Peña, 2014, p. 21). La expresión aproximada para el cálculo de la temperatura de trabajo de la celda es:

$$T_C = T_A + G \frac{T_{ONC} - 20}{800} \quad (27)$$

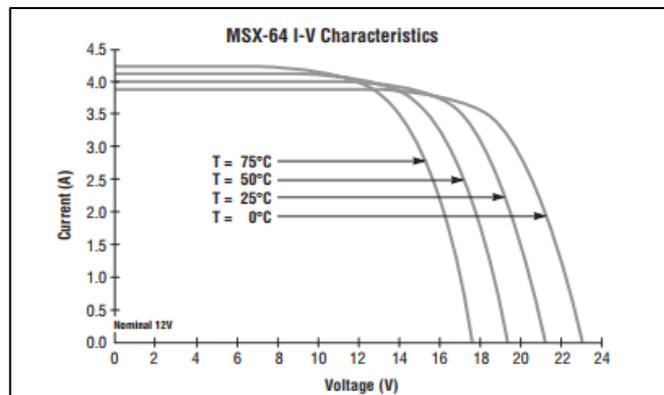
$T_C$ : Temperatura de trabajo de la célula (°C)

$T_A$ : Temperatura ambiente (°C)

$T_{ONC}$ : temperatura de operación nominal de la célula (°C)

G: irradiancia (W/m<sup>2</sup>)

En la figura 7-1, podemos observar como la temperatura ambiente afecta el rendimiento de la célula, se puede ver que a mayor temperatura menor es el voltaje de circuito abierto y la corriente de cortocircuito aumenta un poco, aunque la variación es pequeña por tanto de manera practica a mayor temperatura se trata la corriente como constante.



**Figura 7-1.** Influencia de la temperatura en un panel solar.

**Fuente:** Solarex, 1997.

El comportamiento descrito en la figura 7-1 se puede demostrar por medio de la siguiente expresión:

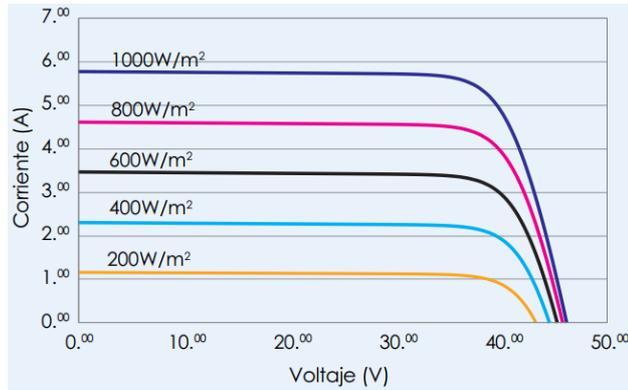
$$V_{OC} = V_{OC,STC} - 0.00023(T_c(^{\circ}K) - 298^{\circ}K) \quad (28)$$

donde,  $V_{OC,STC}$  es igual al voltaje de circuito abierto del panel dividido para el numero de celdas o células en serie que lo conforman, cabe recalcar que STC (Standard Test Conditions) son los estándares de medida que se usan para caracterizar paneles los cuales se explicara más adelante.

En la hoja de datos de fabricante también nos ofrece el coeficiente de temperatura de voltaje abierto y de corriente de cortocircuito, los cuales para una célula solar típica son de  $0,63\text{mA}/^{\circ}\text{C}$  y  $-2,3\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ .

### 1.1.6 Influencia de la irradiancia en célula solares

Anteriormente se pudo observar cómo afectaba la temperatura al voltaje de circuito abierto de la celda, mientras tanto ahora con respecto a la irradiancia en la figura 8-1 podemos ver cómo afecta esta al valor de la corriente y cómo influye muy poco en el valor de la tensión de circuito abierto, de tal manera que en este caso se toma al voltaje de circuito abierto como constantes.



**Figura 8-1.** Influencia de la irradiancia en un panel solar una temperatura de 25°C.

**Fuente:** Trina solar, 2013.

El comportamiento de la celda con respecto a la irradiancia se puede representar por medio de la siguiente expresión:

$$I_{sc} = I_{sc,STC} \frac{G}{G_{STC}} \quad (29)$$

siendo  $I_{sc,STC}$  la corriente de corto circuito del panel dividido para el numero de celdas en paralelo. Cabe recalcar que la potencia de una celda solar dependerá de la cantidad de irradiancia incidente en la misma (Merino y Peña, 2014, p. 22).

### 1.1.7 Condiciones estándares de funcionamiento o de medida (STC)

El comportamiento de una célula fotovoltaica en base a su característica I-V, bajo determinadas condiciones de irradiancia y temperatura, puede ser obtenido por medio de la hoja de datos del fabricante, las cuales fueron el resultado de un estudio en unas STC de uso general ya definidas como son:

- Irradiancia  $G = 1000 \text{ W/m}^2$
- Masa de aire o distribución espectral  $AM = 1,5$
- Incidencia normal
- Temperatura de la celda  $25^\circ\text{C}$

En estas condiciones es en donde se mide la potencia máxima entregada por la celda o en si por el panel y así también la corriente de corto circuito y la tensión de circuito abierto.

### 1.1.8 Modelado de una célula solar

Para comenzar con el modelado de una celda solar se debe tener en cuenta los parámetros a calcular en base al circuito equivalente de la célula, teniendo en cuenta que el fabricante ya nos da los valores de  $I_{SC}$ ,  $V_{OC}$ ,  $I_{MPP}$ ,  $V_{MPP}$ ,  $P_{MPP}$  y TONC.

La resistencia  $R_p$  no se va a calcular ya que no se toma en cuenta para el modelado de la célula y se le da directamente un valor alto generalmente de  $10M\Omega$  para evitar convergencias en las simulaciones (Merino y Peña, 2014, p. 24).

En cuanto a la resistencia en serie  $R_s$  el cálculo se realiza de la siguiente manera usando las ecuaciones expuestas anteriormente.

$$I_{SC,STC} = \frac{I_{SC}}{N_{CP}} \quad V_{OC,STC} = \frac{V_{OC}}{N_{CS}}$$

Donde  $N_{CP}$  y  $N_{CS}$  son el número de células en serie y en paralelo. Después se procede a calcular la potencia máxima y los factores de forma.

$$P_{MPP,STC} = \frac{P_{MPP}}{N_{CS}N_{CP}}$$
$$v_{OC} = \frac{V_{OC}}{V_T} \quad V_T = 25mv$$
$$FF = \frac{I_{MPP}V_{MPP}}{I_{SC}V_{OC}} \quad FF_0 = \frac{v_{OC} - \ln(v_{OC} + 0.72)}{v_{OC} + 1}$$

Se calcula la resistencia serie:

$$R_s = \left(1 - \frac{FF}{FF_0}\right) \cdot \frac{V_{OC}}{I_{SC}}$$

Finalmente calculamos la corriente de saturación debido a que en nuestro circuito equivalente también se encuentra un diodo.

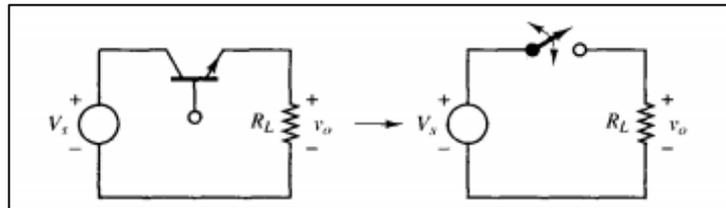
$$I_0 = I_{sc} \exp\left(-\frac{V_{OC}}{V_T}\right)$$

### 1.3 Convertidores DC-DC

La zona de operación MPPT para el panel solar depende de la topología del convertidor DC-DC el cual restringe el valor de la carga resistiva para el cual el MPPT es efectivo. El algoritmo MPPT es el encargado del control del convertidor DC-DC es decir que va hacer el encargado de variar su ciclo de trabajo (Haque, 2014, p. 6).

Los convertidores DC-DC son circuitos electrónicos de potencia que convierten un nivel de voltaje de corriente directa a otro nivel de voltaje de corriente directa ya regulado (Daniel W. Hart 2001, p. 202). Para el desarrollo de este estudio se usarán convertidores conmutados debido a que son más eficientes que los convertidores lineales.

En un convertidor conmutado el transistor funciona como un interruptor electrónico, el cual puede estar completamente activado o desactivado por lo cual este tipo de convertidores también son denominados troceadores de continua (choppers), en la figura 9-1 podemos observar el circuito eléctrico de convertidor conmutado básico.



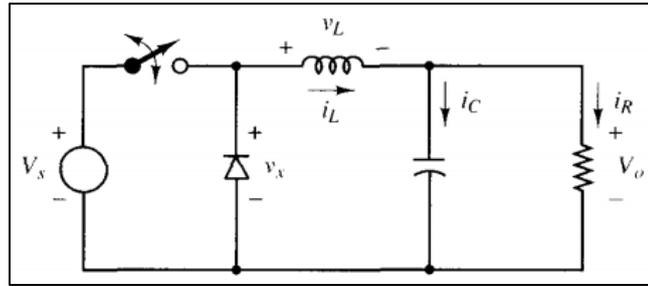
**Figura 9-1.** Convertidor DC-DC básico conmutado

Fuente: Daniel W. Hart ,2001, p.203.

Existen varios tipos de convertidores conmutados entre los más populares y los que se usaran en esta investigación son los convertidores tipo buck o reductor, convertidores tipo boost (elevador) y los convertidores buck boost (elevador y reductor).

#### 1.3.1 Convertidor reductor

Un convertidor reductor es aquel que proporciona niveles inferiores de voltaje con respecto a su entrada. La representación de la topología del convertidor Buck se muestra en la figura 10-1.



**Figura 10-1.** Topología del convertidor tipo Buck o reductor.

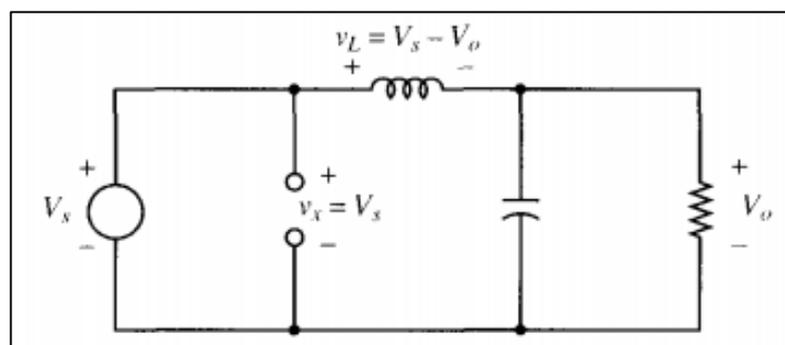
Fuente: Daniel W. Hart, 2001, p.204

Para el desarrollo del diseño del convertidor tipo Buck se deben realizar el análisis del interruptor en estado cerrado y abierto (Daniel W. Hart 2001, p. 205), teniendo en cuenta también las siguientes consideraciones:

- El estudio se realiza teniendo en cuenta que el circuito trabaja en régimen permanente.
- La corriente en el inductor es permanente.
- El valor del condensador es muy elevado y la tensión de salida es constante.
- El periodo de conmutación es  $T$ ; cuando el interruptor está cerrado será un tiempo  $DT$  y cuando esté abierto será un tiempo  $(1-D) T$ .
- Se toman todos los componentes como ideales.

### 1.3.1.1 Análisis con el interruptor cerrado

Cuando el interruptor del convertidor reductor de la figura 10-1 se encuentra cerrado, el diodo se polariza en inversa y el circuito equivalente quedaría como el mostrado en la figura 11-1.



**Figura 11-1.** Circuito equivalente cuando el interruptor está cerrado.

Fuente: Daniel W. Hart, 2001, p.203.

La tensión de la bobina del circuito de la fig.11-1 quedaría expresada como:

$$V_L = V_S - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (30)$$

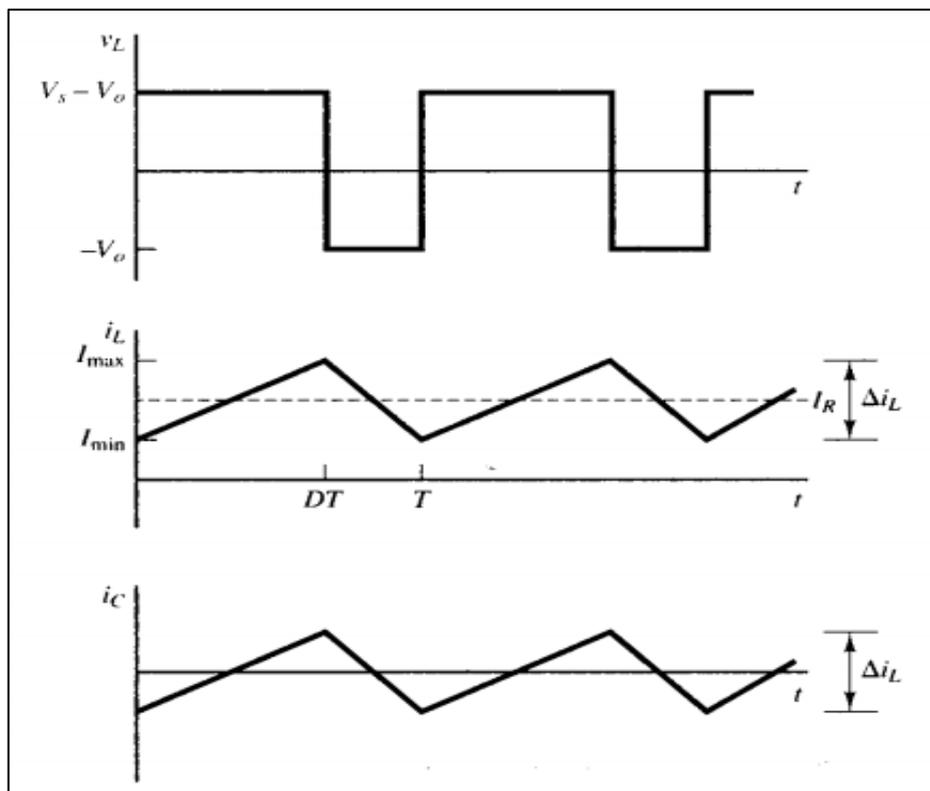
Reorganizando cada término de la ecuación 30 tenemos:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_S - V_o}{L} \quad (31)$$

Debido a que la derivada de la corrientes es una constante positiva, la corriente aumenta linealmente como se muestra en la figura 12-1. La expresión para calcular la variación de corriente se obtiene modificando la ecuación 31.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_S - V_o}{L} \quad (32)$$

$$(\Delta i_L)_{\text{cerrado}} = \left( \frac{V_S - V_o}{L} \right) DT \quad (33)$$



**Figura 12-1.** Tensión del inductor, corriente del inductor y capacitor

Fuente: Daniel W. Hart, 2001, p. 206.

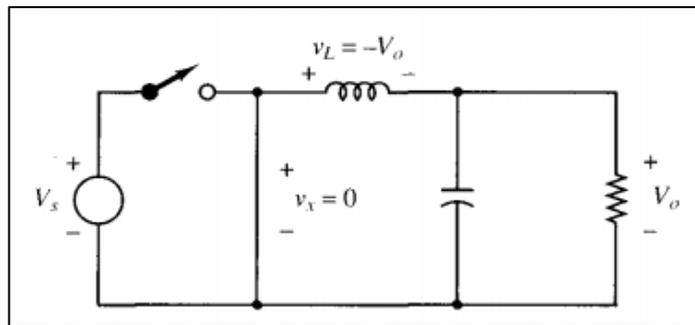
### 1.3.1.2 Análisis con el interruptor abierto.

Cuando el interruptor se encuentra abierto el diodo se polariza en directa y deja pasar la corriente de la bobina. El circuito equivalente para este análisis lo podemos observar en la figura 13-1, y la expresión para el cálculo del voltaje del inductor quedaría como:

$$v_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (34)$$

Reorganizando los terminos de la ecuacion 34 tenemos:

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_o}{L} \quad (35)$$



**Figura 13-1.** Circuito equivalente cuando el interruptor está abierto

Fuente: Daniel W. Hart, 2001, p. 207.

Para el análisis con el interruptor abierto la derivada de la corriente en la bobina es una constante negativa, y la corriente disminuye linealmente como se puede observar en la figura 12b. La variación de la corriente en el inductor cuando el interruptor está abierto es:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{-V_o}{L} \quad (36)$$

$$(\Delta i_L)_{abierto} = -\left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T \quad (37)$$

Cuando se trabaja en régimen permanente es necesario que la corriente en el inductor sea la misma al final y al inicio de cada ciclo de conmutación, para lo cual se debe cumplir que:

$$(\Delta i_L)_{abierto} + (\Delta i_L)_{cerrado} = 0$$

Reemplazando la expresión anterior por las ecuaciones 37 y 33 tenemos:

$$-\left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T + \left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)DT = 0$$

Despejando  $V_o$ ,

$$V_o = V_s D \quad (38)$$

Como se puede observar en la ecuación 38 el voltaje de salida depende solamente del ciclo de trabajo  $D$  y del voltaje de entrada. Si el voltaje de entrada es variante o fluctúa, la tensión de salida se puede ajustar variando el ciclo de trabajo (Daniel W. Hart 2001, p. 207). El ajuste del ciclo de trabajo se lo realiza generalmente implementando un bucle de realimentación, en el que se compara la tensión de salida con una referencia y en base a esa comparación se ajusta el ciclo de trabajo del conmutador.

La corriente media es la misma medida en la carga mientras tanto la corriente del condensador es nula cuando se opera en régimen permanente:

$$I_L = I_R = \frac{V_o}{R} \quad (39)$$

Los valores mínimos y máximos de la corriente en la bobina se pueden calcular reemplazando la ecuaciones 33 y 37 en 39

$$I_{max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \left[ \frac{V_o}{L} (1-D)T \right] = V_o \left[ \frac{1}{R} + \frac{(1-D)}{2Lf} \right] \quad (40)$$

$$I_{min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left[ \frac{V_o}{L} (1-D)T \right] = V_o \left[ \frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right] \quad (41)$$

Cabe recalcar que  $f = 1/T$  siendo esta la frecuencia de conmutación en hercios.

Para el cálculo de la inductancia mínima tomaremos  $I_{min} = 0$  debido a que es el limite entre la corriente permanente y la corriente discontinua

$$I_{min} = 0 = V_o \left[ \frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right]$$

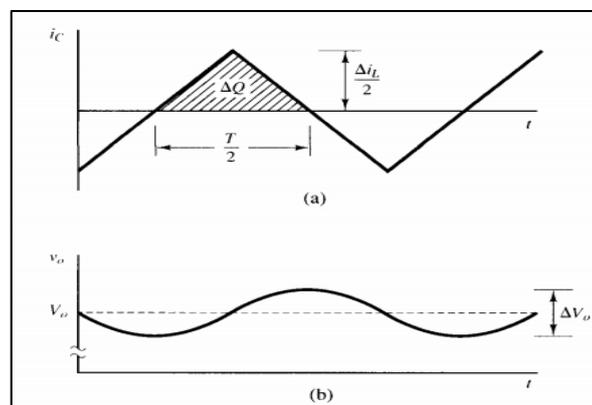
$$(Lf)_{min} = \frac{(1-D)R}{2}$$

$$L_{min} = \frac{(1 - D)R}{2f} \quad (42)$$

La ecuación 42 sirve para el cálculo de la inductancia mínima necesaria para que exista corriente permanente. Otro de los elementos que se debe dimensionar y calcular para el convertidor reductor es el capacitor, el cual en los análisis anteriores se consideró que era muy grande para que el voltaje de salida sea constante, pero en la práctica esto no se cumple. La variación periódica del voltaje de salida, o rizado se calcula a partir de la relación entre la tensión y la corriente del condensador, siendo la corriente del condensador:

$$I_C = I_L - I_R \quad (43)$$

El comportamiento de la corriente del capacitor es representado en la figura 14-1 .



**Figura 14-1.** Corriente y tensión en el condensador.

**Fuente:** Daniel W. Hart, 2001, p. 209.

Aplicando la definición de capacidad tenemos que el condensador se cargara cuando la corriente sea positiva,

$$Q = CV_o \quad (44)$$

$$\Delta Q = C\Delta V_o \quad (45)$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} \quad (46)$$

La variación de la carga  $\Delta Q$ , es el área de los triángulos que se encuentra situado por encima del eje de tiempos.

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left( \frac{T}{2} \right) \left( \frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{T \Delta i_L}{8} \quad (47)$$

De la ecuación (47) podemos obtener:

$$\Delta V_o = \frac{T \Delta i_L}{8C} \quad (48)$$

Reemplazando el valor de  $\Delta i_L$  obtenido en la ecuación 37,

$$\Delta V_o = \frac{T}{8C} \left( \frac{V_o}{L} \right) (1 - D) T = \frac{V_o (1 - D)}{8LCf^2} \quad (49)$$

El termino  $\Delta V_o$  de la ecuación 49 es conocida como tensión de rizado pico a pico mostrada en la figura 16b. Generalmente se representa el rizado como una fracción de la tensión de salida:

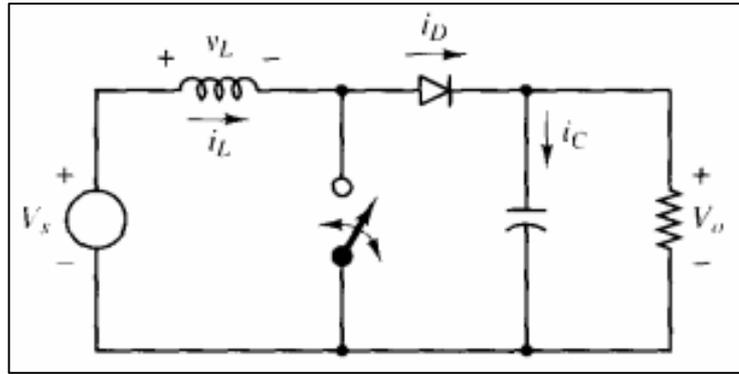
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1 - D}{8LCf^2} \quad (50)$$

Como el estudio del convertidor tipo Buck se basó en que todos sus componentes son ideales, entonces se llega a la conclusión que la potencia entregada por la fuente es igual a la potencia absorbida por la resistencia de carga.

$$\begin{aligned} P_s &= P_o \\ V_s I_s &= V_o I_o \end{aligned} \quad (51)$$

### 1.3.2 Convertidor elevador

El convertidor elevador es otro tipo de convertidor dc dc conmutado, el cual tiene como característica principal entregar en la salida un voltaje mayor que el suministrado por la fuente de entrada. En la figura 17 se puede apreciar la topología de un convertidor elevador.



**Figura 15-1.** Topología del convertidor elevador.

**Fuente:** Daniel W. Hart, 2001, p. 213.

De igual manera que se hizo con el análisis del convertidor reductor también se hará el análisis del interruptor abierto y cerrado para este caso, tomando en cuenta las siguientes especificaciones:

- El circuito trabaja en régimen permanente.
- El periodo de conmutación es  $T$ ; cuando el interruptor está cerrado será un tiempo  $DT$  y cuando esté abierto será un tiempo  $(1-D)T$ .
- La corriente en la bobina es siempre positiva.
- Se toma al condensador como si fuese muy grande para que la tensión sea siempre constante.
- Todos los componentes son tratados como ideales

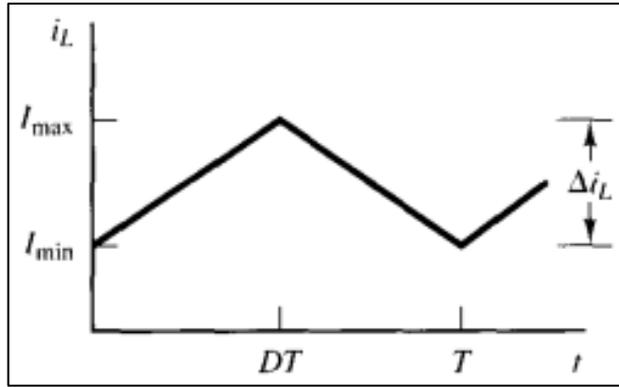
### 1.3.2.1 Análisis con el interruptor cerrado.

Cuando el interruptor se encuentra cerrado el diodo está polarizado en inversa, de tal manera que si aplicamos la ley de Kirchhoff para las tensiones en la malla quedaría la siguiente expresión:

$$V_L = V_s = L \frac{di_L}{dt} \quad \text{o} \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L} \quad (52)$$

Como se puede ver en la figura 16-1 la corriente es una constante que aumenta linealmente cuando el interruptor está cerrado. La variación de la corriente en el inductor la podemos calcular utilizando:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s}{L} \quad (53)$$



**Figura 16-1.** Corriente en la bobina.

Fuente: Daniel W. Hart, 2001, p. 214.

Si despejamos  $\Delta i_L$  de la ecuación 53 tendríamos:

$$(\Delta i_L)_{\text{cerrado}} = \frac{V_s DT}{L} \quad (53)$$

### 1.3.2.2 Análisis con el interruptor abierto.

Cuando el interruptor se encuentra abierto la corriente en el inductor no puede variar de manera instantánea, de tal manera que el diodo se polariza en directa para dejar pasar la corriente almacenada en la bobina. Suponiendo que la tensión de salida  $V_o$  es constante, la tensión en la bobina se representa como la siguiente expresión:

$$V_L = V_s - V_o = \frac{L di_L}{dt} \quad (54)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L}$$

La variación de la corriente en la bobina es una constante, por lo que la corriente debe variar linealmente cuando el interruptor está abierto. La variación de la corriente en la bobina se calcula de la siguiente manera:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{V_s - V_o}{L}$$

Despejando  $\Delta i_L$ ,

$$(\Delta i_L)_{abierto} = \frac{(V_s - V_o)(1 - D)T}{L} \quad (55)$$

En régimen permanente la variación de la corriente debe ser cero por lo tanto al usar las ecuaciones 55 y 53 obtenemos:

$$\begin{aligned} (\Delta i_L)_{cerrado} + (\Delta i_L)_{abierto} &= 0 \\ \frac{V_s DT}{L} + \frac{(V_s - V_o)(1 - D)T}{L} &= 0 \end{aligned} \quad (56)$$

Una vez despejado  $V_o$ ,

$$\begin{aligned} V_s(D + 1 - D) - (V_o)(1 - D) &= 0 \\ V_o &= \frac{V_s}{(1 - D)} \end{aligned} \quad (57)$$

Para el calcula de la corriente media se debe tener en cuenta que la potencia entregada será igual a la potencia de entrada suministrada por la fuente. La potencia de salida se calcula como:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R} \quad (58)$$

Si igualamos la potencia de entrada con la potencia de salida y reemplazamos esto en la ecuación 57 obtenemos la expresión para el cálculo de la corriente media.

$$\begin{aligned} V_s I_L &= \frac{V_o^2}{R} = \frac{\left(\frac{V_s}{1 - D}\right)^2}{R} = \frac{V_s^2}{(1 - D)^2 R} \\ I_L &= \frac{V_s}{(1 - D)^2 R} \end{aligned} \quad (59)$$

Mientras tanto para el cálculo de la corriente mínima y máxima en la bobina utilizaremos la ecuación 53 y la expresión para el cálculo del valor de la corriente media.

$$I_{max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_s}{(1 - D)^2 R} + \frac{V_s DT}{2L} \quad (60)$$

$$I_{min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} - \frac{V_s D T}{2L} \quad (61)$$

La ecuación 57 se formuló suponiendo que la corriente en la bobina era permanente y siempre positiva, para que esta corriente sea permanente es necesario que  $I_{min}$  sea positiva. Por lo tanto el límite entre la corriente permanente y discontinua se calcula usando,

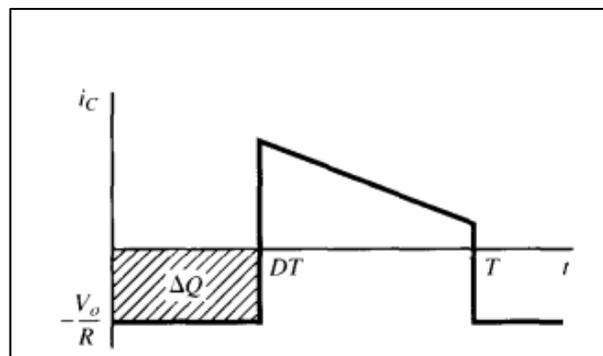
$$I_{min} = 0 = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} - \frac{V_s D T}{2L} \quad (62)$$

$$o \quad \frac{V_s}{(1-D)^2 R} = \frac{V_s D T}{2L} = \frac{V_s D}{2Lf} \quad (63)$$

Finalmente la expresión para calcular la frecuencia e inductancia mínima en el convertidor elevador será:

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad (64)$$

Como ultima expresión a calcular tenemos el rizado del condensador, anteriormente tomamos el condensador como si tuviera una capacidad infinita debido a que se suponía que la tensión de salida era constante. En la realidad el condensador tiene una capacidad finita por ende esto causara una pequeña fluctuación o rizado en la tensión de salida. Este rizado se puede calcular a partir de la forma de onda de la corriente en el capacitor que se muestra en la figura 17-1.



**Figura 17-1.** Forma de onda de la corriente en el capacitor

**Fuente:** Daniel W. Hart, 2001, p. 214.

La variación de la carga en el capacitor se puede calcular por medio de la siguiente expresión

$$|\Delta Q| = \left(\frac{V_o}{R}\right) DT = C\Delta V_o \quad (65)$$

Despejando y reorganizando términos en la ecuación la expresión del rizado quedaría como:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \left(\frac{D}{RCf}\right) \quad (66)$$

#### 1.4 Algoritmo MPPT

Los algoritmos de seguimiento del máximo punto de potencia (MPPT, por sus siglas en inglés) se implementan comúnmente en los inversores fotovoltaicos o en los convertidores dc-dc, para mantener el funcionamiento del sistema fotovoltaico (FV) en el punto de potencia máximo o cerca del mismo con condiciones cambiantes como son: irradiancia solar, temperatura y carga.

Este tipo de algoritmos son empleados en el diseño de controladores de sistemas FV. Al realizar este tipo de algoritmos se tiene presente factores como irradiancia variable y la temperatura, con el afán de que el sistema FV funcione siempre al máximo de su potencia.

Los algoritmos MPPT funcionan de tal manera que encuentran automáticamente el voltaje y la corriente en el punto de máxima potencia ( $V_{MPP}, I_{MPP}$ ) en el que el módulo fotovoltaico conectado a un convertidor, debe trabajar para obtener su máxima potencia de salida en determinadas condiciones atmosféricas de temperatura e irradiación (Saharia, Manas y Talukdar, 2016).

##### 1.4.1 Tipos de algoritmos MPPT

En las últimas décadas se ha realizado mucha investigación para desarrollar métodos para encontrar el MPP. Cada técnica para encontrar el MPP difiere de la otra en varios aspectos como son sensores, costo, complejidad, rango de efectividad, velocidad de convergencia entre otros. Dentro de las técnicas MPPT más populares tenemos:

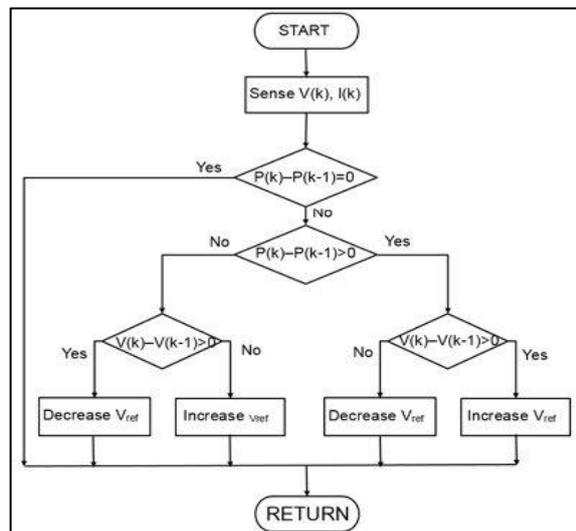
1. Perturb and Observe (método de escalada).
2. Método de conductancia incremental.
3. Corriente fraccional de cortocircuito.
4. Voltaje fraccional de circuito abierto.
5. Lógica difusa.
6. Redes neuronales.

7. Control de correlación de ondulación.
8. Corriente de carga o maximización de voltaje de carga.

Entre las técnicas mencionadas anteriormente los métodos perturbar y observar, conductancia incremental y tensión a circuito abierto fraccional son los algoritmos más aplicados. Otras técnicas MPPT usan redes neuronales, control de lógica difusa, barrido de corriente, etc, la mayoría de estos algoritmos que usan los métodos descritos llegan al MPP máximo a diferencia de los MPPT más aplicados como por ejemplo el de perturbar y observar que llega a un MPP aproximado (Sumathi, Ashok Kumar y Surekha, 2015).

#### 1.4.1.1 Perturbación y observación (P&O)

Lo que realiza este algoritmo es perturbar la tensión de funcionamiento para obtener la máxima potencia. Existen muchas variantes de este algoritmo, pero en la figura 18-1 por medio de un diagrama de flujo se muestra cómo sería un algoritmo básico de este tipo.

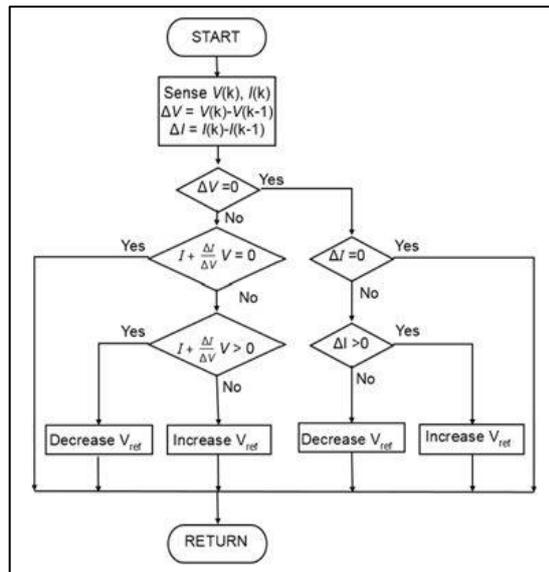


**Figura 18-1.** Algoritmos de P&O básico.

Fuente: Algoritmo MPPT - MATLAB & Simulink, 2018

#### 1.4.1.2 Conductancia incremental

Este algoritmo tiene como principal funcionalidad el comparar la conductancia incremental con la conductancia instantánea en un sistema FV, y en función del resultado se aumenta o disminuye el voltaje hasta lograr obtener el máximo punto de potencia (MPP).



**Figura 19-1.** Algoritmo de conductancia incremental.

Fuente: Algoritmo MPPT - MATLAB & Simulink, 2018

#### 1.4.1.3 Tensión a circuito abierto fraccional

Este algoritmo trabaja bajo el principio de que la tensión es una fracción constante en el punto de máxima potencia de la tensión a circuito abierto. Para este algoritmo se mide y toma la tensión de circuito abierto de las celdas de la matriz FV y se usa como entrada del controlador (Algoritmo MPPT - MATLAB & Simulink, 2018).

#### 1.4.1.4 Corriente fraccional de cortocircuito.

Este método trabaja de manera similar que el método de circuito abierto fraccional, debido a que la corriente  $I_{MPP}$  también posee una relación casi lineal con la corriente de corto circuito. La ecuación que describe el método es la siguiente:

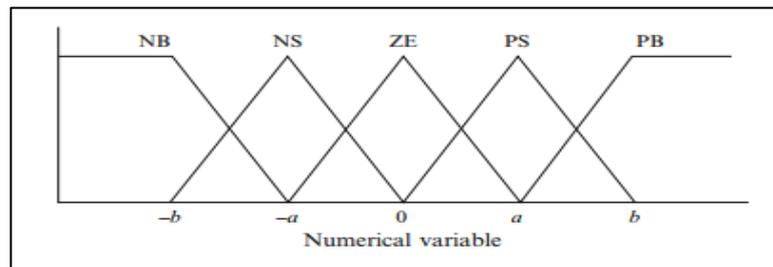
$$I_{MPP} \approx K_2 I_{sc} \quad (67)$$

Donde  $K_2$  es la constante de proporcionalidad que comúnmente esta entre los valores de 0,78 y 0,92. En el caso de este algoritmo de debe trabajar momentáneamente con el módulo en cortocircuito, lo cual conlleva a que el voltaje de operación se vuelva cero y por ende existirá una pérdida de potencia, puesto que al ser el voltaje de operación cero no existirá transferencia de

potencia a la carga. Unos de los problemas al trabajar con este tipo de algoritmos es que se debe agregar un switch para poder llevar el algoritmos a trabajar en corto circuito (Telechea 2015, p. 33).

#### 1.4.1.5 Lógica difusa

Los microcontroladores han hecho que el control de lógica difusa sea popular para el desarrollo de algoritmos MPPT durante la última década. Los controladores de lógica difusa tienen la ventaja de trabajar con entradas imprecisas, no necesitan un modelo matemático preciso y manejan la no linealidad. El control de lógica difusa generalmente consta de tres etapas: fuzzificación, tabla de base de reglas, búsqueda y defuzzificación. Durante la fuzzificación, las variables de entrada numéricas se convierten en variables lingüísticas basándose en una función de pertenencia similar a la de la siguiente figura.



**Figura 20-1.** Función de pertenencia para entradas y salidas del controlador de lógica difusa.

**Fuente:** Sumathi, Ashok Kumar y Surekha, 2015, p.122.

En este caso, se utilizan cinco niveles difusos: NB (Negative Big), NS (Negative Small), ZE (Zero), PS (Positive Small) y PB (Positive Big). En algunos casos, probablemente también se utilizan siete niveles difusos para mayor precisión. En la figura anterior, a y b se basan en el rango de valores de la variable numérica. La función de pertenencia a veces se hace menos simétrica para dar más importancia a niveles difusos específicos. Las entradas a un controlador de lógica difusa MPPT suelen ser un error E y un cambio en el error  $\Delta E$ . El usuario tiene la flexibilidad de elegir cómo calcular E y  $\Delta E$ . Dado que  $dP / dV$  desaparece en el MPP, la aproximación se puede aplicar de la siguiente manera.

$$E(n) = \frac{P(n) - P(n - 1)}{V(n) - V(n - 1)} \quad (68)$$

Y

$$\Delta E(n) = E(n) - E(n - 1) \quad (69)$$

De manera equivalente, a menudo se usa  $e = I/V + dI/dV$ . Una vez que se calculan E y  $\Delta E$  y se convierten en las variables lingüísticas, la salida del controlador de lógica difusa, que suele ser un cambio en la relación de trabajo  $\Delta D$  del convertidor de potencia, se puede consultar en una tabla de base de reglas como la Tabla 1-1. Las variables lingüísticas asignadas a  $\Delta D$  para las diferentes combinaciones de E y  $\Delta E$  se basan en el convertidor de potencia que se utiliza y también en el conocimiento del usuario. La base de reglas que se muestra en la Tabla 1-1 se basa en un convertidor elevador. Si, por ejemplo, el punto de operación está muy a la izquierda del MPP,

**Tabla 1-1:** Base de reglas difusa.

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

Fuente: Sumathi, Ashok Kumar y Surekha 2015, p.122.

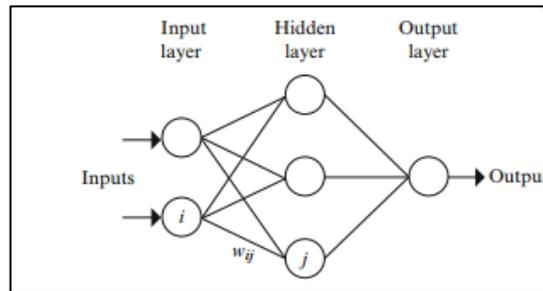
Realizado por: Mantuano Johan, 2020

es decir, E es PB y  $\Delta E$  es ZE, entonces queremos aumentar la relación de trabajo en gran medida, es decir,  $\Delta D$  debería ser PB para alcanzar el MPP. En la etapa de defuzzificación, la salida del controlador de lógica difusa se convierte de una variable lingüística a una variable numérica que todavía utiliza una función de pertenencia como se muestra en la figura 20-1. Esto proporciona una señal analógica que controlará el convertidor de potencia al MPP. Se ha demostrado que los controladores de lógica difusa MPPT funcionan bien en diferentes condiciones atmosféricas. Sin embargo, su eficacia depende en gran medida del conocimiento del usuario o del ingeniero de control para elegir el cálculo de error correcto y elaborar la tabla de base de reglas (Sumathi, Ashok Kumar y Surekha 2015, p. 122).

#### 1.4.1.6 Redes neuronales.

Junto con los controladores de lógica difusa, otra técnica para implementar MPPT son las redes neuronales, que también están bien adaptadas para los microcontroladores. Las redes neuronales suelen tener tres capas: capas de entrada, ocultas y de salida, como se muestra en la figura 21-1. El número de nodos en cada capa varía y depende del usuario. Las variables de entrada pueden ser parámetros de la matriz fotovoltaica como  $V_{oc}$  e  $I_{sc}$ , datos atmosféricos como irradiancia y temperatura, o cualquier combinación de estos. La salida suele ser una o varias señales de referencia como una señal de ciclo de trabajo utilizada para impulsar el convertidor de potencia

para que funcione en el MPP o cerca de él. La cercanía del punto operativo al MPP depende de los algoritmos utilizados por la capa oculta y de qué tan bien se haya entrenado la red neuronal. Todos los enlaces entre los nodos están ponderados.



**Figura 21-1.** Ejemplo de red neuronal.

**Fuente:** Sumathi, Ashok Kumar y Surekha 2015, p. 122.

El vínculo entre los nodos  $i$  y  $j$  se etiqueta con un peso de  $w_{ij}$  en la figura 21-1. Para identificar con precisión el MPP, las  $w_{ij}$  deben determinarse cuidadosamente a través de un proceso de entrenamiento, mediante el cual la matriz fotovoltaica se prueba durante meses o años y se registran los patrones entre las entradas y salidas de la red neuronal. Dado que la mayoría de los arreglos fotovoltaicos tienen características diferentes, una red neuronal debe entrenarse específicamente para el arreglo fotovoltaico con el que se utilizará. Las características de una matriz fotovoltaica también cambian con el tiempo, lo que implica que la red neuronal debe ser entrenada periódicamente para garantizar una MPPT precisa (Sumathi, Ashok Kumar y Surekha 2015, p. 122).

#### 1.4.1.7 Control de correlación de ondulación

Cuando una matriz fotovoltaica está conectada a un convertidor de potencia, la acción de conmutación del convertidor de potencia impone una fluctuación de voltaje y corriente en la matriz fotovoltaica. Como consecuencia, la potencia del campo fotovoltaico también está sujeta a fluctuaciones. El control de correlación de ondulación (RCC) utiliza ondulación para realizar MPPT. RCC correlaciona la derivada en el tiempo de la potencia  $p$  del conjunto fotovoltaico variable en el tiempo con la derivada en el tiempo de la corriente  $i$  o el voltaje  $v$  del conjunto fotovoltaico variable en el tiempo para llevar el gradiente de potencia a cero, alcanzando así el MPP. Según las características del campo fotovoltaico, si  $v$  o  $i$  está aumentando ( $v > 0$  o  $i > 0$ ) y  $p$  está aumentando ( $p > 0$ ), entonces el punto de operación está por debajo del MPP ( $V < V_{MPP}$  o  $I < I_{MPP}$ ). Por otro lado, si  $v$  o  $i$  está aumentando y  $p$  está disminuyendo ( $p < 0$ ), entonces el punto de operación está por encima del MPP ( $V > V_{MPP}$  o  $I > I_{MPP}$ ). Combinando estas observaciones, vemos que  $\dot{p}\dot{v}$  o  $\dot{p}\dot{i}$  son positivos a la izquierda del MPP, negativos a la derecha del MPP y cero

en el MPP. Cuando el convertidor de potencia es un convertidor elevador, al aumentar la relación de trabajo, aumenta la corriente del inductor, que es la misma que la corriente del conjunto fotovoltaico, pero disminuye el voltaje del conjunto fotovoltaico. Por lo tanto, la entrada de control de relación de trabajo es

$$d(t) = -k_3 \int \dot{p}v dt \quad (68)$$

O

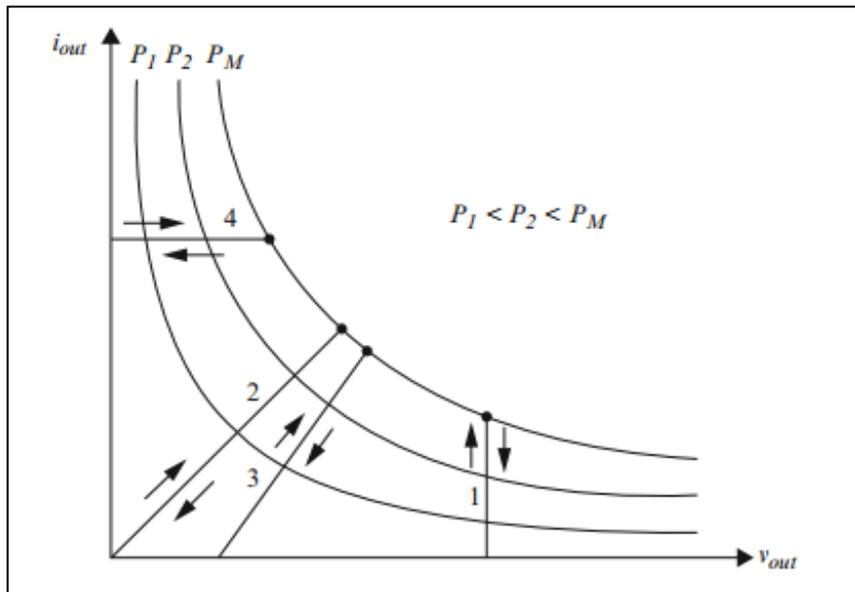
$$d(t) = k_3 \int \dot{p}i dt \quad (69)$$

Donde  $k_3$  es una constante positiva. Controlar la relación de trabajo de esta manera asegura que el MPP se rastreará continuamente, lo que convierte a RCC en un verdadero rastreador de MPP. Las derivadas en 68 y 69 generalmente no son deseables, en su lugar se pueden usar las mediciones acopladas en CA de la corriente y voltaje del campo fotovoltaico, ya que contienen la información de fase necesaria. Las derivadas también pueden aproximarse mediante filtros de paso alto con una frecuencia de corte superior a la frecuencia de ondulación.

Una manera diferente y fácil de obtener la derivada de corriente en 69 es detectar la tensión del inductor, que es proporcional a la derivada de corriente. Las no idealidades en el inductor (pérdida del núcleo, resistencia) tienen un efecto pequeño ya que la constante de tiempo del inductor es mucho mayor que el período de conmutación en un convertidor práctico. La ecuación 69 puede fallar debido al desplazamiento de fase provocado por la capacitancia intrínseca de la matriz fotovoltaica a altas frecuencias de conmutación. Sin embargo, correlacionar potencia y voltaje como en 68 apenas se ve afectado por la capacitancia intrínseca (Sumathi, Ashok Kumar y Surekha 2015, p. 123).

#### 1.4.1.8 Corriente de carga o maximización de voltaje de carga.

El propósito de las técnicas MPPT es maximizar la potencia que sale de una matriz fotovoltaica. Cuando la matriz fotovoltaica está conectada a un convertidor de potencia, maximizar la potencia de la matriz fotovoltaica también maximiza la potencia de salida en la carga del convertidor.



**Figura 22-1.** Diferentes tipos de carga: 1 fuente de voltaje, 2 resistivos, 3 resistivos y fuente de voltaje, 4-fuente de corriente.

**Fuente:** Sumathi, Ashok Kumar y Surekha, 2015, p.126.

Por el contrario, la maximización de la potencia de salida del convertidor debería maximizar la potencia del conjunto fotovoltaico, asumiendo un convertidor sin pérdidas. La mayoría de las cargas pueden ser de tipo fuente de voltaje, tipo fuente de corriente, tipo resistivo o una combinación de estos, como se muestra en la figura 22-1. A partir de esta figura, queda claro que para una carga de tipo fuente de voltaje, la corriente de carga  $i_{out}$  debe maximizarse para alcanzar la potencia de salida máxima  $P_M$ .

Para una carga de tipo fuente de corriente, la tensión de carga  $v_{out}$  debe maximizarse. Para los otros tipos de carga, se puede utilizar  $i_{out}$  o  $v_{out}$ . Esto también es cierto para los tipos de carga no lineal siempre que no presenten características de impedancia negativa. Por lo tanto, para casi todas las cargas de interés, es adecuado maximizar la corriente de carga o el voltaje de carga para maximizar la potencia de carga.

En consecuencia, solo un sensor es necesario. En la mayoría de los sistemas fotovoltaicos, se utiliza una batería como carga principal o como respaldo. Dado que una batería se puede considerar como una carga de tipo fuente de voltaje, la corriente de carga se puede utilizar como variable de control. También se puede utilizar una retroalimentación positiva para controlar el convertidor de potencia de modo que la corriente de carga se maximice y la matriz FV funcione cerca del MPP. La operación exactamente en el MPP casi nunca se logra porque este método MPPT se basa en la suposición de que el convertidor de potencia no tiene pérdidas (Sumathi, Ashok Kumar y Surekha 2015a, p. 126).

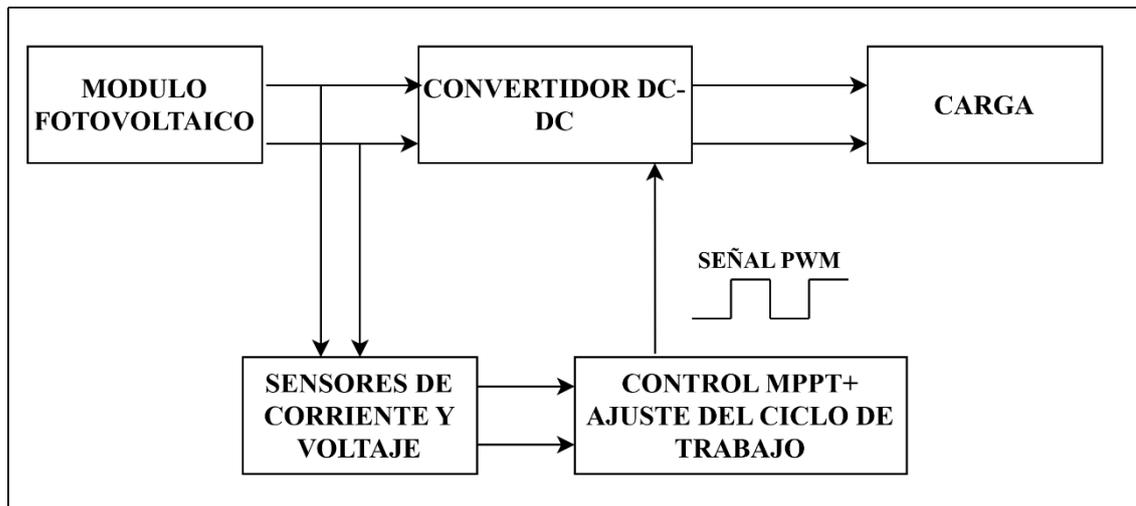
## CAPITULO 2

### 2 MARCO METODOLOGICO

#### 2.1 INTRODUCCION

En esta etapa del estudio se procede a desarrollar el nuevo algoritmo y también se realiza el diseño del sistema MPPT, para lo cual se considera el desarrollo de simulaciones y después se realizará el desarrollo de un módulo de prueba para verificar el funcionamiento del algoritmo. Cabe recalcar que el beneficio de simular este tipo de aplicaciones fotovoltaicas en softwares de potencia o para diseño electrónico, radica en que si en simulación el sistema es eficiente, entonces en la implementación se tendrá un resultado muy cercano al de la simulación puesto que se está usando los mismo elementos electrónicos en la simulación que en la implementación (Saad Motahhir, 2017, p. 12).

Un sistema MPPT consta básicamente de las siguientes partes que se muestran en la fig.1-2.



**Figura 1-2.** Sistema MPPT.

**Realizado por:** Mantuano Johan,2020.

Como se puede observar en la fig.1-2 el sistema MPPT consta de una matriz fotovoltaica, una etapa de sensado, una etapa de control correspondiente al algoritmo MPPT programado e implementado en un micro o algún bloque de programación y la señal PWM emitida por el mismo para el control del convertidor de potencia, y por último la carga conectada al convertidor. Cada una de estas etapas se diseñan e implementan en esta sección.

## 2.2 MODELADO DEL PANEL FOTOVOLTAICO

El panel que se utilizó en esta aplicación es un panel Monocristalino de la marca GREYSTONE con las siguientes características:

**Tabla 1-2:** Características eléctricas del panel a usar en este estudio.

Potencia	100W
$I_{mpp}$	5.44A
$V_{mpp}$	18.4V
$I_{sc}$	5.88A
$V_{oc}$	22.4V

**Realizado por:** Mantuano Johan, 2020.

Como partida del modelamiento del panel se debe tener en cuenta el circuito equivalente de una celda fotovoltaica, el cual fue expuesto en el capítulo 1 en la figura 4-1.

Como se expuso anteriormente la resistencia  $R_p$  no se va a calcular ya que no se toma en cuenta para el modelado de la célula y se le da directamente un valor alto, generalmente de  $10M\Omega$  para evitar convergencias en las simulaciones. El resto de los términos del modelo eléctrico lo calculamos usando las ecuaciones expuestas en el capítulo 1.1.8. de la siguiente manera:

$$I_{sc,src} = \frac{I_{sc}}{N_{cp}} = \frac{5.88A}{1} = 5.88A \quad V_{oc,src} = \frac{V_{oc}}{N_{cs}} = \frac{22.4}{36} = 0.6222$$

$$v_{oc} = \frac{V_{oc}}{V_T} = \frac{0.6222}{25mV} = 24.888V \quad V_T = 25mV$$

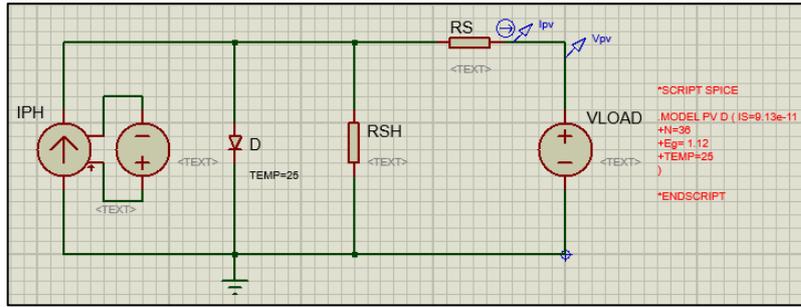
$$FF = \frac{I_{MPP}V_{MPP}}{I_{sc}V_{oc}} = \frac{100W}{(5.88)(22.4)} = 0.7592$$

$$FF_0 = \frac{v_{oc} - \ln(v_{oc} + 0.72)}{v_{oc} + 1} = \frac{24.888 - \ln(24.888 + 0.72)}{24.888 + 1} = 0.8361$$

$$R_s = \left(1 - \frac{FF}{FF_0}\right) \cdot \frac{V_{oc}}{I_{sc}} = \left(1 - \frac{0.7592}{0.8361}\right) \cdot \frac{22.4}{5.88} = 0.3504$$

$$I_0 = I_{sc} \exp\left(-\frac{V_{oc}}{V_T}\right) = 5.88 \exp\left(-\frac{0.6222}{25mV}\right) = 9.13 \times 10^{-11}$$

Una vez calculado cada uno de los parámetros del modelo eléctrico se procede a realizar la simulación de este.

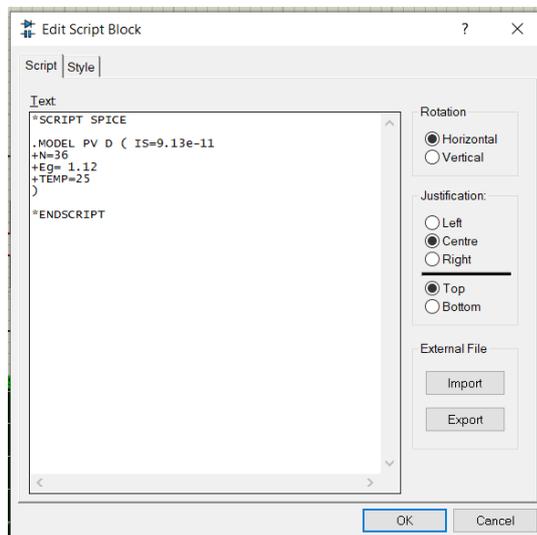


**Figura 2-2.** Circuito equivalente del panel solar.

**Realizado por:** Mantuano Johan, 2020.

Como se puede observar en la figura 2-2, el diodo de la figura se ha modificado por medio de un script en spice para así poder cambiar la corriente de saturación y poner la que se calculó (fig.3-2). De igual manera los valores de las resistencias se han cambiado.

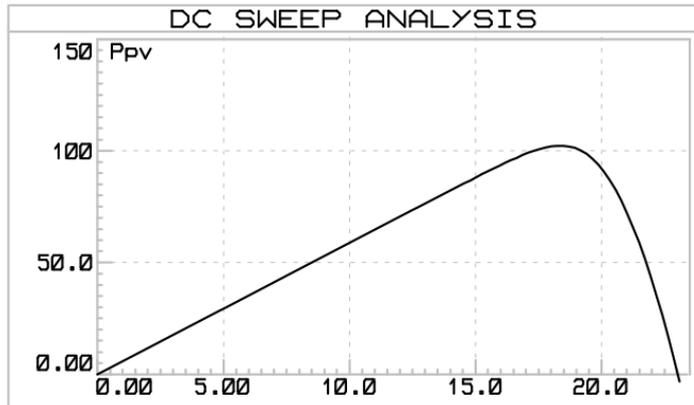
Como se dijo anteriormente un panel solar se maneja como una fuente de corriente dependiente de voltaje, es por eso que, se ha puesto una en la cual la fuente de voltaje conectada a la misma tiene el valor de 5.88V, debido a que ese es el valor de la corriente de corto circuito del panel.



**Figura 3-2.** Código en Spice para modificar las características del diodo.

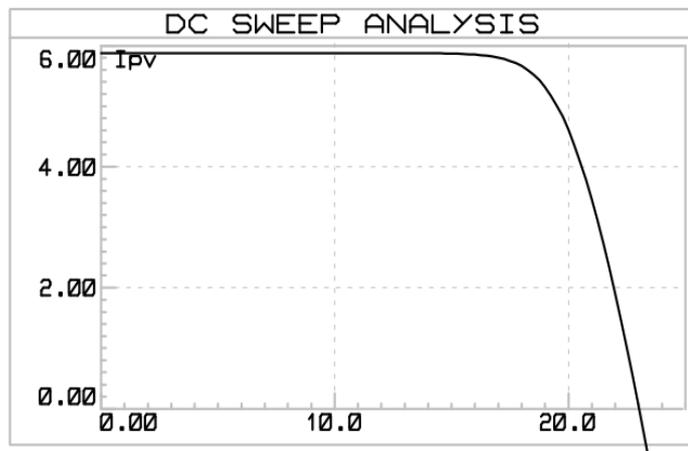
**Realizado por:** Mantuano Johan, 2020.

La fuente de voltaje conectada a la salida funciona como una carga variable, y su objetivo es ayudarnos a realizar las gráficas de barrido para obtener las curvas características del panel. Las curvas características del módulo fotovoltaico obtenidas en la simulación quedaron de la siguiente manera:



**Figura 4-2.** Curva característica P-V del modelo simulado.

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.



**Figura 5-2.** Curva característica I-V del modelo simulado.

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.

Como se puede observar en las figuras 4-2 y 5-2 el comportamiento del modelo es el ideal, debido a que el punto de máxima potencia se encuentra en 100w y su voltaje en 18.4 voltios o cercano al mismo, de tal manera que se cumple con las características especificadas por el proveedor del panel.

### 2.3 Diseño del convertidor DC-DC tipo Boost y de toda la parte electrónica correspondiente al sistema MPPT.

El diseño del convertidor tipo Boost se lo realizo con las ecuaciones expuestas en la sección 1.5.2. Para el diseño se optó por una frecuencia de 31,2 KHz y un rizado del voltaje de salida del 1%, para un voltaje de entrada mínimo 5 V y máximo 22,4 V que es el voltaje de circuito abierto del módulo fotovoltaico. Finalmente, como carga se tendrá a consideración una resistencia de 100  $\Omega$ .

$$D_{min} = 1 - \frac{5v}{36v} = 0,86$$

$$D_{max} = 1 - \frac{22,4v}{36v} = 0,38$$

$$I_L = \frac{22,4}{(1 - 0,38)^2(100)} = 0,58A$$

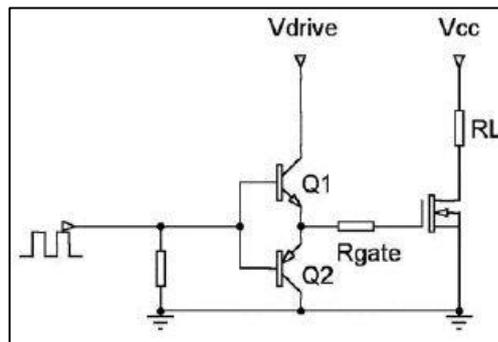
$$L_{min} = \frac{0,38(1 - 0,38)^2(100)}{2 * 31,2} = 234\mu H$$

$$C = \frac{0,38}{100 * 31,2Khz * 0,01} = 12\mu F$$

Los elementos calculados anteriormente, sirven para la simulación pero siempre es necesario sobredimensionar los valores calculados en un 25% y buscar elementos similares que se encuentren en el mercado en caso se desee realizar una implementación.

Otra parte importante del convertidor es el mosfet o transistor de potencia, el cual es el elemento conmutador. El mosfet seleccionado fue un IRF530 porque sus características de funcionamiento son acordes a la aplicación (Vishay,2011,pp.1-9).

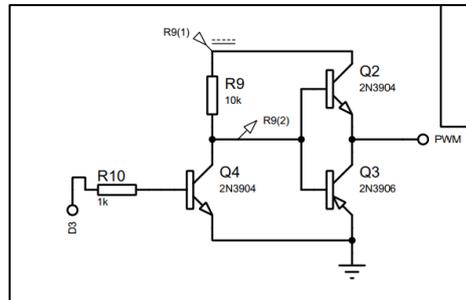
Uno de los principales problemas al trabajar con mosfets es su disparo, debido a que si se trabaja con microcontroladores estos no alcanzan a disparar el mosfet porque el máximo de una señal PWM emitida por los mismos es de 5v. Sin embargo, en el mercado existen varios drivers de disparo o controladores de mosfet, pero el dc-dc que se diseñó solo trabaja con un solo mosfet y los drivers en su mayoría son del tipo dual; es por eso que en este estudio se ha realizado un pequeño circuito de disparo solo para el mosfet utilizado. El circuito que se utilizó se denomina totem pole y su esquema se puede observar en la fig.6-2.



**Figura 6-2.** Circuito Totem pole.

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.

El circuito de la fig.6-2 sirve para disparar un mosfet pero aún está incompleto puesto que los transistores trabajan como un divisor de tensión en esa configuración y en la puerta del mosfet no se tendría un voltaje suficiente para activar el transistor de potencia, es por eso que se necesita una etapa de relevación, como se puede observar en la fig.7-2.

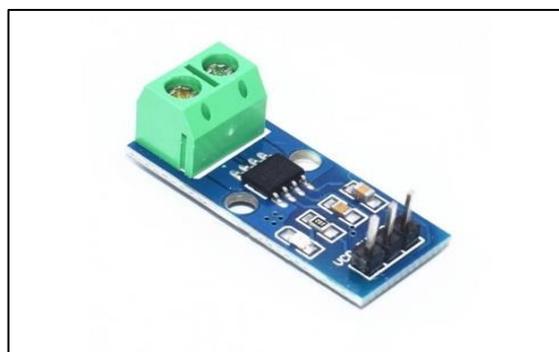


**Figura 7-2.** Circuito Totem pole con relevación.

**Realizado por:** Mantuano Johan, 2020.

Al realizar la etapa de relevación la señal PWM que sale del circuito totem es invertida, pero esto se puede corregir por medio de programación si es necesario.

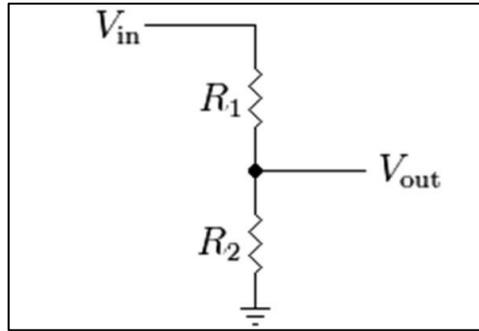
Hasta el momento se ha expuesto como se realizó toda la parte de potencia del convertidor, pero el algoritmo de control necesita una retroalimentación tanto de voltaje como de corriente y es por eso que se ha diseñado una etapa de sensado. La etapa de sensado consta de un sensor de corriente para la medición de corriente y un divisor de voltaje para la medición de voltaje. El sensor de corriente a utilizar es un sensor acs712 de 30A el cual se puede ver en la fig.8-2.



**Figura 8-2.** Modulo sensor de corriente

**Fuente::** Sensor De Corriente ACS712 Con Arduino, 2014

Como se mencionó en el párrafo anterior, además del sensor de corriente se tienen los divisores de tensión que nos ayudaran con la mediciones de voltaje. Los divisores de tensión se han diseñado teniendo en cuenta el voltaje de entrada y salida del convertidor de potencia.

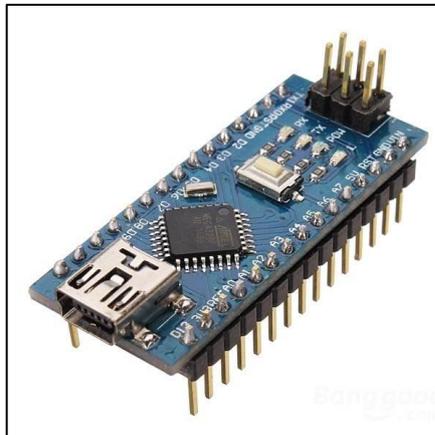


**Figura 9-2.** Divisor de tensión.

**Realizado por:** Mantuano Johan, 2020.

Para evitar problemas en la implementación se han usado potenciómetros de precisión de 500kΩ para así poder regular de la mejor manera el divisor, y también resistencias de 500KΩ.

En fin tanto el sensor de corriente como los divisores de voltaje se encuentran conectados a un microcontrolador, en el cual se encuentra programado el o los algoritmos de control mppt. El microcontrolador que se usará será un Arduino nano como el de la figura 10-2.



**Figura 10-2.** Arduino nano.

**Fuente:** Arduino Nano | Arduino Official Store

Finalmente, los elementos del sistema MPPT serían los que se muestran en la tabla 2-2.

**Tabla 2-2:** Elementos del convertidor dc-dc boost ajustados a valores comerciales.

NOMBRE DE LOS ELEMENTOS	VALOR O SERIE
Inductancia	300uH
Condensador	18uF
Resistencia	100Ω
Diodo Shottky	SB5200
Mosfet	IRF530

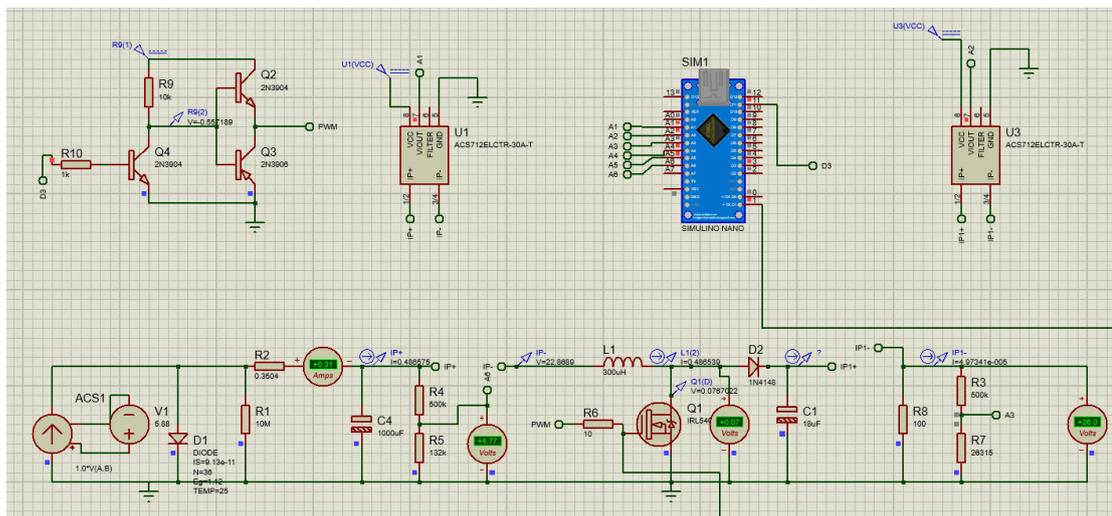
Microcontrolador	Arduino nano
Sensor de corriente	Acs712-30 <sup>a</sup>
Potenciómetros y resistencias	500k $\Omega$

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.

## 2.4 Simulación de prueba del módulo o sistema MPPT.

Una manera de probar la parte diseñada del sistema MPPT es por medio de simulación. Es por eso que se ha utilizado el software Proteus para simular todo el sistema electrónico, aprovechando así las facilidades que ofrece el mismo con modelos de elementos que se encuentran en el mercado.

Cabe mencionar que la simulación de prueba del sistema electrónico no se lo realizó con un algoritmo MPPT, sino que se cargó un programa de prueba que solo emite una señal PWM para así poder verificar el correcto funcionamiento del convertidor, y a su vez también verificar el sensado de los sensores de corriente y tensión, y si existiera algún problema con los valores de las lecturas proceder a realizar el debido acondicionamiento.



**Figura 11-2.** Simulación del diseño del sistema MPPT.

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.

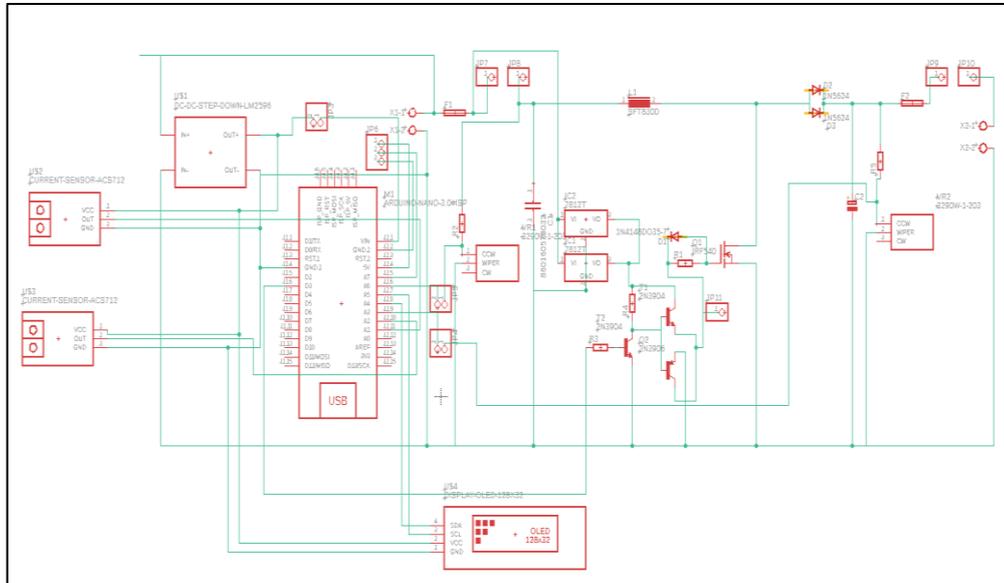
La simulación que se observa en la figura anterior muestra cómo se implementó el convertidor y los sensores para formar parte del sistema MPPT.

Uno de los principales problemas que se tiene con el software Proteus es que es muy lento y no es muy eficaz en la simulación de algoritmos de control, es por eso que solo se lo ha utilizado

para implementar el modelo del panel solar junto con el diseño de todo el sistema electrónico de la aplicación MPPT, para así verificar su correcto funcionamiento.

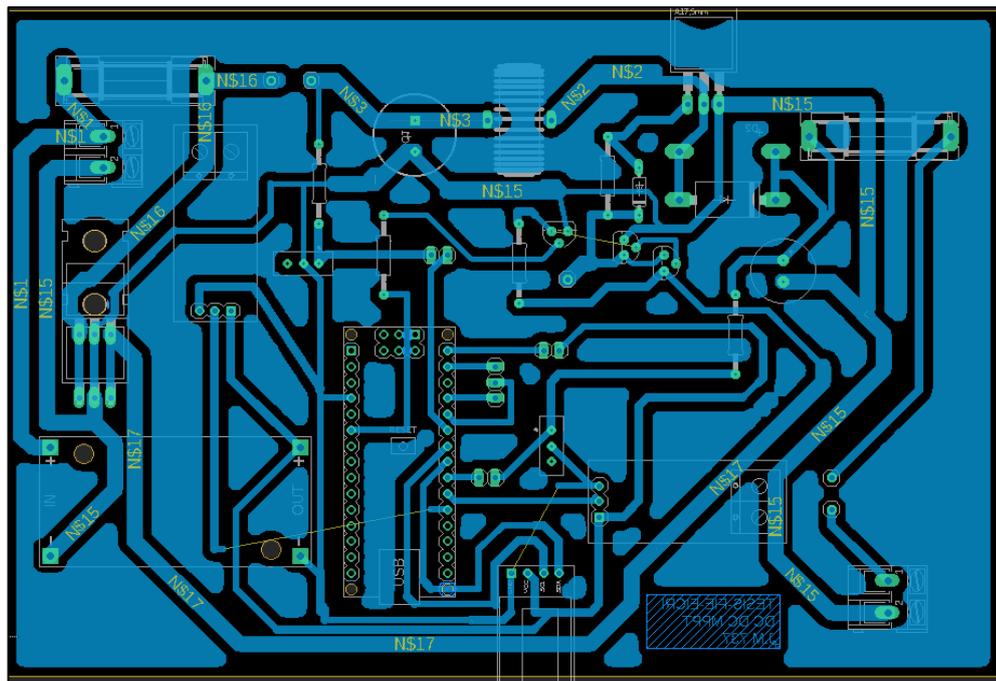
## 2.5 Implementación del sistema MPPT.

Para el desarrollo de la implementación se diseñó el esquemático y la PCB en el programa Eagle.



**Figura 12-2.** Esquema del circuito del sistema MPPT.

Realizado por: Mantuano Johan,2020.



**Figura 13-2.** PCB del sistema MPPT.

Realizado por: Mantuano Johan,2020.

Una vez realizado el diseño del esquemático y la PCB como se muestran en las figuras 12-2 y 13-2, se procedió a transferir el diseño de la PCB en una baquelita para después soldar cada uno de los elementos de nuestro sistema MPPT.



**Figura 14-2.** Sistema MPPT implementado.

**Realizado por:** Mantuano Johan,2020.

## **2.6 Selección y simulación de los algoritmos MPPT más relevantes y populares en la literatura.**

Las técnicas de escalada son los métodos MPPT más populares debido a su facilidad de implementación y buen rendimiento, tales métodos son el *Algoritmo Perturbar y Observar* y el *Algoritmo de Conductancia Incremental*. Las ventajas de ambos métodos son la simplicidad y el requisito de un bajo poder computacional. Los inconvenientes son: las oscilaciones que ocurren alrededor del MPP y la pérdida del mismo, teniendo después como consecuencia un seguimiento erróneo del MPP o en la dirección incorrecta, esto cuando se tiene condiciones atmosféricas rápidamente cambiantes, pero aun así estos inconvenientes suelen ser resueltos por medio de programación, porque estos métodos suelen ser la base de nuevos algoritmos en los cuales se corrigen errores y se mejora la estructura de estos.

En la página de la IEEE existen un aproximado de 170000 papers que involucran la utilización y el estudio de el algoritmo P&O, en el caso de el algoritmo de conductancia incremental existe acerca de 1160000 trabajos en los que se involucra o se estudia este algoritmo. En las tablas 3-2 y 4-2 se puede apreciar algunas de las características que ofrecen algunos algoritmos revisados en el capítulo uno de esta investigación.

**Tabla 3-2:** Características de algunos algoritmos o técnicas MPPT.

<b>TECNICAS MPPT</b>	<b>¿DEPENDENCIA DE LA MATRIZ FOTOVOLTAICA?</b>	<b>¿MPPT EXACTO?</b>	<b>¿ANALOGICO O DIGITAL?</b>
<b>P&amp;O</b>	No	Si	Ambos
<b>CONDUCTANCIA INCREMENTAL</b>	No	Si	Digital
<b>VOLTAJE DE CIRCUITO ABIERTO FRACCIONAL</b>	Si	No	Ambos
<b>CORRIENTE DE CORTO CIRCUITO FRACCIONAL</b>	Si	No	Ambos
<b>CONTROL DE LOGICA DIFUSA</b>	Si	Si	Digital
<b>REDES NEURONALES</b>	Si	Si	Digital
<b>RCC</b>	No	Si	Analógico
<b>BARRIDO DE CORRIENTE</b>	Si	Si	Digital
<b>CONTROL DE CAÍDA DE CONDENSADORES DE ENLACE DE CC</b>	No	No	Ambos
<b>MAXIMIZACION DE LA CARGA I O V</b>	No	No	Analógico
<b>CONTROL DE RETROALIMENTACIÓN DP/DV O DP/DI</b>	No	Si	Digital
<b>RECONFIGURACION DE LA MATRIZ</b>	Si	No	Digital
<b>CONTROL DE CORRIENTE LINEAL</b>	Si	No	Digital
<b>IMPP y VMPP COMPUTACIONAL</b>	Si	Si	Digital
<b>MPPT BASADO EN EL ESTADO</b>	Si	Si	Ambos
<b>OCC MPPT</b>	Si	No	Ambos
<b>BFV</b>	Si	No	Ambos
<b>LCRM</b>	Si	No	Digital
<b>CONTROL DESLIZANTE</b>	No	Si	Digital

Fuente: Sumathi, Ashok Kumar y Surekha 2015.

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.

**Tabla 4-2:** Nivel de dificultad de implementación y parámetros de sensado de algunos métodos MPPT

<b>TECNICAS MPPT</b>	<b>COMPLEJIDAD DE IMPLEMENTACION</b>	<b>PARAMETROS DE SENSADO</b>
<b>P&amp;O</b>	Baja	Voltaje, corriente
<b>CONDUCTANCIA INCREMENTAL</b>	Media	Voltaje, corriente
<b>VOLTAJE DE CIRCUITO ABIERTO FRACCIONAL</b>	Baja	Voltaje

<b>CORRIENTE DE CORTO CIRCUITO FRACCIONAL</b>	Media	Corriente
<b>CONTROL DE LOGICA DIFUSA</b>	Alta	Varios
<b>REDES NEURONALES</b>	Alta	Varios
<b>RCC</b>	Baja	Voltaje, corriente
<b>BARRIDO DE CORRIENTE</b>	Alta	Voltaje, corriente
<b>CONTROL DE CAÍDA DE CONDENSADORES DE ENLACE DE CC</b>	Baja	Voltaje
<b>MAXIMIZACION DE LA CARGA I O V</b>	Baja	Voltaje, corriente
<b>CONTROL DE RETROALIMENTACIÓN DP/DV O DP/DI</b>	Media	Voltaje, corriente
<b>RECONFIGURACION DE LA MATRIZ</b>	Alta	Voltaje, Corriente
<b>CONTROL DE CORRIENTE LINEAL</b>	Media	Irradiancia
<b>IMPP y VMPP COMPUTACIONAL</b>	Media	Irradiancia y temperatura
<b>MPPT BASADO EN EL ESTADO</b>	Alta	Voltaje, corriente
<b>OCC MPPT</b>	Media	Corriente
<b>BFV</b>	Baja	Ninguno
<b>LCRM</b>	Alta	Voltaje, corriente
<b>CONTROL DESLIZANTE</b>	Media	Voltaje, Corriente

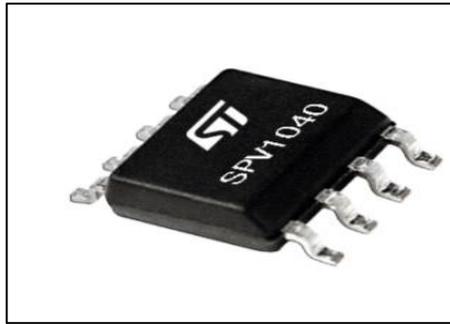
Fuente: Sumathi, Ashok Kumar y Surekha 2015.

Realizado por: Mantuano Johan,2020.

Como se puede observar en la tablas 3-2 y 4-2, los métodos P&O y de Conductancia Incremental son los que encabezan la lista, y esto es debido a su fácil implementación poco costo computacional y sobre todo la implementación de los mismos no requiere mucha electrónica o electrónica costosa.

Otro fuerte de los algoritmos seleccionados es que no son dependientes de las características del módulo fotovoltaico y también no requieren de mediciones de irradiancia. Cabe mencionar que la medición de irradiancia es un gran problema en aplicaciones fotovoltaicas porque el dispositivo denominado piranómetro que es el que mide esta variable es muy caro y aun no existen otras maneras o sistemas más baratos para la medición de este parámetro.

El algoritmo Perturbar y Observar es incluso utilizado por grandes empresas para la realización de dispositivos para carga solar. Un ejemplo es ST Microelectronics el cual ha desarrollado un convertidor que utiliza este tipo de algoritmo, dicho convertidor es el SPV1040 (spv1040,2020) .

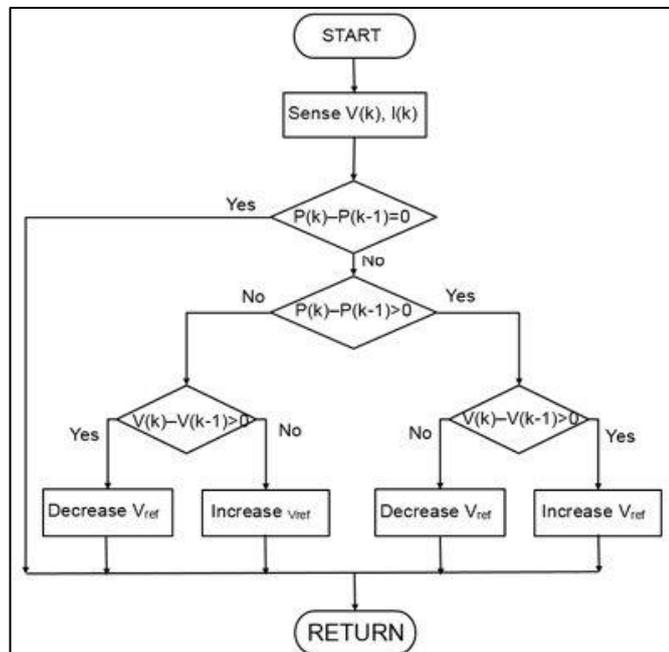


**Figura 15-2.** Convertidor Dc-Dc monolítico SPV1040.

Realizado por: spv1040,2020

### 2.6.1 Simulación del algoritmo P&O.

La implementación del algoritmo P&O se lleva a cabo siguiendo el diagrama de flujos que se mencionó en la sección 1.4.1.1, y el mismo se vuelve a representar en la figura 16-2.



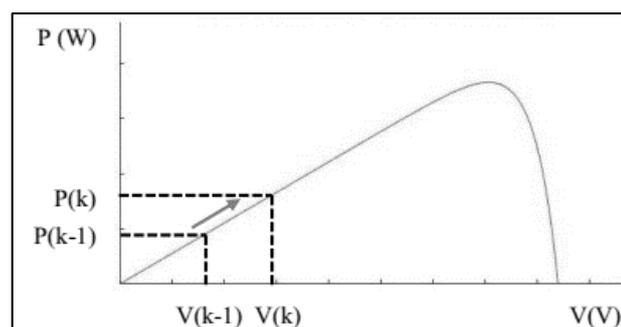
**Figura 16-2.** Diagrama de flujo del algoritmo P&O

Fuente: Algoritmo MPPT - MATLAB & Simulink,2018.

Como se puede observar el algoritmo consta de 5 casos en función del incremento de potencia ( $\Delta P = P(k) - P(k - 1)$ ) y tensión ( $\Delta V = V(k) - V(k - 1)$ ). Cabe mencionar que tanto con el algoritmo P&O y CI se puede trabajar de dos maneras, la cuales son: incrementando o decrementando un voltaje de referencia e incrementando y decrementando un valor de ciclo de

trabajo de una señal PWM. Se menciona esto porque existen diagramas de flujo que ubican que van a incrementar y decrementar el valor de una señal de ciclo de trabajo, mientras tanto existen otros investigadores o autores que en sus diagramas de flujo ubican que van a variar o perturbar un voltaje de referencia, siendo esto causa de confusión en el lector. Aunque en la práctica, si se trabaja con un voltaje de referencia, este debe ser convertido a un valor que tenga que ver con la variación del ciclo de trabajo de una señal PWM.

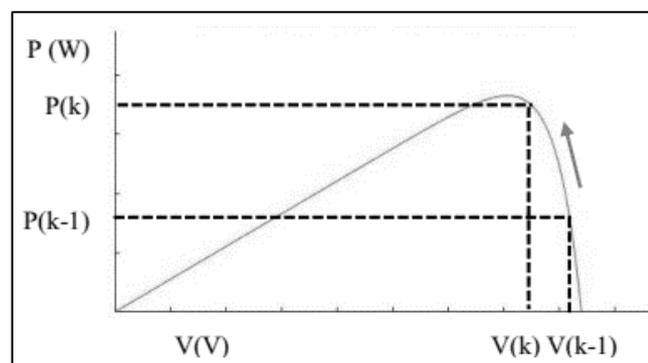
- Caso 1:  $\Delta P > 0 \Delta V > 0$ . Tal como se observa en la figura 17-2, el ciclo de trabajo debe disminuir con el fin de aumentar el voltaje de salida del módulo fotovoltaico y conseguir llegar al MPP.



**Figura 17-2.** Caso 1 del algoritmo P&O.

**Fuente:** Lucía González, 2018, p. 76.

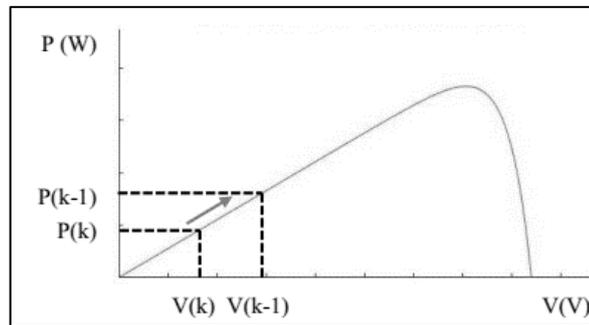
- Caso 2:  $\Delta P > 0 \Delta V < 0$ . Para este caso representado en la figura 18-2, se debe incrementar el ciclo de trabajo del convertidor con el fin de disminuir la tensión de salida del panel FV y conseguir así llegar al MPP.



**Figura 18-2.** Caso 2 del algoritmo P&O.

**Fuente:** Lucía González, 2018, p. 76.

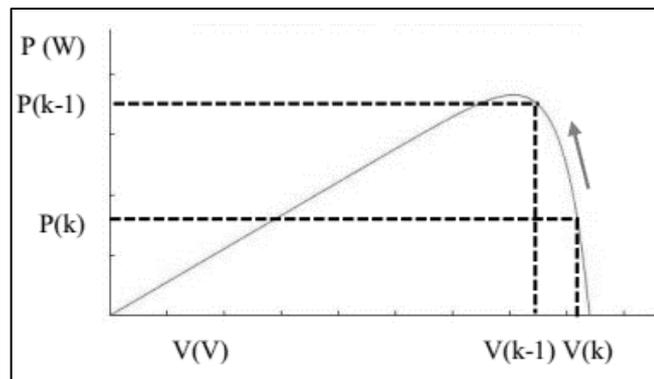
- Caso 3:  $\Delta P < 0$   $\Delta V < 0$  . Como se observa en la figura 19-2, en este caso el ciclo de trabajo debe de decrementarse con el objetivo de aumentar el voltaje de salida del panel y conseguir así llegar al MPP.



**Figura 19-2.** Caso 3 del algoritmo P&O.

Fuente: Lucía González, 2018, p. 77.

- Caso 4:  $\Delta P < 0$   $\Delta V > 0$  . Como se puede observar en la figura 20-2, el ciclo de trabajo debe incrementarse con el afán de disminuir la tensión para llegar al MPP.



**Figura 20-2.** Caso 4 del algoritmo P&O.

Fuente: Lucía González, 2018 , p.78.

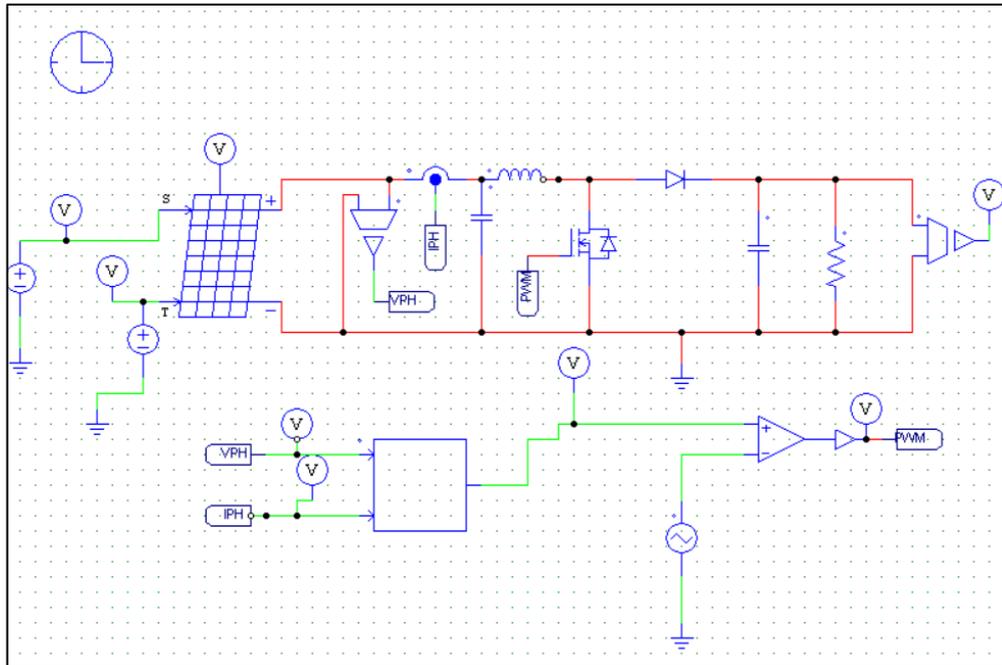
- Caso 5:  $\Delta P = 0$  . El algoritmo se encuentra en el punto de máxima potencia no hay necesidad de variar el ciclo de trabajo (Lucía Leticia González Sobrino 2018, p. 77) .

Una vez analizado cada uno de los casos en los que trabaja el algoritmo se procede a simularlo, con condiciones ideales de  $1000\text{w/m}^2$  y  $25^\circ\text{C}$ .

Para la realización de la simulación del sistema MPPT junto con la programación de los algoritmos que se están estudiando, analizando y desarrollando, se optó por utilizar el simulador

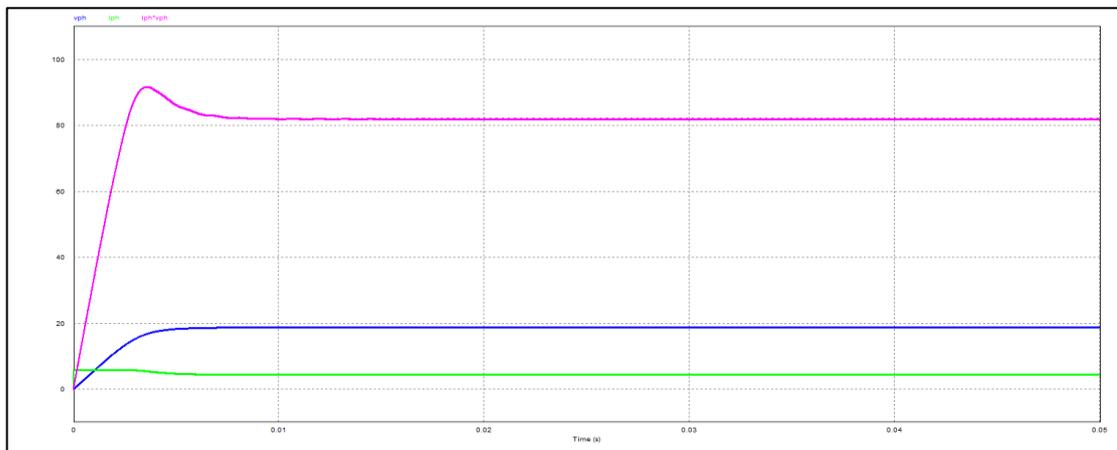
Power Sim (PSIM), por la facilidad que nos ofrece al simular circuitos de electrónica de potencia y sistemas que trabajen con energías renovables del tipo fotovoltaica y eólica.

Para simular el sistema MPPT bajo el control del método P&O, primero se introdujo las características de la tabla 1-2 del módulo fotovoltaico Greystone en el panel del simulador PSIM. En la figura 21-2 se puede observar el sistema MPPT conectado a un bloque de programación en el cual estará el algoritmo de control P&O.



**Figura 21-2.** Sistema MPPT controlado por el algoritmo P&O.

Realizado por: Mantuano Johan ,2020



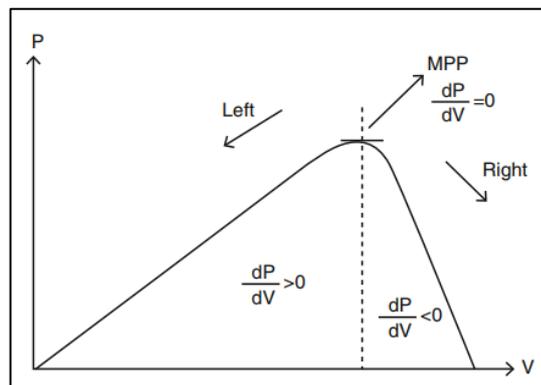
**Figura 22-2.** Graficas de la potencia( $iph*vph$ ), voltaje( $vph$ ) y corriente( $iph$ ) provenientes del panel.

Realizado por: Mantuano Johan ,2020

Como se puede observar en la figura 22-2, el algoritmo funciona ya que los valores de potencia, voltaje y corriente se encuentran cerca a los valores máximos ofrecidos por el panel. Cabe mencionar que en esta sección solo se constatará el funcionamiento de los algoritmos; las pruebas y el análisis de los mismos son parte del tercer capítulo de este trabajo.

### 2.6.2 Simulación del algoritmo de Conductancia incremental.

Para el desarrollo de la simulación de este método de la misma manera que del método P&O vamos a analizar las diferentes etapas o casos de cómo está estructurado el algoritmo, basándonos en el diagrama de flujo del mismo algoritmo. Sin embargo se debe tener primero presente los siguientes parámetros en base a la conductancia detallados en la figura 23-2:



**Figura 23-2.** Idea básica del método de conductancia incremental.

Realizado por: Mantuano Johan ,2020

La figura muestra que la pendiente de la curva de potencia de la matriz P-V es cero en el MPP, aumentando a la izquierda del MPP y disminuyendo en el lado derecho del MPP. Las ecuaciones básicas que representan todo lo antes mencionado de este método son las siguientes.

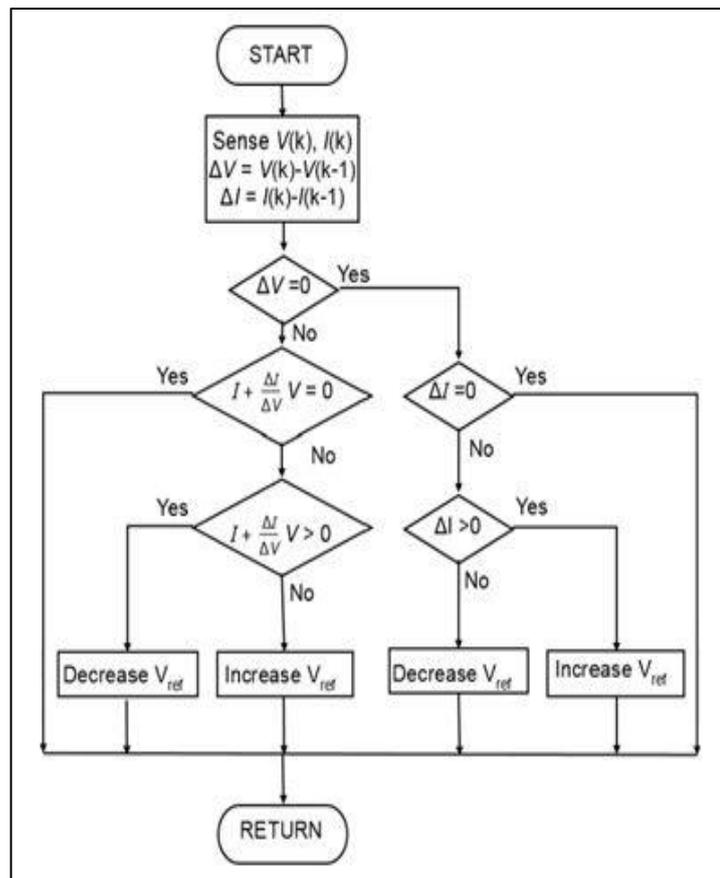
$$P = V * I \quad (70)$$

$$\frac{dP}{dV} = \frac{[d(V * I)]}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (71)$$

- $\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V}$  En MPP
- $\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V}$  izquierda del MPP

- $\frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V}$  derecha del MPP

Donde I y V son la corriente y el voltaje de salida de la matriz P-V, respectivamente. El lado izquierdo de las ecuaciones representa la conductancia incremental del módulo P-V y el lado derecho representa la conductancia instantánea. Cuando la relación de cambio en la conductancia de salida es igual a la conductancia de salida negativa, la matriz solar funcionará en el punto de máxima potencia.

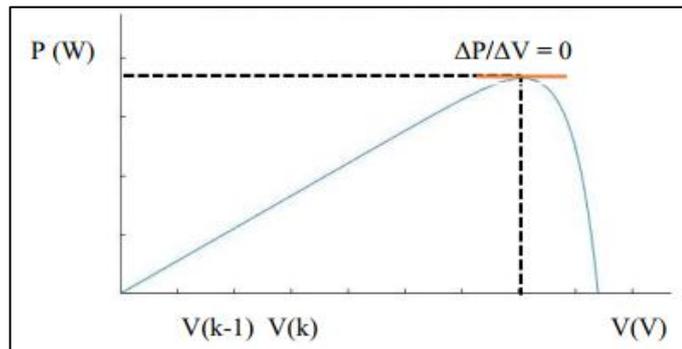


**Figura 24-2.** Diagrama de flujo del algoritmo CI.

Fuente: Algoritmo MPPT - MATLAB & Simulink, 2018

En la figura 24-2 se puede ver que el algoritmo trabaja con 6 casos, los cuales se detallarán de la siguiente manera:

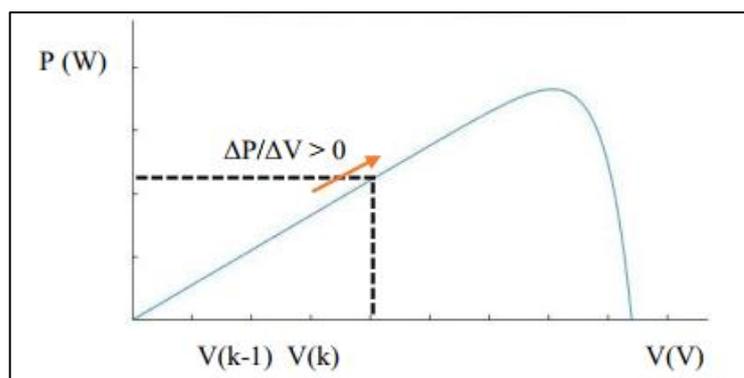
- Caso 1:  $\Delta V \neq 0$ ,  $\Delta I/\Delta V = -I/V$ . El algoritmo encontró el punto de máxima potencia y, por lo tanto, no debe variar el ciclo de trabajo según como se trabaje el algoritmo.
- Caso 2:  $\Delta I = 0$ ,  $\Delta V = 0$ . Para este caso tampoco es necesario variar el ciclo de trabajo, porque tanto el incremento de voltaje como de corriente son nulos y, por lo tanto, se debe de mantener la tensión de entrada al mismo valor. Tanto este caso como el anterior son representados en el figura 25-2.



**Figura 25-2.** Algoritmo CI cuando se encuentra en el MPP.

Fuente: Lucía González, 2018, p. 82.

- Caso 3:  $\Delta V = 0, \Delta I > 0$ . En caso de que el incremento de voltaje sea nulo, pero exista un aumento de corriente, el punto debe de ser desplazado hacia la derecha, con la finalidad de aumentar la tensión de entrada.
- Caso 4:  $\Delta V \neq 0, \Delta I/\Delta V > -I/V$ . Cuando se produce un aumento de tensión, y el aumento de conductancia es superior que la instantánea, se debe de disminuir el ciclo de trabajo con la finalidad de aumentar el voltaje del panel FV como se muestra en la figura 26-2.

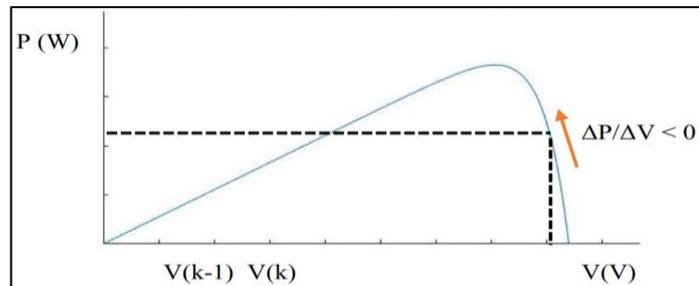


**Figura 26-2.** Algoritmo CI cuando se debe aumentar el voltaje fotovoltaico.

Fuente: Lucía González, 2018, p. 83.

- Caso 5:  $\Delta V \neq 0, \Delta I/\Delta V < -I/V$ . En caso de que el aumento de voltaje no sea nulo, y que además el incremento de conductancia sea inferior a la instantánea, el control debe de disminuir el voltaje en bornes de la placa solar
- Caso 6:  $\Delta V \neq 0, \Delta I < 0$ . Cuando el incremento de voltaje sea nulo, pero exista una disminución de corriente, el punto debe de ser desplazado hacia la izquierda, con la

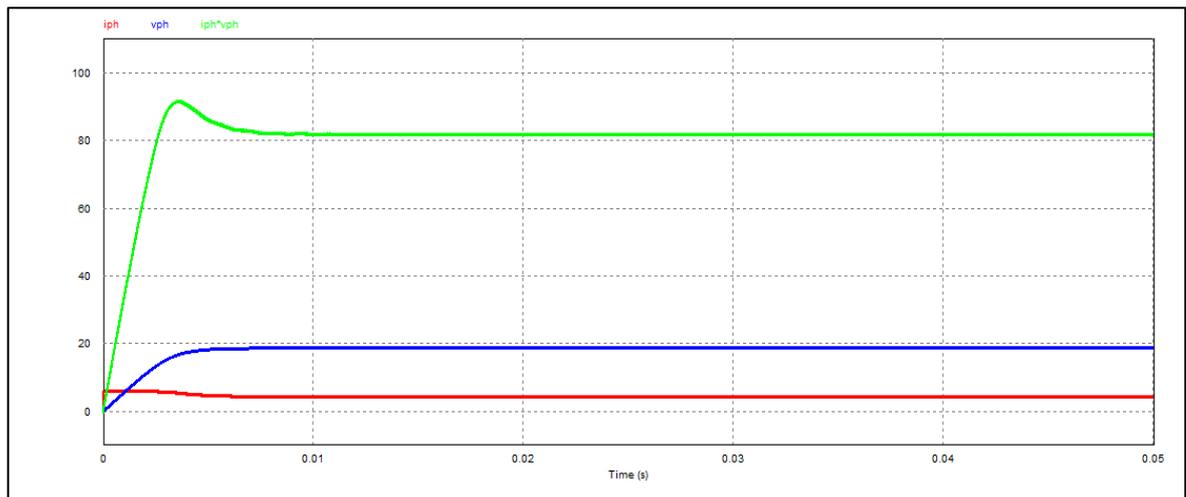
finalidad de reducir el voltaje fotovoltaico. Este caso junto con el caso 5 son representados en la figura 27-2.



**Figura 27-2.** Algoritmo CI cuando debe disminuirse el voltaje fotovoltaico.

**Fuente:** Lucía González , 2018, p. 83.

Una vez analizado cómo funciona el algoritmo de conductancia incremental, se procede a realizar la implementación del algoritmo en la simulación, siendo las condiciones de simulación las mismas en que se simuló el algoritmo P&O.



**Figura 28-2.** Gráficas de potencia( $iph \cdot vph$ ), voltaje( $vph$ ) y corriente( $iph$ ) provenientes del panel cuando se trabaja bajo el control del algoritmo CI.

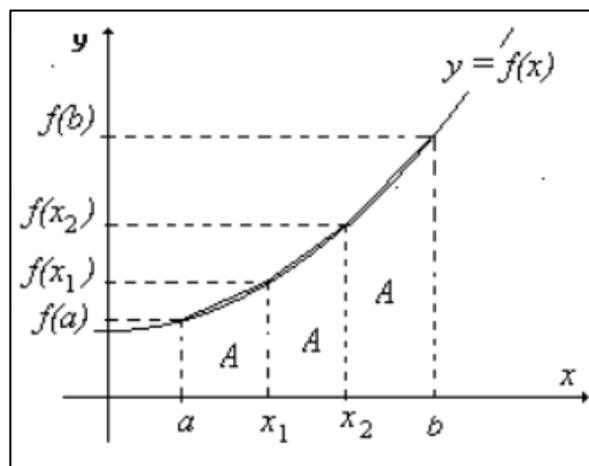
**Realizado por:** Mantuano Johan ,2020.

Como se puede observar en la figura 28-2, el algoritmo funciona debido a que los valores obtenidos son cercanos a los valores máximos de voltaje y corriente ofrecidos por el módulo fotovoltaico, eso quiere decir que el algoritmo si está tratando de extraer la máxima potencia del módulo fotovoltaico.

## 2.7 Desarrollo y simulación del nuevo algoritmo.

Para el desarrollo del nuevo algoritmo, se ha trabajado en base a áreas trapezoidales, como se lo hace en el método del trapecio para calcular aproximaciones numéricas de integrales definidas (Chapra y Canale, 2007, p.621), con la diferencia en que no se realizan sumas sucesivas de las áreas en cada tramo sino que se compara el área actual con el área anterior y en base a esto se aumenta o disminuye el voltaje de referencia o se aumenta o disminuye el ciclo útil del convertidor dc/dc .

En la figura 29-2 se puede apreciar cómo se secciona el área bajo la curva para formar pequeños trapecios y la ecuación 72 muestra la expresión que se usa para calcular aproximaciones numéricas de integrales definidas.

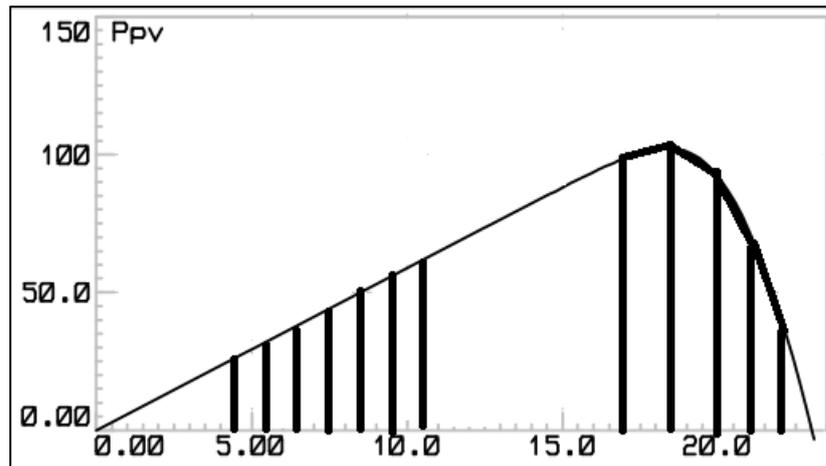


**Figura 29-2.** Esquema de cómo funciona el método del trapecio.

Realizado por: Mantuano Johan ,2020.

$$\int_a^b f(x)dx \approx \frac{x_1 - a}{2} [f(a) + f(x_1)] + \frac{x_2 - x_1}{2} [f(x_1) + f(x_2)] + \frac{b - x_2}{2} [f(x_2) + f(b)] \quad (72)$$

Como se mencionó anteriormente se ha usado el método del trapecio pero con la variación de que no se suman las áreas de manera sucesiva sino que se comparan áreas.



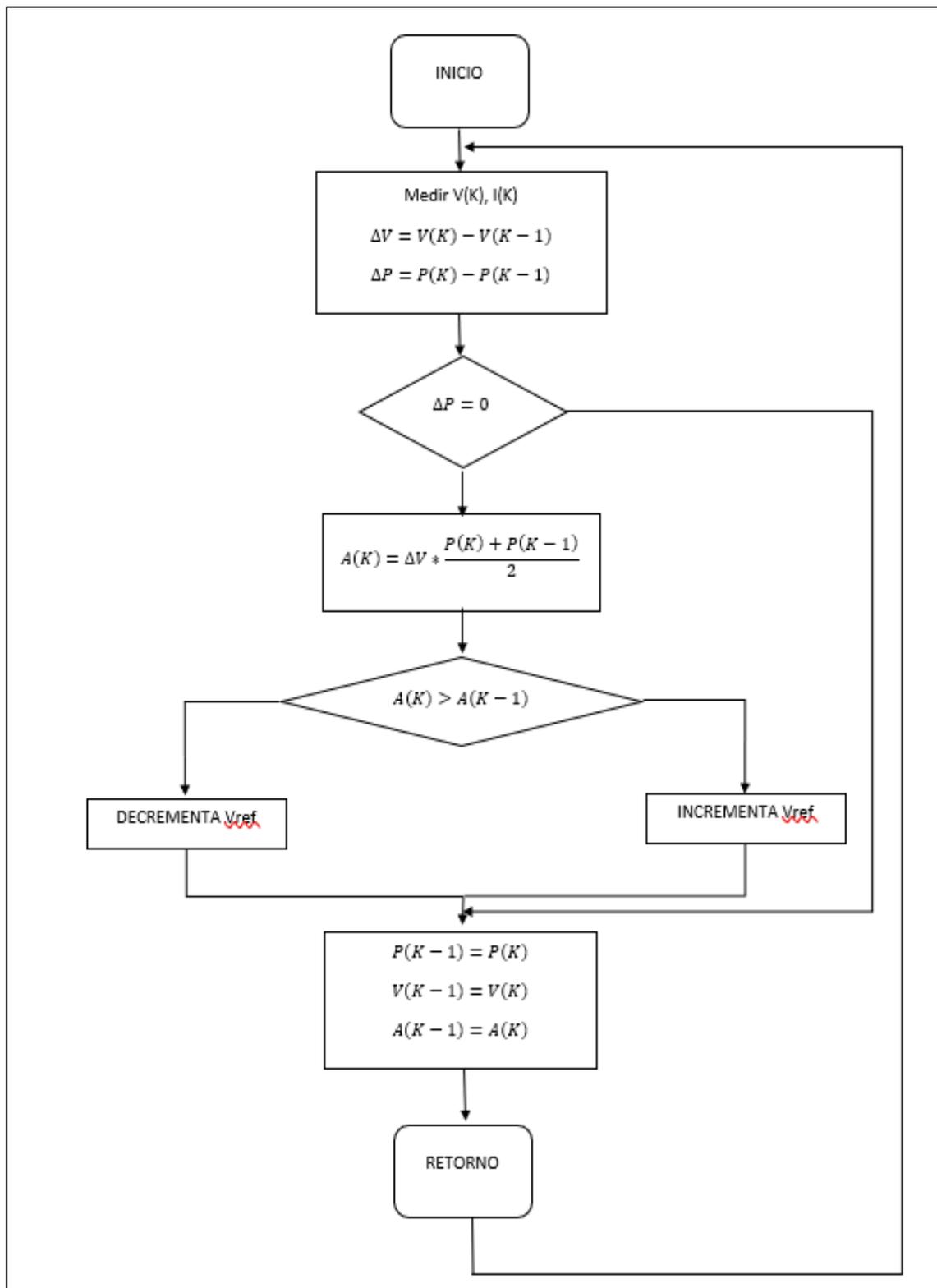
**Figura 30-2.** Curva características Potencia vs voltaje dividida en pequeñas áreas.

**Realizado por:** Mantuano Johan ,2020.

Para trabajar en el desarrollo de este método se ha tomado como referencia el algoritmo perturbar y observar. La mayoría de algoritmos MPP se basan en los diferentes casos que se puede tener en la curva característica descrita en la figura 30-2, de tal manera que resulta un poco difícil la implementación de algunos algoritmos, puesto que se trata voltaje ,potencia y corriente en cada uno de los casos, un ejemplo es el algoritmo perturbar y observar ,el cual es un poco extenso por que trabaja con cinco casos en los que uno se puede topar al variar el ciclo de trabajo del convertidor, esto con el fin de trabajar con la máxima potencia del módulo fotovoltaico.

La finalidad del algoritmo de áreas trapezoidales es reflejar la variación tanto de potencia como de voltaje en el valor de un área, de tal manera que si el área actual es mayor al área anterior se debería seguir variando en la misma dirección el ciclo útil y si fuera lo contrario el ciclo útil se debería variar en la dirección contraria.

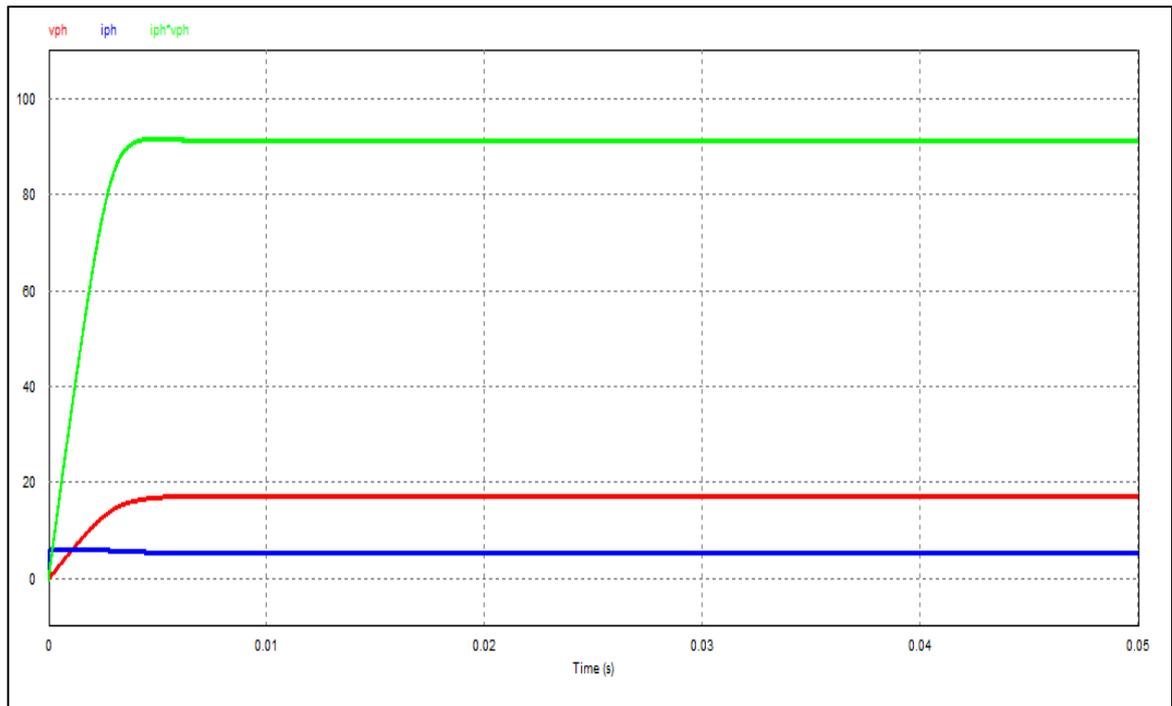
En la fig.31-2 se encuentra un diagrama de flujo donde se puede apreciar la estructura del algoritmo.



**Figura 31-2.** Algoritmo de áreas trapezoidales.

**Realizado por:** Mantuano Johan ,2020

Una vez desarrollo el algoritmo y visualizado la estructurado del mismo se procede a simularlo con las mismas condiciones en que se simulo el algoritmo P&O y CI.



**Figura 32-2.** Graficas de potencia( $iph*vph$ ), voltaje( $vph$ ) y corriente( $iph$ ) provenientes del panel cuando se trabaja bajo el control del algoritmo de areas trapezoidales.

**Realizado por:** Mantuano Johan ,2020.

En la figura 32-2 se puede observar que el comportamiento del algoritmo de áreas trapezoidales es similar al del algoritmo P&O y CI debido a que busca la máxima potencia del panel fotovoltaico.

En el siguiente capítulo de este trabajo se mostrará cada una las pruebas a las que fueron sometidas los algoritmos descritos anteriormente, con el fin de visualizar en qué casos los algoritmos son eficientes y deficientes.

## CAPITULO 3

### 3 MARCO DE RESULTADOS Y DISCUSION.

#### 3.1 Introducción.

En esta sección se va a analizar los resultados obtenidos al someter a diferentes pruebas el algoritmo desarrollado junto con los dos algoritmos analizados en el capítulo dos, siendo estos el algoritmo P&O y CI. Cada una de las pruebas en las que se sometieron los métodos MPPT fueron bajo simulación y otras en la implementación. El motivo de poner bajo prueba el algoritmo desarrollado junto con otros dos algoritmos, es para verificar por medio de comparaciones cuales son los pro y contras de cada uno de ellos bajo los diferentes escenarios o pruebas a los que fueron sometidos.

#### 3.2 Parámetros de simulación.

El análisis de los tres algoritmos se lo realizo en régimen estacionario y régimen dinámico, por consiguiente, se establecieron parámetros para la simulación en ambos casos. Para el caso de las simulaciones en régimen estático se establecieron los parámetros que se muestran en la tabla 1-3.

**Tabla 1-3:** Parámetros con los que se desarrolló la simulación en régimen estacionario.

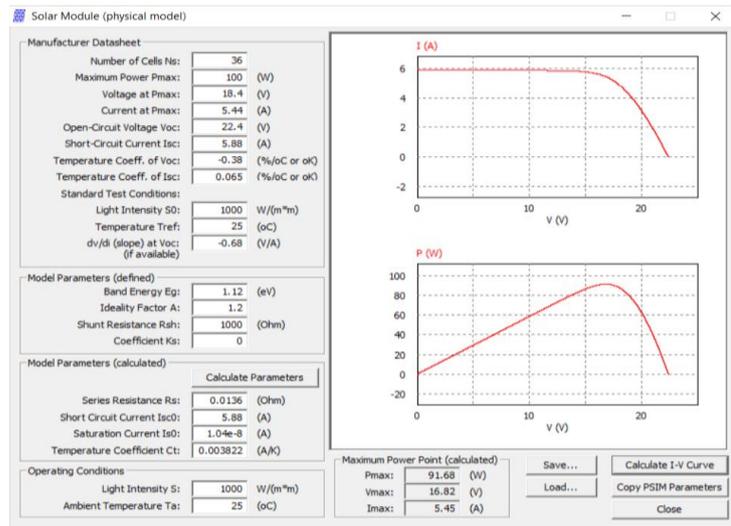
PARAMETROS	CARACTERISTICAS
Tiempo de simulación	2s
Irradiancia	1000 w/m <sup>2</sup>
Temperatura	25°C
Incremento de la señal de control del convertidor	1
Tipo de convertidor DC-DC	Elevador o Boost

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.

En el caso de la simulación en régimen dinámico, se tienen dos casos como son: perturbación de irradiancia y perturbación de temperatura. Cabe mencionar que en ambos casos se usaron señales del tipo escalón.

Antes de proceder a realizar las simulaciones es necesario caracterizar el módulo fotovoltaico, esto bajo los diferentes escenarios de irradiancia y temperatura en los que se desea realizar la simulación. Para la realización de dicha caracterización se ha utilizado directamente el software

PSIM, porque el mismo posee un módulo solar que puede ser configurado teniendo en cuenta las variables de irradiancia y temperatura, esto se puede observar en la figura 1-3.



**Figura 1-3.** Caracterización del panel dentro del software.

**Realizado por:** Mantuano Johan, 2020.

En la parte de condiciones de operación de la figura 1-3 se ira variando la irradiancia y temperatura para calcular los valores teóricos de potencia, voltaje y corriente en el MPP. La tabla 2-3 muestra los valores obtenidos para ciertos valores de irradiancia y temperatura.

**Tabla 2-3:** Valores teóricos del módulo fotovoltaico bajo ciertos valores de temperatura e irradiancia.

IRRADIANCIA(W/m <sup>2</sup> )	TEMPERATURA (°C)	V <sub>MPP</sub> (V)	I <sub>MPP</sub> (A)	P <sub>MPP</sub> (W)
1000	25	16,82	5,45	91,68
1000	45	15,40	5,42	83,49
200	25	17,00	1,10	18,72
200	45	15,46	1,13	17,50

**Realizado por:** Mantuano Johan, 2020.

Los valores de la tabla 2-3 son los valores a los que se quiere llegar o acercarse por medio de la aplicación de los algoritmos MPPT. Los valores de irradiancia y temperatura que se usaron en la tabla anterior serán los que se usarán en las perturbaciones en régimen dinámico.

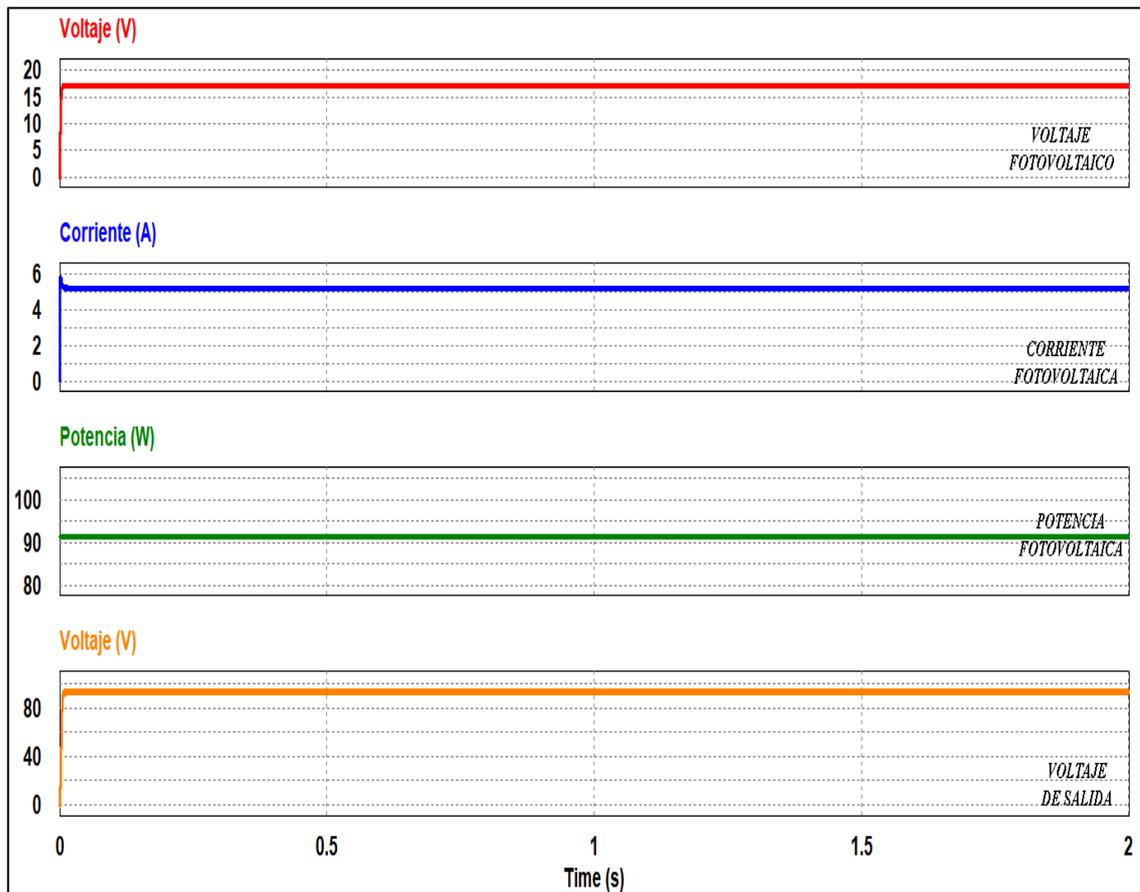
Para calcular la eficiencia del algoritmo se utilizará la siguiente fórmula:

$$n_{mpp} = \frac{P_{MPPobtenida}}{P_{MPPteorica}} * 100 \quad (73)$$

Donde la  $P_{MPPobtenida}$  es la potencia que se obtuvo por medio de la aplicación del algoritmo MPP y la  $P_{MPPteorica}$  es la potencia máxima que se obtuvo en la caracterización del panel dentro del programa de simulación. Una vez definidos todos estos parámetros para las simulaciones y pruebas se procedieron a realizar las mismas.

### 3.3 Simulación del algoritmo perturbar y observar

#### 3.3.1 Simulación en régimen estático



**Figura 2-3.** Resultado obtenidos del método P&O bajo los efectos de la irradiancia constante de  $1000\text{w/m}^2$ .

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.

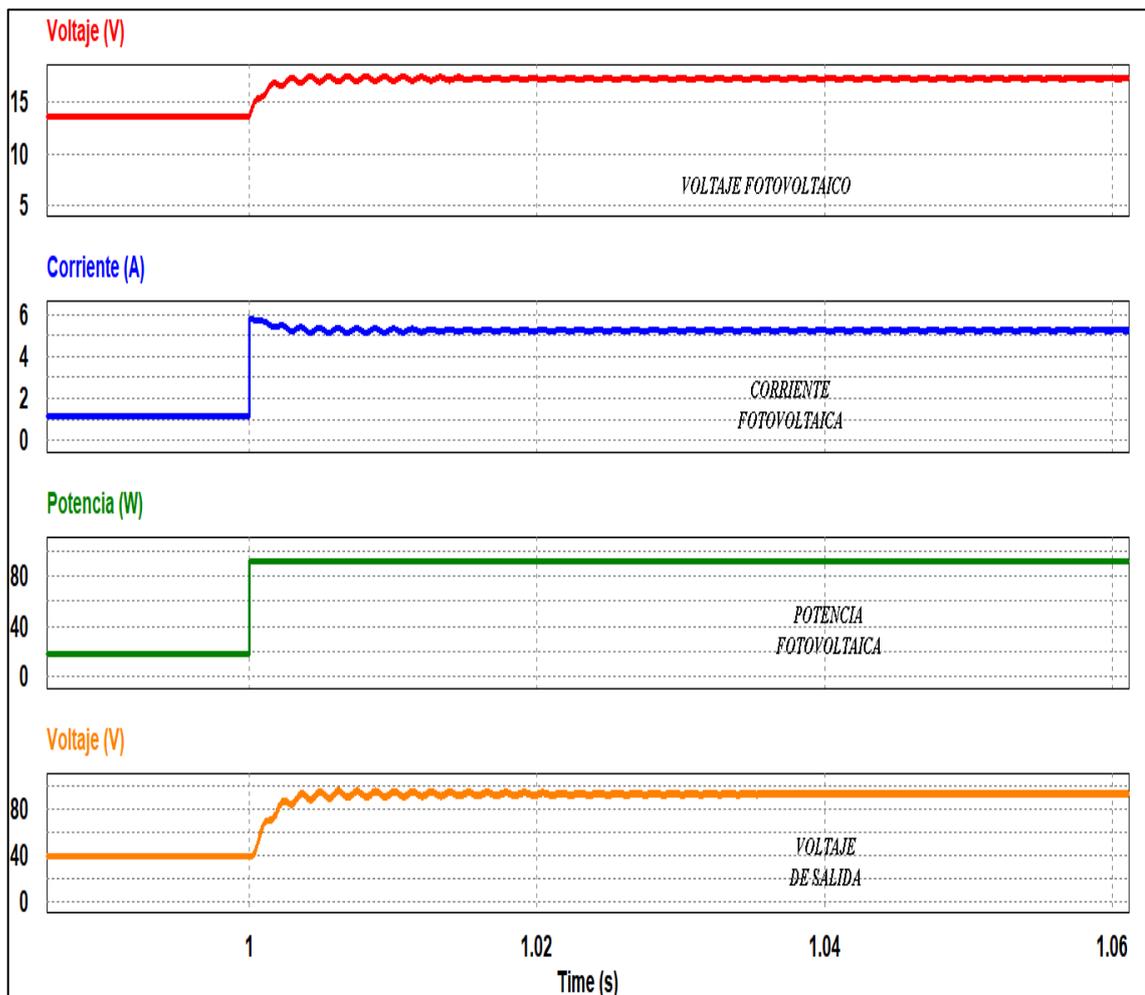
**Tabla 3-3:** Valores obtenidos de la simulación del algoritmo P&O en régimen estático.

	Valores promedio	Valores máximos (RMS)	Porcentaje de oscilación (ripple)
Voltaje fotovoltaico (V)	17,27	17,27	0
Corriente fotovoltaica (A)	5,27	5,27	0
Potencia fotovoltaica (W)	91,18	91,19	0,0110
Voltaje de salida (V)	93,68	93,71	0,0320

Como se puede observar en la figura 2-3, el comportamiento del algoritmo en régimen estático tiene pequeñas oscilaciones, pero aun así se logra estar cerca del MPP y esto se puede comprobar por medio de los valores obtenidos en la simulación y que se encuentran en la tabla 3-3. Si medimos la eficiencia del algoritmo en condiciones estáticas por medio de la ecuación 73 vamos a tener una eficiencia del 99,45%, que relativamente es bueno puesto que nos acercamos al MPPT teórico.

### 3.3.2 Simulación en régimen dinámico.

#### 3.3.2.1 Perturbación en la irradiancia y valor de temperatura fijo (25°C)



**Figura 3-3.** Resultado obtenidos del método P&O bajo los efectos de irradiancia variable de  $200\text{w}/\text{m}^2$  a  $1000\text{w}/\text{m}^2$ .

**Tabla 4-3:** Valores obtenidos de la simulación del algoritmo P&O en el transitorio cuando se perturbar la irradiancia.

	Valores promedio	Valores máximos (RMS)	Porcentaje de oscilación (ripple)
Voltaje fotovoltaico (V)	17,27	17,35	0,46
Corriente fotovoltaica (A)	3,15	3,54	12,38
Potencia fotovoltaica (W)	57,01	65,31	14,56
Voltaje de salida (V)	69,43	73,27	5,53

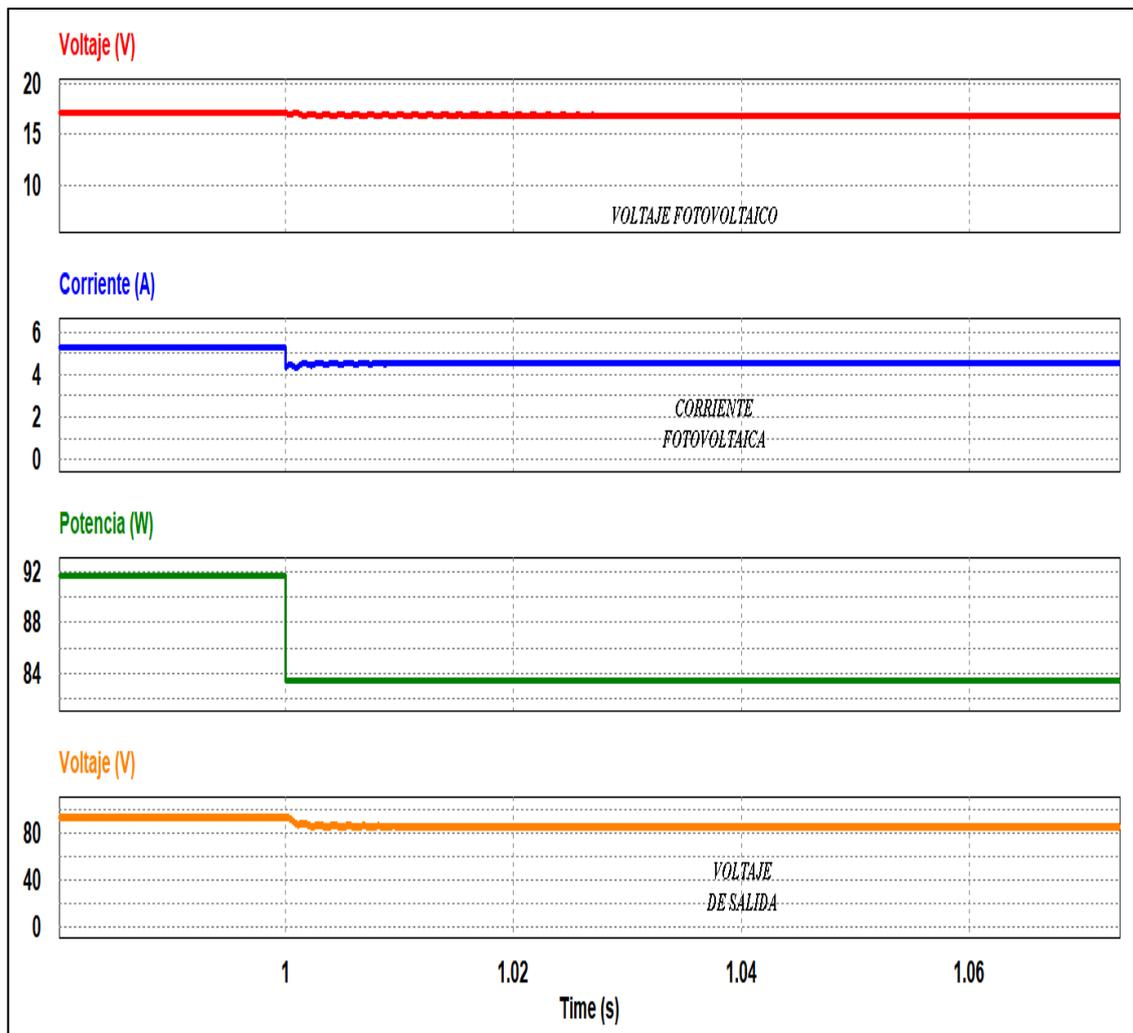
Realizado por: Mantuano Johan, 2020

Como se puede observar en la figura 3-3 al variar la irradiancia de un valor de  $200\text{w/m}^2$  a  $1000\text{w/m}^2$  en el transitorio se produjeron oscilaciones tanto en voltaje como corriente, causando así pérdidas de potencia. La potencia promedio en el transitorio fue de  $57,01\text{w}$  como se puede observar en la tabla 4-3, esto durante un tiempo de  $0,03\text{s}$  que duro el sistema en estabilizarse en el valor de irradiancia de  $1000\text{w/m}^2$ , de ahí la potencia volvió a ser de  $91,18\text{w}$  como se obtuvo en régimen estacionario.

En la literatura se ha dicho muchas veces que este algoritmo suele ser un poco inestable con respecto a cambios rápidos en las condiciones de irradiancia. Esta inestabilidad se puede ver reflejada también en los valores de oscilación o ripple que se encuentran en la tabla 4-3, y ahí se puede observar que los valores de oscilación en cuanto a corriente son muy altas, debido a que la irradiancia afecta directamente en el valor de esta.

### 3.3.2.2 Perturbación en la temperatura y valor de irradiancia fija ( $1000\text{ w/m}^2$ ).

Como se puede observar en la figura 4-3, la variación de la temperatura no afecta demasiado a diferencia del caso donde se varió la irradiancia, pero aquí existe un comportamiento peculiar puesto que al encontrarnos en un valor elevado de  $45^\circ\text{C}$  el valor del voltaje y la corriente se comienzan a ver afectados y tienden a decaer un poco, pero con respecto a las oscilaciones son mínimas a diferencia del caso anterior. Como se puede observar en la tabla 5-3 la potencia promedio es de  $69,12\text{W}$  siendo esta mayor a la potencia extraída en el transitorio cuando se perturbo la irradiancia.



**Figura 4-3.** Resultado obtenidos del método P&O bajo los efectos de temperatura variable de 25°C a 45°C.

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.

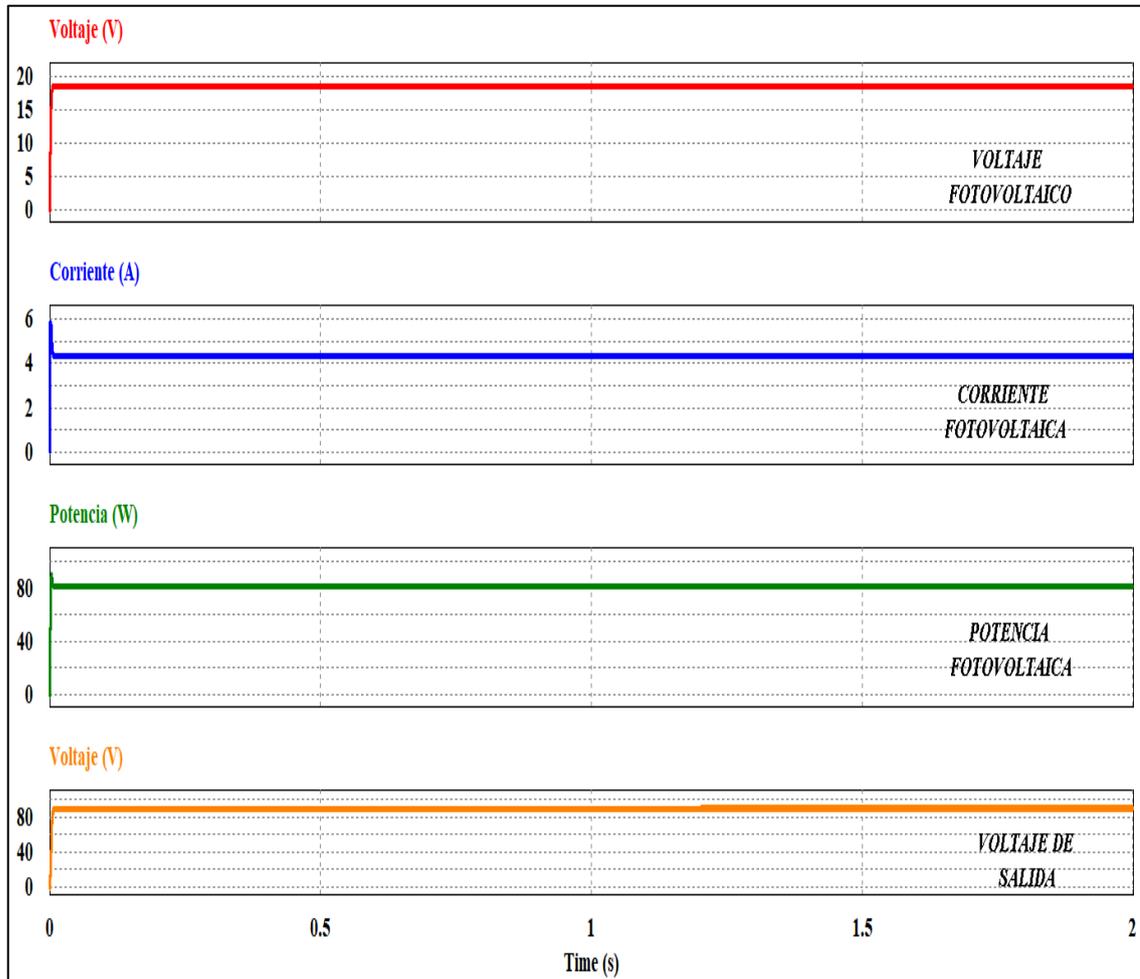
**Tabla 5-3:** Valores obtenidos de la simulación del algoritmo P&O en el transitorio cuando se perturba la temperatura.

	Valores promedio	Valores máximos (RMS)	Porcentaje de oscilación (ripple)
Voltaje fotovoltaico (V)	18,42	18,42	0,00
Corriente fotovoltaica (A)	3,74	3,77	0,80
Potencia fotovoltaica (W)	69,12	69,71	0,85
Voltaje de salida (V)	83,21	83,38	0,20

Realizado por: Mantuano Johan, 2020

### 3.4 Simulación del algoritmo de conductancia incremental

#### 3.4.1 Simulación en régimen estático



**Figura 5-3.** Resultado obtenidos del método CI bajo los efectos de irradiancia constante de  $1000\text{w/m}^2$ .

**Realizado por:** Mantuano Johan, 2020

**Tabla 6-3:** Valores obtenidos de la simulación del Algoritmo CI en régimen estático.

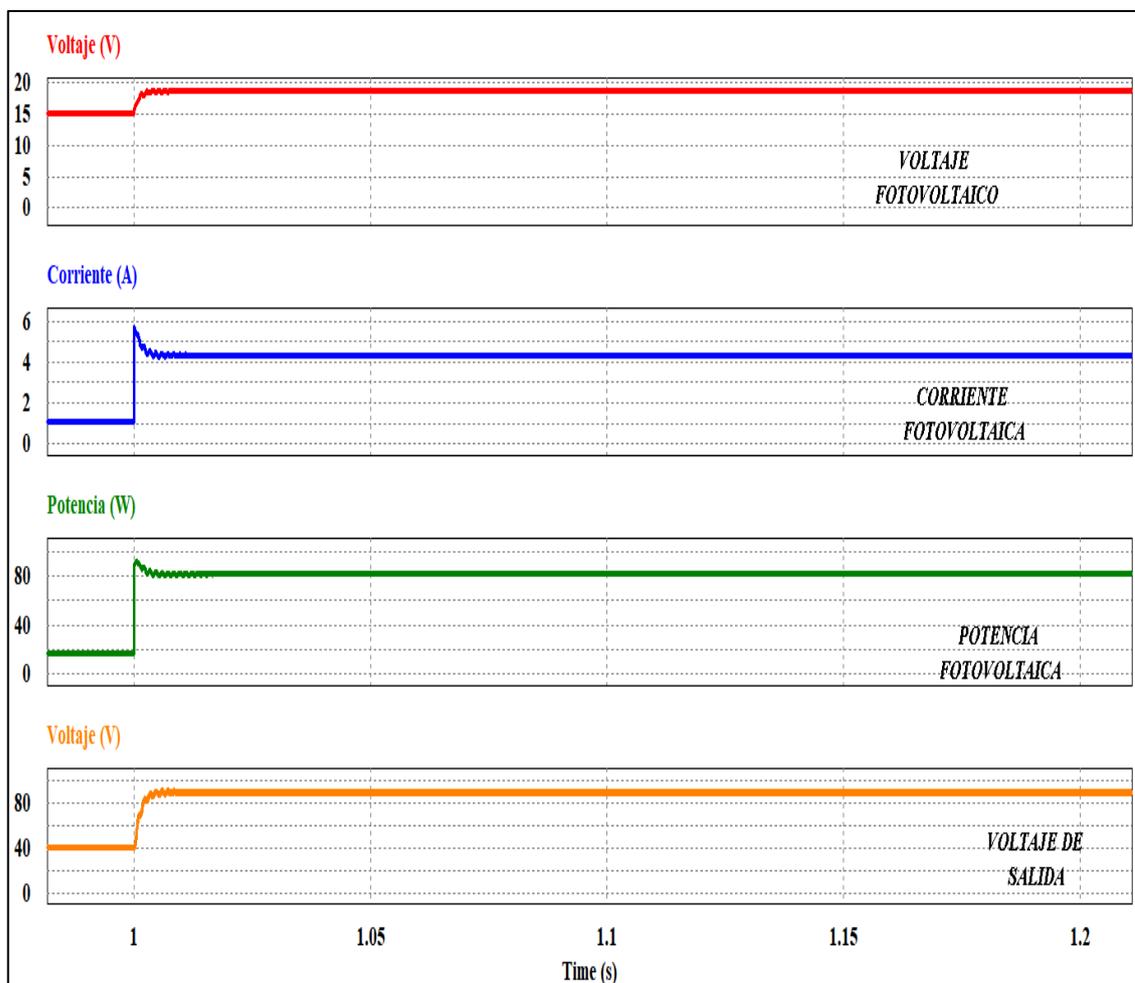
	Valores promedio	Valores máximos (RMS)	Porcentaje de oscilación (ripple)
Voltaje fotovoltaico (V)	18,71	18,72	0,05
Corriente fotovoltaica (A)	4,37	4,37	0,00
Potencia fotovoltaica (W)	81,86	81,89	0,04
Voltaje de salida (V)	89,89	89,99	0,11

**Realizado por:** Mantuano Johan, 2020.

Como se puede observar en la figura 5-3 el comportamiento del sistema MPPT bajo el control del algoritmo de conductancia incremental es similar al comportamiento que se obtuvo con el algoritmo P&O en régimen estático. El valor de eficiencia del algoritmo es de 89,28% en comparación con la eficiencia del algoritmo P&O que fue de 99,45%, tenemos eficiencias muy diferentes, en si la diferencia entre ambos es de 10,17%. Con respecto a los valores de las oscilaciones mostradas en la tabla 6-3, si comparamos los valores de este método con el método P&O, se puede verificar que el algoritmo CI tiene un pequeño porcentaje de diferencia con respecto al método P&O.

### 3.4.2 Simulación en régimen dinámico

#### 3.4.2.1 Perturbación en la irradiancia y valor de temperatura fijo (25°C)



**Figura 6-3.** Resultado obtenidos del método CI bajo los efectos de irradiancia variable de  $200\text{w/m}^2$  a  $1000\text{w/m}^2$ .

Realizado por: Mantuano Johan, 2020

**Tabla 7-3:** Valores obtenidos de la simulación del algoritmo CI en el transitorio cuando se perturba la irradiancia.

	Valores promedio	Valores máximos (RMS)	Porcentaje de oscilación (ripple)
Voltaje fotovoltaico (V)	17,14	17,22	0,47
Corriente fotovoltaica (A)	3,1	3,52	13,55
Potencia fotovoltaica (W)	55,87	64,59	15,61
Voltaje de salida (V)	67,38	71,26	5,76

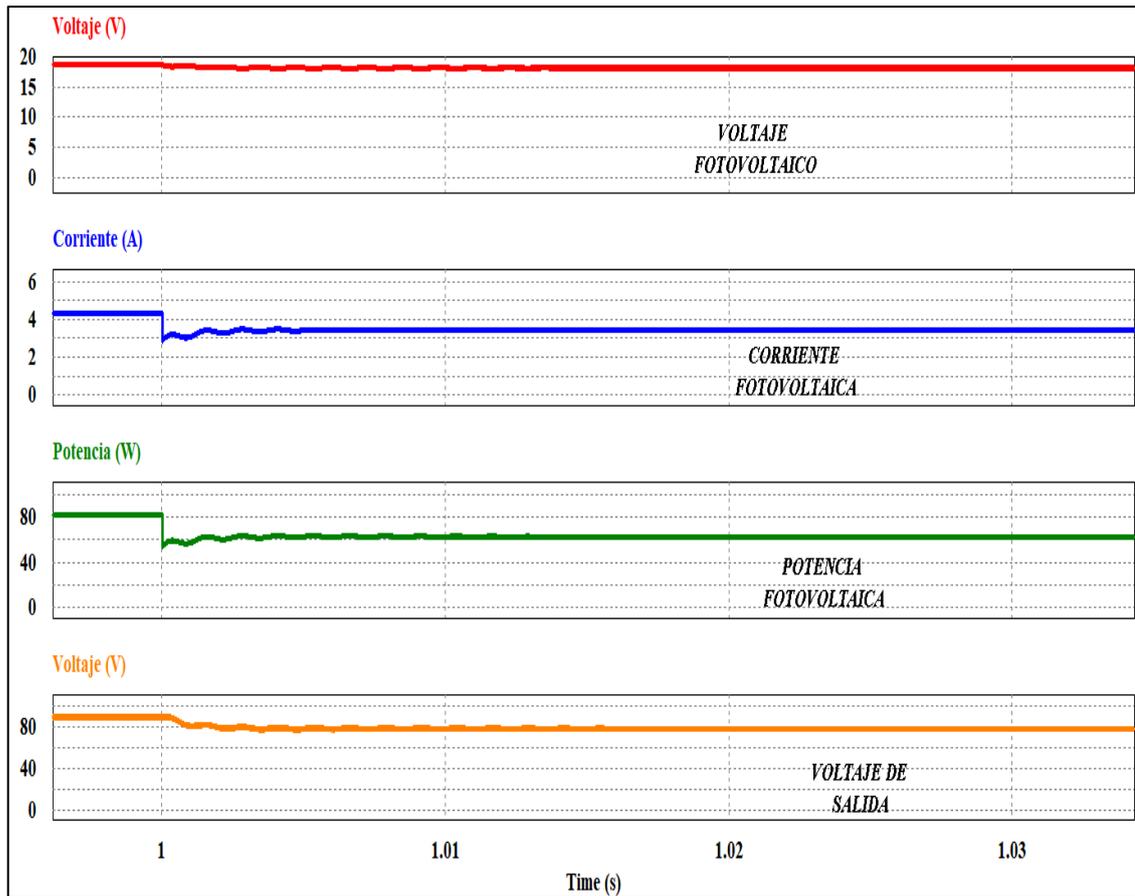
**Realizado por:** Mantuano Johan, 2020

Como se puede observar en la figura 6-3, el número de oscilaciones tanto en voltaje como corriente en el transitorio es igual que el presentado en el método P&O, en si no se ve mucha diferencia en los comportamientos de ambos algoritmos cuando se aplica este tipo de perturbación, de la misma manera el tiempo de establecimiento fue de 0,03s.

En cuanto a la extracción de potencia en el transitorio tenemos una potencia de 55,87W como se puede observar en la tabla 7-3, siendo esta menor en comparación a la potencia de 57,01W extraída en el algoritmo P&O. En cuanto a los porcentajes de oscilaciones hay una pequeña diferencia entre el método CI y P&O. Si comparamos los valores de las tablas 7-3 y 4-3 podemos ver que los valores de oscilación del algoritmo CI son mayores aunque la diferencia es pequeña casi de un entero o de un decimal como en el caso del voltaje fotovoltaico.

#### 3.4.2.2 *Perturbación en la temperatura y valor de irradiancia fija (1000 W/m<sup>2</sup>).*

Como se puede observar en la figura 7-3, El comportamiento del método CI sigue siendo similar al del método P&O, existen diferencias, pero no son muy significativas. En la literatura se habla mucho de que el algoritmo CI es más estable que el método P&O pero en el desarrollo de estas simulaciones no se ha visto un comportamiento muy diferente el uno del otro. Con respecto al porcentaje de oscilación mostrada en la tabla 8-3 no se ve un cambio significativo con respecto al método P&O cuando se lo puso a prueba bajo este tipo de perturbación.



**Figura 7-3.** Resultado obtenidos del método CI bajo los efectos de temperatura variable de 25°C a 45°C.

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.

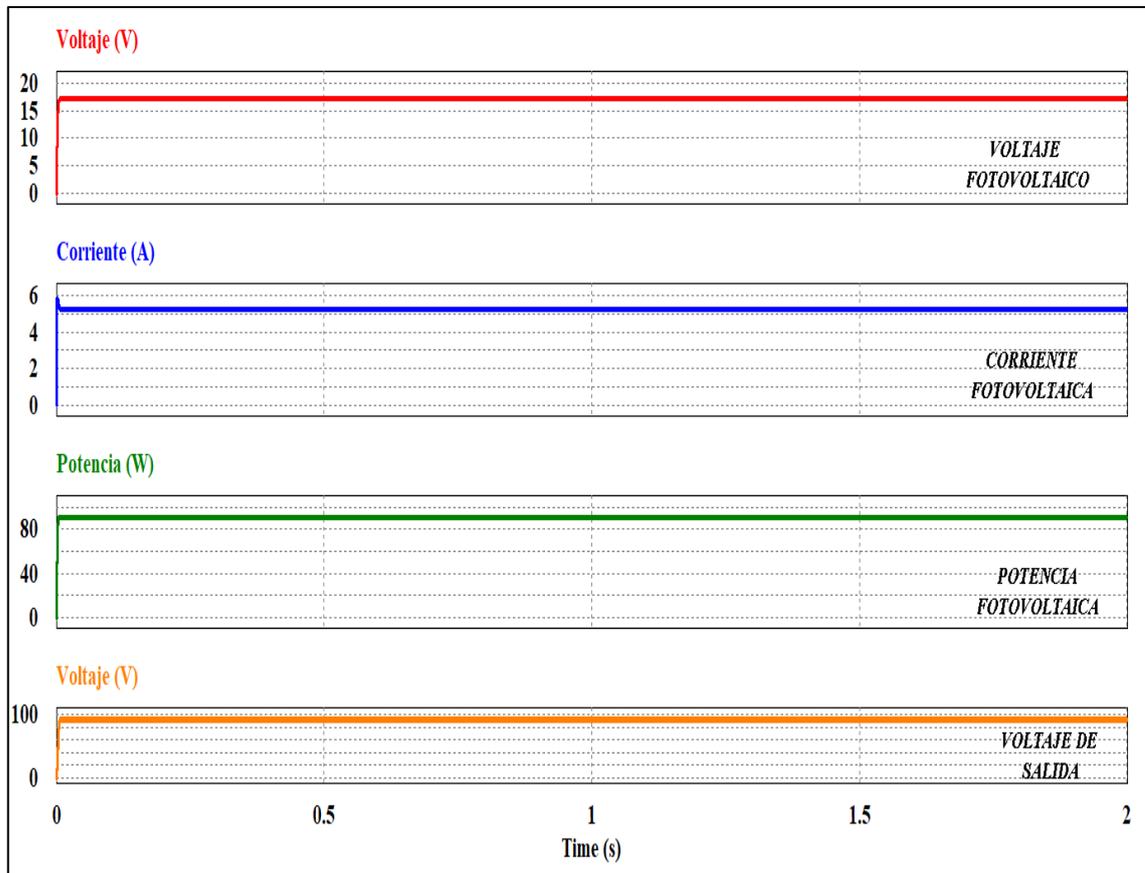
**Tabla 8-3:** Valores obtenidos de la simulación del Algoritmo CI en el transitorio con perturbación en la temperatura.

	Valores promedio	Valores máximos (RMS)	Porcentaje de oscilación (ripple)
Voltaje fotovoltaico (V)	18,46	18,46	0,00
Corriente fotovoltaica (A)	3,77	3,8	0,80
Potencia fotovoltaica (W)	69,89	70,54	0,93
Voltaje de salida (V)	84,06	84,23	0,20

Realizado por: Mantuano Johan, 2020

### 3.5 Simulación del algoritmo de áreas trapezoidales

#### 3.5.1 Simulación en régimen estático



**Figura 8-3.** Resultados obtenidos del método AT bajo los efectos de irradiancia constante de  $1000\text{w/m}^2$ .

Realizado por: Mantuano Johan, 2020

**Tabla 9-3:** Valores obtenidos de la simulación del Algoritmo AT en régimen estático.

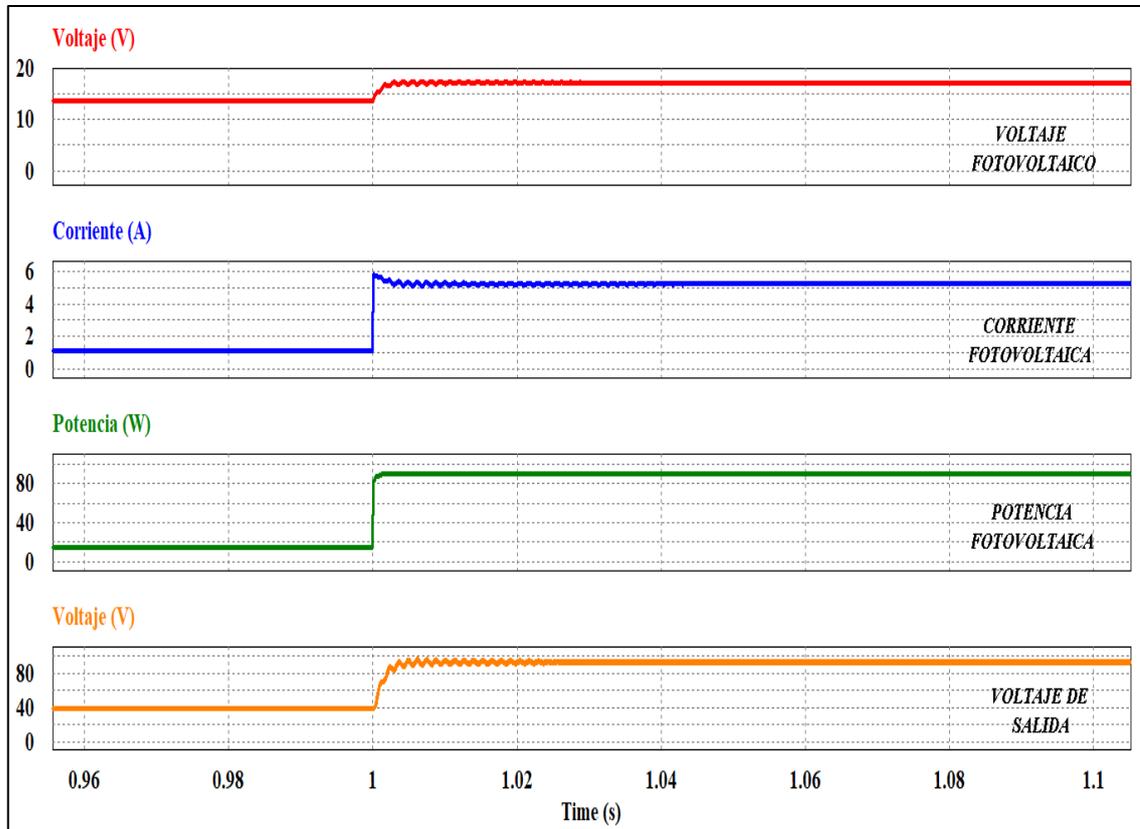
	Valores promedio	Valores máximos (RMS)	Porcentaje de oscilación (ripple)
Voltaje fotovoltaico (V)	17,27	17,27	0,00
Corriente fotovoltaica (A)	5,27	5,27	0,00
Potencia fotovoltaica (W)	91,18	91,18	0,00
Voltaje de salida (V)	93,68	93,71	0,03

Realizado por: Mantuano Johan, 2020

Como se puede observar en la figura 8-3, el algoritmo es estable en régimen estacionario y posee porcentajes de oscilación muy pequeños como vemos en la tabla 9-3. El porcentaje de extracción de potencia del sistema MPPT es de 99,45%, siendo entonces el algoritmo similar al método P&O y superior al método CI en cuanto a extracción de potencia en régimen estacionario.

### 3.5.2 Simulación en régimen dinámico

#### 3.5.2.1 Perturbación en la irradiancia y valor de temperatura fijo (25°C)



**Figura 9-3.** Resultados obtenidos del método AT bajo los efectos de irradiancia variable de 200w/m<sup>2</sup> a 1000w/m<sup>2</sup>.

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.

**Tabla 10-3:** Valores obtenidos de la simulación del Algoritmo AT en el transitorio con perturbación en la irradiancia.

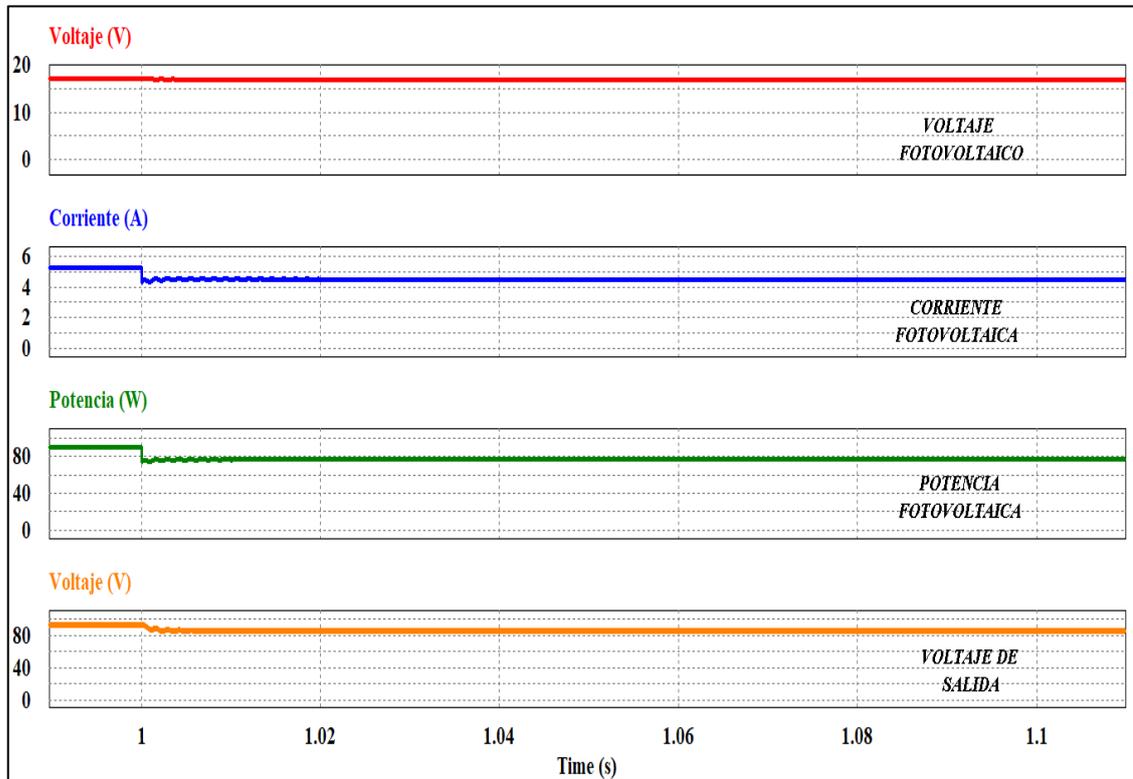
	Valores promedio	Valores máximos (RMS)	Porcentaje de oscilación (ripple)
Voltaje fotovoltaico (V)	15,72	15,82	0,64
Corriente fotovoltaica (A)	3,56	4,1	15,17
Potencia fotovoltaica (W)	59,56	70,15	17,78
Voltaje de salida (V)	70,11	74,93	6,87

Realizado por: Mantuano Johan, 2020

En este caso se puede observar que el algoritmo oscila demasiado en el transitorio, y por ende el tiempo de establecimiento será mayor siendo este 0,05S. Como vemos en la tabla 10-3 la potencia

promedio extraída en el transitorio es de 59,56W, siendo esta potencia mayor que las extraídas por los dos algoritmos estudiados bajo este tipo de perturbación. Con respecto a los porcentajes de ripple, este método tiene valores mayores que los otros dos algoritmos estudiados.

### 3.5.2.2 Perturbación en la temperatura y valor de irradiancia fija (1000 W/m<sup>2</sup>).



**Figura 10-3.** Resultados obtenidos del método AT bajo los efectos de temperatura variable de 25°C a 45°C.

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.

**Tabla 11-3:** Valores obtenidos de la simulación del Algoritmo AT en el transitorio con perturbación en la temperatura.

	Valores promedio	Valores máximos (RMS)	Porcentaje de oscilación (ripple)
Voltaje fotovoltaico (V)	17,11	17,11	0,00
Corriente fotovoltaica (A)	4,81	4,83	0,42
Potencia fotovoltaica (W)	82,52	82,79	0,33
Voltaje de salida (V)	89,37	89,44	0,08

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.

Como se puede observar en la figura 10-3 existen oscilaciones, pero son de menor tamaño y esto se puede comprobar verificando los valores de porcentaje de ripple de la tabla 11-3 y comparando

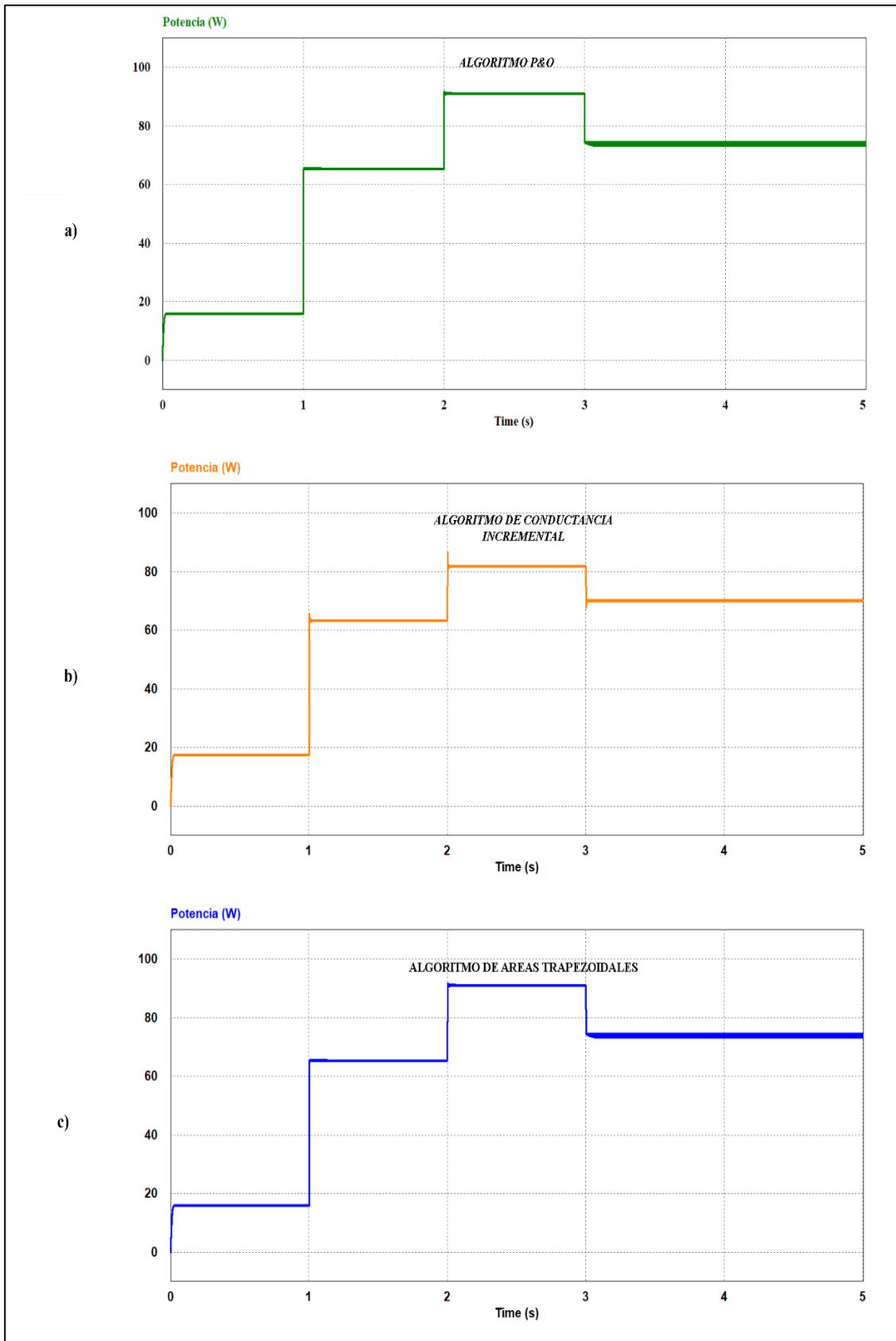
dichos valores con las tablas de los demás algoritmos estudiados. En cuanto a la potencia extraída en el transitorio fue mayor que la extraída con los otros dos algoritmos.

Finalmente, en las simulaciones se pudo observar que el algoritmo de áreas trapezoidales obtuvo mayor desempeño con respecto a la extracción de potencia, y con respecto a las oscilaciones los dos métodos descritos inicialmente fueron superiores en ese sentido, debido a que presentaron menos oscilaciones en los transitorios.

Como última prueba se variará la irradiancia utilizando los valores de la tabla 2-3, con la finalidad visualizar de mejor manera como se produce el seguimiento del máximo punto de potencia con cada algoritmo.

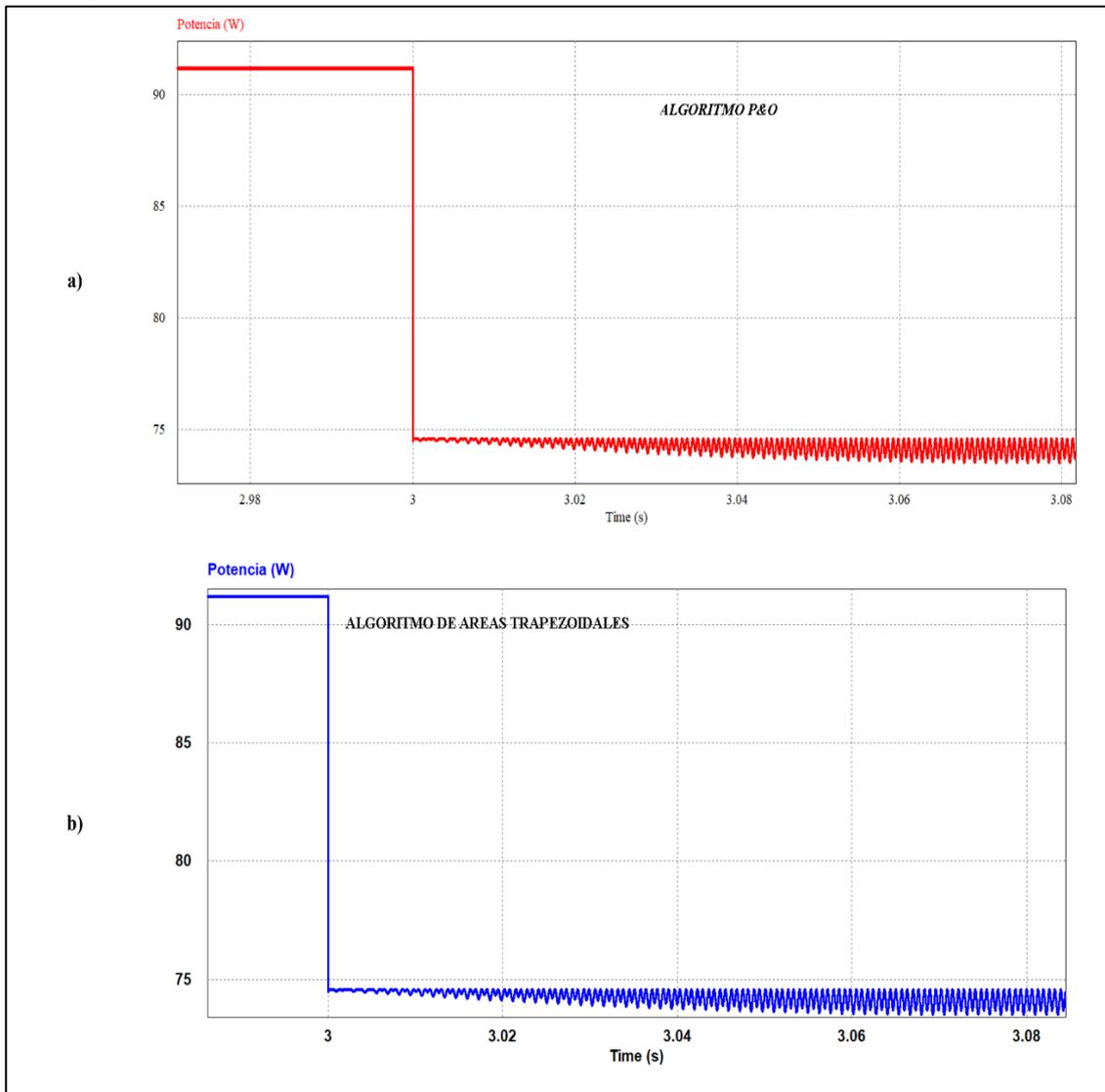
Como se puede ver en la figura 11-3, el comportamiento del método perturbar & observar y el método de áreas trapezoidales es similar puesto que no existe mucha diferencia entre los mismos. En el caso del algoritmo de conductancia incremental expuesto en la figura 11-3b, se puede observar que no tiene muchas oscilaciones y sigue sin problemas el MPP.

Tanto en la figura 11-3a como la 11-3c se puede observar un comportamiento oscilatorio cuando decae la irradiancia, este comportamiento según la literatura es normal en el algoritmo P&O debido a que pierde con facilidad el MPP cuando existen variaciones bruscas de irradiancia, en el caso del algoritmo de áreas trapezoidales este comportamiento sería algo nuevo y una desventaja, puesto que las oscilaciones causan pérdidas de potencia y mayor coste computacional. Para observar de mejor manera las oscilaciones del algoritmo P&O y de áreas trapezoidales se ha realizado una expansión en la sección donde decae la irradiancia como se observa en la figura 12-3.



**Figura 11-3.** Seguimiento del MPP cuando varía la irradiancia. a) Algoritmo P&O. b) Algoritmo CI. c) Algoritmo AT.

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.



**Figura 12-3.** Oscilaciones cuando la irradiancia decae. a) Algoritmo P&O. b) Algoritmo AT.

Realizado por: Mantuano Johan, 2020

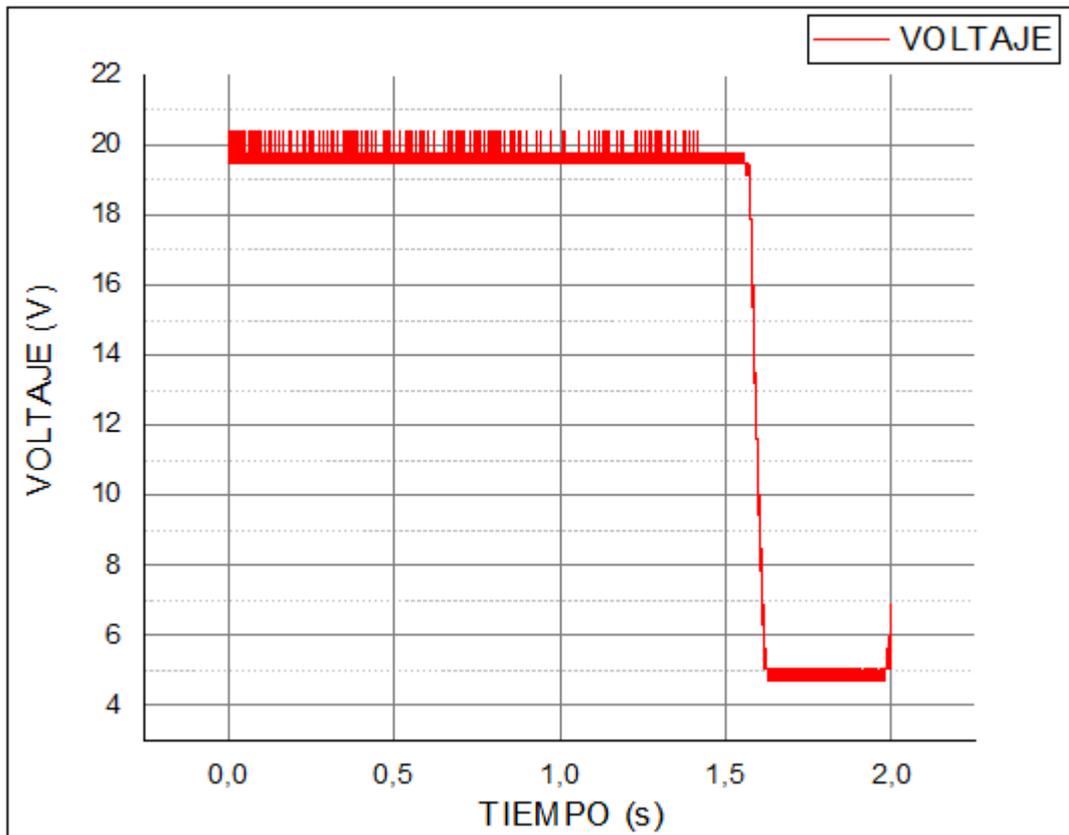
### 3.6 Experimentación con el prototipo del sistema MPPT desarrollado.

Para la experimentación con el prototipo del sistema MPPT se hicieron dos pruebas, una con sombras parciales en el panel fotovoltaico y la otra variando la carga, esto bajo el control de cada uno de los algoritmos revisados anteriormente en simulación.

#### 3.6.1 Pruebas con sombra parcial.

Para el desarrollo de esta prueba se ha tapado un número determinado de celdas (4 celdas) del panel para ver cómo actúa el algoritmo de control bajo tal perturbación, y por medio de un osciloscopio se tomará datos para ver cómo se comporta el sistema MPPT.

### 3.6.1.1 Algoritmo perturbar y observar.



**Figura 13-3.** Señal del voltaje FV cuando se perturba la irradiancia y el sistema MPPT está bajo el control del algoritmo P&O.

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.

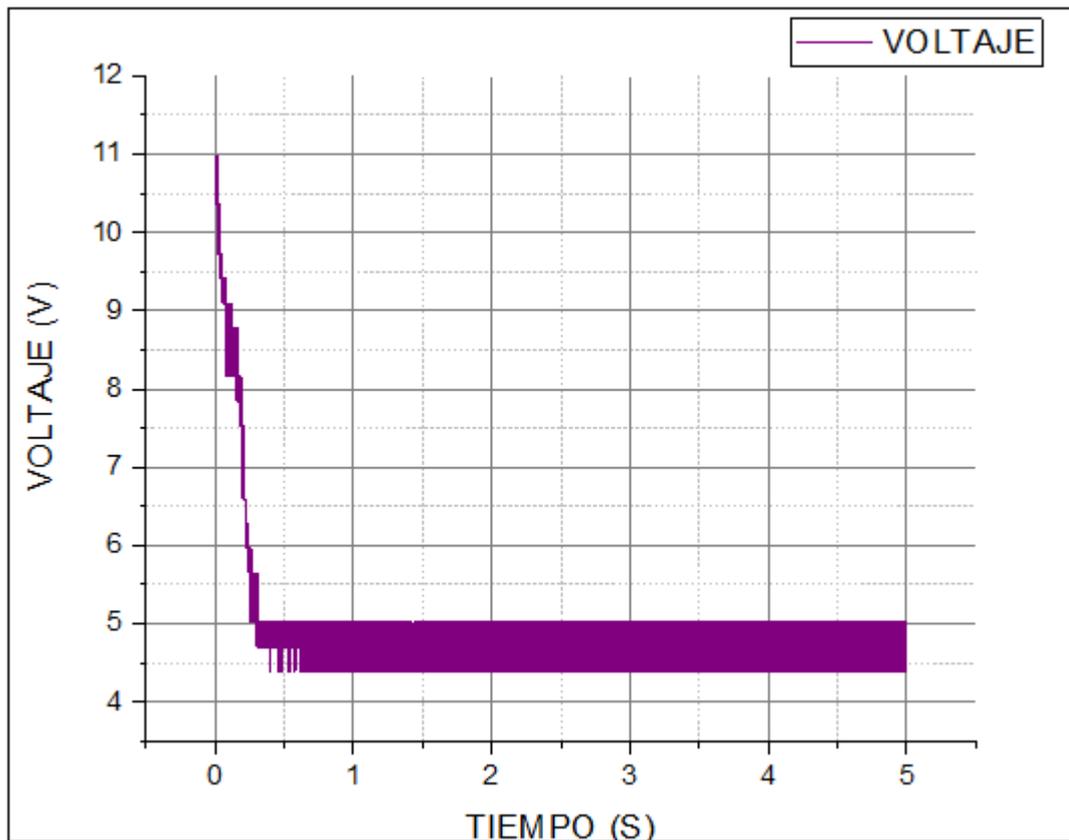
**Tabla 12-3:** Valores de voltaje, corriente y potencia del panel fotovoltaico conectado al sistema MPPT bajo el control del algoritmo P&O antes y después de la perturbación.

VARIABLE	VALOR ANTES DE LA PERTURBACION	VALOR DESPUES DE LA PERTURBACION
Voltaje promedio (V)	19,76	5
Corriente promedio (A)	0,54	0,26
Potencia (W)	10,73	1,34

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.

Como se puede observar en la figura 13-3, sin perturbaciones de irradiancia se tiene una señal de voltaje con pequeñas oscilaciones como si fuese ruido. Esto es debido a que la irradiancia en el ambiente no es constante y posee pequeñas variaciones, pero aun así sin perturbar el algoritmo alcanzo a extraer 10,73W bajo las condiciones de irradiancia que el ambiente ofrecía el momento que se realizó la prueba. Cuando se realizó la perturbación se puede observar en la figura 13-3 como comenzó a decaer el voltaje, y en la tabla 12-3 podemos ver los valores antes y después de la perturbación, y aquí se puede observar que la potencia bajo de 10,73w a 1,34w.

### 3.6.1.2 Algoritmo de conductancia incremental.



**Figura 14-3.** Señal del voltaje FV cuando se perturba la irradiancia y el sistema MPPT está bajo el control del algoritmo CI.

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.

**Tabla 13-3:** Valores de voltaje, corriente y potencia del panel fotovoltaico conectado al sistema MPPT bajo el control del algoritmo CI antes y después de la perturbación.

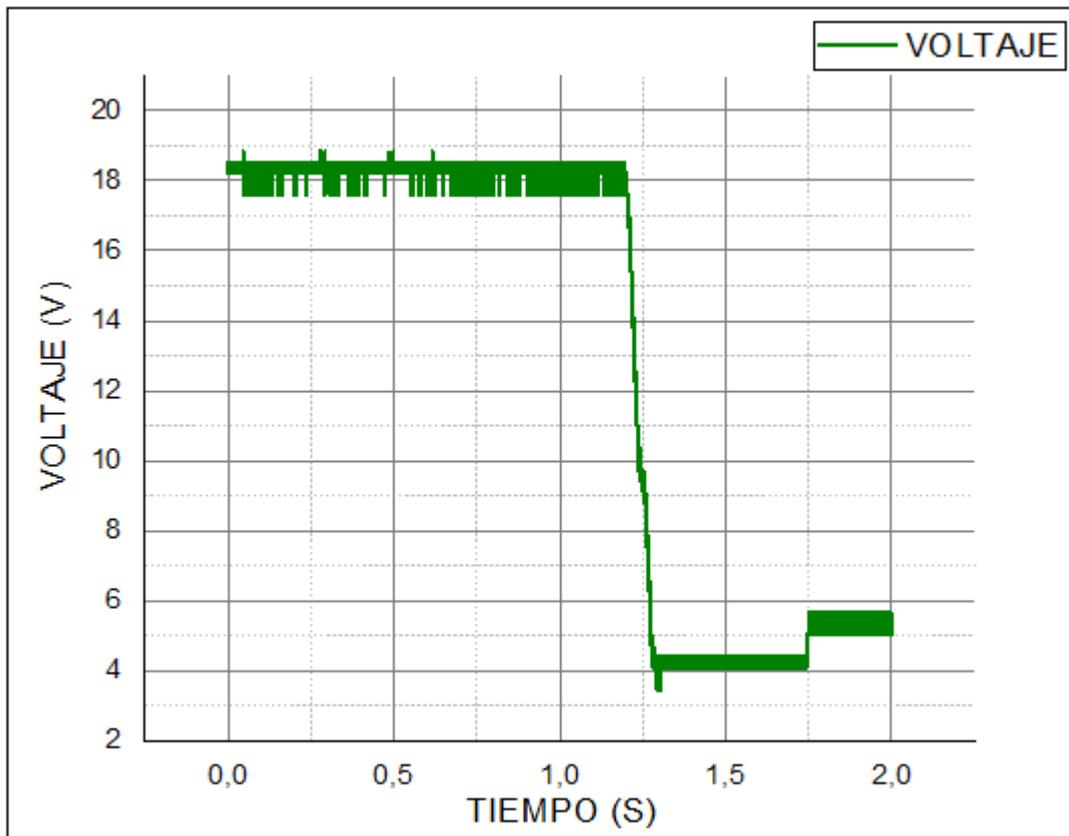
VARIABLE	VALOR ANTES DE LA PERTURBACION	VALOR DESPUES DE LA PERTURBACION
Voltaje promedio (V)	11,24	4,54
Corriente promedio (A)	0,54	0,26
Potencia (W)	6,06	1,18

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.

En la figura 14-3 podemos observar que antes de perturbar el sistema en las condiciones de irradiancia y temperatura que nos daba el ambiente, este tenía un voltaje de 11,24v y cuando se realizó la perturbación este comenzó a decaer hasta alcanzar los 4,54v. Hasta el momento se puede observar que al perturbar la irradiancia o tapar de forma completa las 4 celdas del panel, tanto en el algoritmo P&O y CI se puede ver que el voltaje decae casi a 5v y se tiene oscilaciones de casi

0,5v como se puede observar tanto en la figura 13-3 y 14-3. En la tabla 13-3 podemos ver que la potencia decae casi 5w al realizar este tipo de perturbación.

### 3.6.1.3 Algoritmo de áreas trapezoidales.



**Figura 15-3.** Señal del voltaje FV cuando se perturba la irradiancia y el sistema MPPT está bajo el control del algoritmo AT.

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.

**Tabla 14-3:** Valores de voltaje, corriente y potencia del panel fotovoltaico conectado al sistema MPPT bajo el control del algoritmo de Áreas trapezoidales antes y después de la perturbación.

VARIABLE	VALOR ANTES DE LA PERTURBACION	VALOR DESPUES DE LA PERTURBACION
Voltaje promedio (V)	18,50	5,02
Corriente promedio (A)	0,55	0,44
Potencia (W)	10,25	2,21

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.

En la figura 15-3 se puede apreciar como el voltaje decae de 18,5v hasta casi 4v para después tratar de restablecerse y solamente llegar a 5v aproximadamente. En tabla 14-3 podemos ver que

antes de la perturbación se tiene una potencia de 10,25W y después que se realizó la perturbación la potencia decae a 2,21W. El comportamiento bajo este tipo de perturbación tanto de este método y los otros dos descritos anteriormente son similares puesto que al realizar dicha perturbación casi todos decaen a 5v, y la potencia promedio que tienen es de 1W a excepción del método de áreas trapezoidales que fue de 2,21W.

### 3.6.2 Pruebas con variación de carga.

Para la realización de esta prueba se conectó un interruptor en la carga, para que conecte y desconecte parte de la carga conectada en paralelo como se puede visualizar en la figura 19-3.



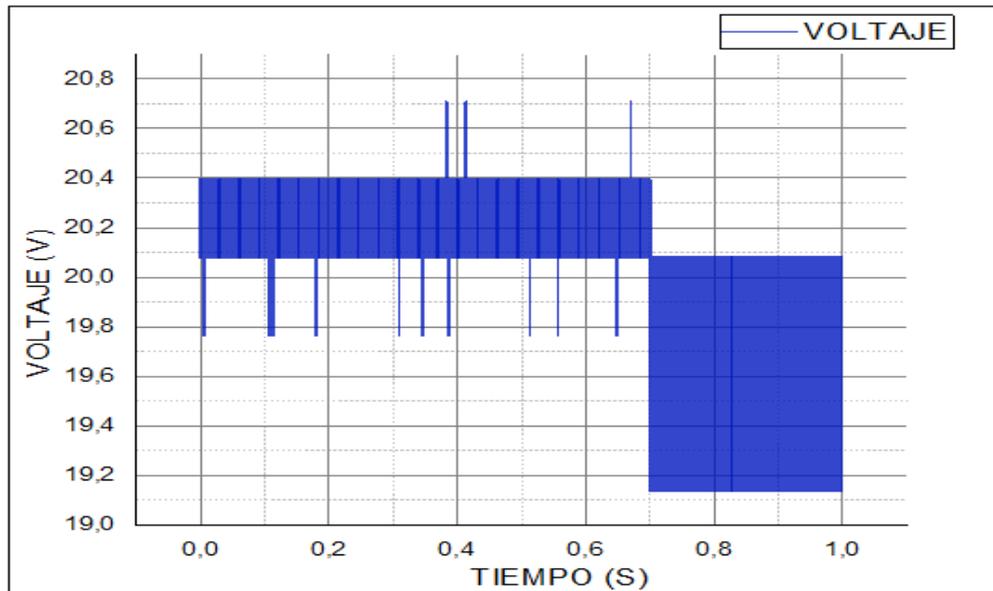
**Figura 16-3.** Resistencias de potencia conectadas en serie y paralelo usadas como carga en el sistema MPPT.

**Realizado por:** Mantuano Johan, 2020.

Para la realización de la prueba se variará la carga de 100 ohmios a 47 ohmios, cabe mencionar que la carga de 100 ohmios es con la que se dimensiono el convertidor y también la que se utilizó en las pruebas anteriores.

#### 3.6.2.1 Algoritmo P&O.

En la figura 17-3 se puede ver cómo cambia el voltaje cuando se realiza la perturbación de la carga, y se puede apreciar que después de realizada la perturbación el voltaje comienza a oscilar, siendo el tamaño de la oscilación aproximadamente de 1v, esto ocurre porque el algoritmo pierde el MPP y trata de restablecerse. Algo muy importante que se debe tener en cuenta al variar la carga es que esta no debe ser menor a la impedancia del panel ( $R_{mpp} = \frac{V_{mpp}}{I_{mpp}}$ ).



**Figura 17-3.** Señal del voltaje FV cuando se perturba la carga y el sistema MPPT está bajo el control del algoritmo P&O .

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.

**Tabla 15-3:** Valores de voltaje, corriente y potencia del panel FV conectado al sistema MPPT bajo el control del algoritmo de P&O antes y después de la perturbación de carga.

VARIABLE	VALOR ANTES DE LA PERTURBACION	VALOR CUANDO OCURRIÓ LA PERTURBACION
Voltaje promedio (V)	15,72	12,16
Corriente promedio (A)	0,54	0,26
Potencia (W)	15,72	12,16

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.

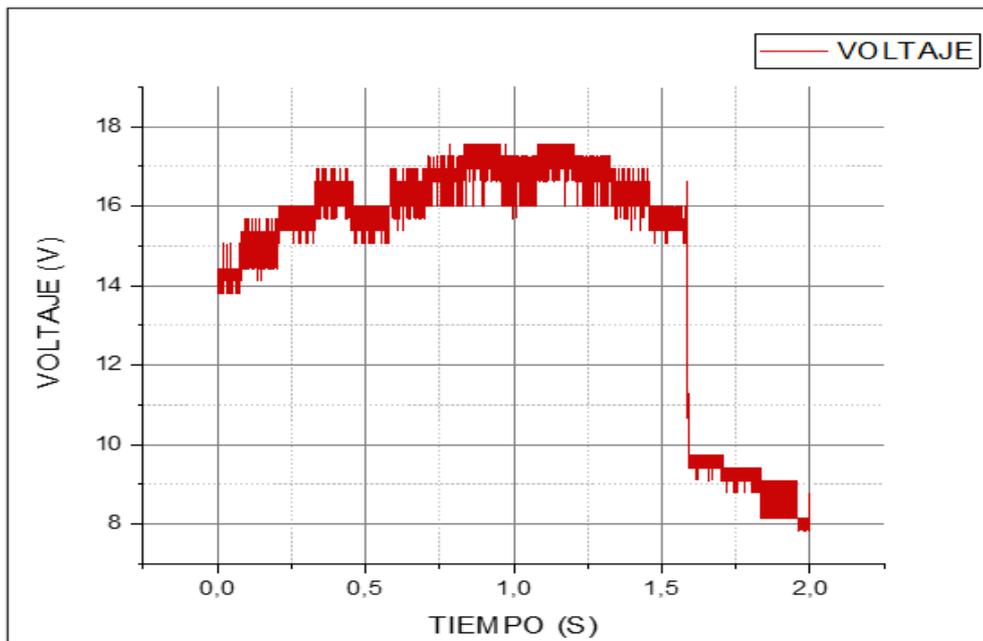
### 3.6.2.2 Algoritmo CI.

El comportamiento que tomó el sistema MPPT bajo el control del algoritmo CI cuando se realizó la perturbación en la carga, es el descrito en la figura 18-3. En este caso el sistema MPPT decae en gran proporción, y en la tabla 16-3 podemos ver que el voltaje está en 16,08 y decae casi la mitad de su valor; de igual manera la potencia también se ve afectada en gran proporción.

**Tabla 16-3:** Valores de voltaje, corriente y potencia del panel FV conectado al sistema MPPT bajo el control del algoritmo de CI antes y después de la perturbación de carga.

VARIABLE	VALOR ANTES DE LA PERTURBACION	VALOR CUANDO OCURRIÓ LA PERTURBACION
Voltaje promedio (V)	16,08	8,94
Corriente promedio (A)	0,74	0,15
Potencia (W)	12,26	1,37

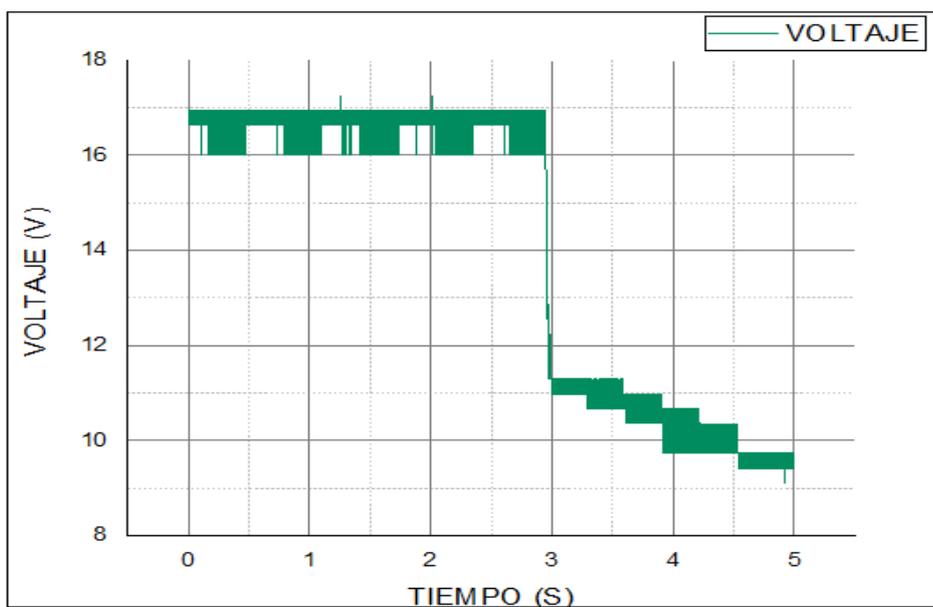
Realizado por: Mantuano Johan, 2020.



**Figura 18-3.** Señal del voltaje fotovoltaico cuando se perturba la carga y el sistema MPPT está bajo el control del algoritmo CI .

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.

### 3.6.2.3 Algoritmo de áreas trapezoidales.



**Figura 19-3.** Señal del voltaje FV cuando se perturba la carga y el sistema MPPT está bajo el control del algoritmo AT.

Realizado por: Mantuano Johan, 2020.

**Tabla 17-3:** Valores de voltaje, corriente y potencia del panel FV conectado al sistema MPPT bajo el control del algoritmo de CI antes y después de la perturbación de carga.

<b>VARIABLE</b>	<b>VALOR ANTES DE LA PERTURBACION</b>	<b>VALOR CUANDO OCURRIO LA PERTURBACION</b>
Voltaje promedio (V)	16,62	10,19
Corriente promedio (A)	0,45	0,21
Potencia (W)	7,61	2,24

**Realizado por:** Mantuano Johan, 2020.

En el caso de este método, se puede observar en la figura 19-3 que al realizar este tipo de perturbación decae el voltaje, así como el valor de las otras variables medidas, y esto se puede ver evidenciado en la tabla 17-3. Si se comparan los 3 algoritmos que fueron sometidos bajo esta prueba, se puede verificar que el algoritmo P&O destaca entre los demás métodos utilizados.

## CONCLUSIONES

- Al realizar las simulaciones de cada uno de los algoritmos en régimen estático y en condiciones STC, se verificó que tanto el algoritmo P&O y el algoritmo de áreas Trapezoidales tuvieron un mejor desempeño, logrando extraer el 99,45% de la potencia del panel. En el caso del algoritmo de conductancia incremental se obtuvo una extracción del 89,28% de la potencia del panel.
- Con la prueba de perturbación de irradiancia, en la simulación se pudo verificar que el algoritmo de áreas trapezoidales genera mayor oscilación tanto en voltaje como corriente cuando aumenta repentinamente la irradiancia. A pesar de esto, el algoritmo extrajo mayor potencia en el transitorio siendo esta de 59,56W, para el caso del algoritmo P&O fue de 57,01W y del método CI de 55,87W. Este último método fue el que menor potencia extrajo en el transitorio. El tiempo de establecimiento después de la perturbación fue de 0,05s en el caso del algoritmo de áreas trapezoidales y 0.03s en los otros dos algoritmos.
- La última prueba que se realizó en simulación fue la de perturbar la temperatura del panel FV. Al realizar este tipo de perturbación se evidenció que el algoritmo de áreas trapezoidales logró extraer una potencia de 82,52W, mientras tanto los otros métodos solo extrajeron 69W.
- El comportamiento que se observó al poner a prueba el sistema MPPT implementado bajo el control de los algoritmos P&O, CI y de Áreas Trapezoidales, fue que al momento de perturbar la irradiancia, el voltaje pasó de ser el máximo a decaer a 5v aproximadamente y se mantenía en ese valor. Cabe mencionar que cuando se realizó la prueba de perturbación de irradiancia y de carga, las condiciones meteorológicas en la zona donde se tomaron los datos no eran las óptimas para obtener una potencia adecuada, sin embargo, el sistema extrajo la mayor potencia que brindaban dichas condiciones
- La última prueba realizada con el prototipo fue la de perturbar la carga. En este caso al realizar dicha perturbación, se observó en cada uno de los métodos que el voltaje se reducía, pero no tan abrupto como al perturbar la irradiancia. El método que mejor extrajo potencia bajo tal perturbación fue el método P&O, a pesar de que desarrolló oscilaciones en el voltaje al realizar el cambio de la carga. Mientras tanto, el algoritmo CI y el método desarrollado en esta investigación tuvieron efectos desfavorables como la disminución de su potencia a casi 2W cuando se hizo la perturbación.

## RECOMENDACIONES

- Se recomienda utilizar sensores de medición de irradiancia para tener mayor detalle de las condiciones meteorológicas con las que se está trabajando y tomando datos. Cabe mencionar que en este proyecto no se consideró este tipo de sensores debido a que son costosos.
- Es necesario realizar pruebas de funcionamiento del prototipo implementado en condiciones que puedan ser controladas, como por ejemplo trabajar con reflectores que sean de 1000W para así poder tomar datos con mayor exactitud. Uno de los problemas en esta investigación fue que el lugar donde se tomó los datos no ofrecía condiciones aptas para el desarrollo de aplicaciones fotovoltaicas.
- Como mejora a esta investigación, se podría trabajar con convertidores de otras topologías o que sean más eficientes que el utilizado, un ejemplo sería los convertidores resonantes para menorar las perdidas por conversión de voltaje.
- Para el sensado de corriente, es necesario realizar un mejor acondicionamiento como filtraje analógico o digital sobre la señal del sensor de efecto hall acs712, y se debe realizar un ajuste comparando los datos medidos con un amperímetro fiable para tratar de tener valores correctos. Se menciona esto porque el sensor utilizado es ruidoso y en algunos momentos da valores de corriente negativo y erróneos.
- Es recomendable contar con sondas de corriente para las mediciones realizadas con osciloscopio para así poder analizar el comportamiento de la misma ante diferentes perturbaciones sin alterar el sistema.

## BIBLIOGRAFIA

**AGREDANO DÍAZ, J.** " *Boletín IIE Tecnología fotovoltaica*",(2008), , pp. 1-2.

**ARDUINO OFICIAL.** *Arduino Nano* [en línea]. [Consulta: 8 noviembre 2020]. Disponible en: <https://store.arduino.cc/usa/arduino-nano>.

**CHAPRA, S.C. & PROQUEST.** *Métodos numéricos para ingenieros (5a. ed.)*. Distrito Federal: McGraw-Hill Interamericana, 2007. ISBN 978-1-4562-5032-4.

**DANIEL W. HART.** *Electrónica De Potencia.*, España, Madrid, Pearson educación, 2001. ISBN 84-205-3179-0.

**HAQUE, A.** "Maximum Power Point Tracking (MPPT) Scheme for Solar Photovoltaic System", 2014, pp.9 [Consulta: 8 noviembre 2020]. DOI 10.1080/23317000.2014.979379.

**JUAN M. & JUAN D.** *Electrónica Aplicada a los Sistemas. Universidad de Jaén Departamento de Electrónica.*,2007.

**LUCÍA GONZALEZ.** Estudio De Algoritmos De Seguimiento Del Punto De Máxima Potencia En Sistemas Fotovoltáicos (trabajo de titulación)(Maestría). Politecnica de Cataluña, Escuela de Ingeniería2, España-Barcelona,2018.pp.1-116

**MAO, M.; et al.** "Classification and summarization of solar photovoltaic MPPT techniques: A review based on traditional and intelligent control strategies". *Energy Reports* [en línea], 2020 vol. 6, pp. 1312-1327. [Consulta: 22 enero 2021]. ISSN 23524847. Disponible en: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S2352484720300512>.

**MAR, J.; et al.** *Energía solar fotovoltaica. 7ª Edición*,.. Madrid, España: Fundación Confemetal,2011. ISBN 978-84-92735-77-8.

**MATLAB.** *Algoritmo MPPT - MATLAB & Simulink* [bloc]. [Consulta: 27 agosto 2019]. Disponible en: <https://la.mathworks.com/solutions/power-electronics-control/mppt-algorithm.html>.

**PATAGONIATEC.** *Sensor De Corriente ACS712 Con Arduino* [bloc]. [Consulta: 8 noviembre 2020]. Disponible en: <https://saber.patagoniatec.com/2014/12/sensor-de-corriente-acs712-5-20-30a-ptec-arduino-pic/>.

**SAAD MOTAHHIR.** "Modeling of Photovoltaic Panel by using Proteus". *ResearchGate* [en línea], 2017,(Egipto), pp. 1-13. [Consulta: 27 agosto 2020]. Disponible en: [https://www.researchgate.net/publication/317776439\\_Modeling\\_of\\_Photovoltaic\\_Panel\\_by\\_using\\_Proteus](https://www.researchgate.net/publication/317776439_Modeling_of_Photovoltaic_Panel_by_using_Proteus).

**SAHARIA, B.J. & TALUKDAR, B.K.** "Comparative evaluation of photovoltaic MPP trackers: A simulated approach". *Cogent Engineering* [en línea], 2016, (India), 3(1), pp. 1-18. [Consulta: 22 enero 2021]. ISSN 2331-1916. Disponible en: <https://www.tandfonline.com/doi/full/10.1080/23311916.2015.1137206>.

**SHIOTA, N. & MIYATAKE, M.** "A MPPT algorithm based on the binary-search technique with ripples from a converter". *IEEE* [en línea], 2013,(Korea) , pp. 1718-1721. [Consulta: 22 enero 2021]. ISBN 978-1-4799-1447-0. DOI 10.1109/ICEMS.2013.6713315. Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6713315/>.

**SHIVRUDRASWAMY, R.; et al.** "Design Analysis and Implementation of MPPT Using PSIM", *Advances in Smart Grid and Renewable Energy* [en línea], 2018, (Singapore), pp. 157-166. [Consulta: 22 enero 2021]. ISBN 978-981-10-4285-0. Disponible en: [http://link.springer.com/10.1007/978-981-10-4286-7\\_16](http://link.springer.com/10.1007/978-981-10-4286-7_16).

*spv1040*. [en línea]. [Consulta: 15 noviembre 2020]. Disponible en: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/spv1040.pdf>.

**SUMATHI, S. & SUREKHA, P.** "Solar PV and Wind Energy Conversion Systems". *Green Energy and Technology*, n° 250(2015), (Estados Unidos) pp. 1-807. ISSN 0885-8993. DOI 10.1007/978-3-319-14941-7. Disponible en: <http://link.springer.com/10.1007/978-3-319-14941-7>.

**TELECHEA, P.** "Revisión Y Comparación De Los Principales Métodos Mppt Para Sistemas Fotovoltaicos"(trabajo de titulación)(Pregrado).Universidad Técnica Federico Santa María, Departamento de electrónica. Valparaíso-Chile. 2015. pp 1-34.

**VISHAY.** *IRF530* [en línea].[Consulta: 7 noviembre 2020]. Disponible en:  
<https://www.vishay.com/docs/91019/91019.pdf>.

# ANEXOS

## Anexo A: Hoja técnica de datos del sensor ACS712ELCTR-30A-T



# ACS712

**Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor  
with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor**

### Features and Benefits

- Low-noise analog signal path
- Device bandwidth is set via the new FILTER pin
- 5  $\mu$ s output rise time in response to step input current
- 80 kHz bandwidth
- Total output error 1.5% at  $T_A = 25^\circ\text{C}$
- Small footprint, low-profile SOIC8 package
- 1.2 m $\Omega$  internal conductor resistance
- 2.1 kV<sub>RMS</sub> minimum isolation voltage from pins 1-4 to pins 5-8
- 5.0 V, single supply operation
- 66 to 185 mV/A output sensitivity
- Output voltage proportional to AC or DC currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Nearly zero magnetic hysteresis
- Ratiometric output from supply voltage




TUV America  
Certificate Number:  
UBV 06 05 54214 010

**Package: 8 Lead SOIC (suffix LC)**



Approximate Scale 1:1 

### Description

The Allegro® ACS712 provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing in industrial, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switched-mode power supplies, and overcurrent fault protection.

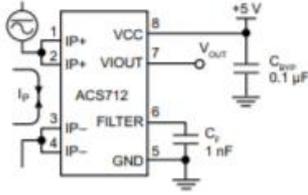
The device consists of a precise, low-offset, linear Hall sensor circuit with a copper conduction path located near the surface of the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which is sensed by the integrated Hall IC and converted into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy after packaging.

The output of the device has a positive slope ( $>V_{IOUT(Q)}$ ) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from pins 1 and 2, to pins 3 and 4), which is the path used for current sensing. The internal resistance of this conductive path is 1.2 m $\Omega$  typical, providing low power

Continued on the next page...

---

### Typical Application



Application 1. The ACS712 outputs an analog signal,  $V_{OUT}$ , that varies linearly with the uni- or bi-directional AC or DC primary sensed current,  $I_P$ , within the range specified.  $C_F$  is recommended for noise management, with values that depend on the application.

ACS712-DS, Rev. 6

# ACS712

## Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

### Description (continued)

loss. The thickness of the copper conductor allows survival of the device at up to 5× overcurrent conditions. The terminals of the conductive path are electrically isolated from the sensor leads (pins 5 through 8). This allows the ACS712 current sensor to be used in applications requiring electrical isolation without the use of opto-isolators or other costly isolation techniques.

The ACS712 is provided in a small, surface mount SOIC8 package. The leadframe is plated with 100% matte tin, which is compatible with standard lead (Pb) free printed circuit board assembly processes. Internally, the device is Pb-free, except for flip-chip high-temperature Pb-based solder balls, currently exempt from RoHS. The device is fully calibrated prior to shipment from the factory.

### Selection Guide

Part Number	Packing*	T <sub>A</sub> (°C)	Optimized Range, I <sub>p</sub> (A)	Sensitivity, Sens (Typ) (mV/A)
ACS712ELCTR-05B-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±5	185
ACS712ELCTR-20A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±20	100
ACS712ELCTR-30A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±30	66

\*Contact Allegro for additional packing options.

### Absolute Maximum Ratings

Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Units
Supply Voltage	V <sub>CC</sub>		8	V
Reverse Supply Voltage	V <sub>RCC</sub>		-0.1	V
Output Voltage	V <sub>IOUT</sub>		8	V
Reverse Output Voltage	V <sub>RIOUT</sub>		-0.1	V
Reinforced Isolation Voltage	V <sub>ISO</sub>	Pins 1-4 and 5-8; 60 Hz, 1 minute, T <sub>A</sub> =25°C Voltage applied to leadframe (Ip+ pins), based on IEC 60950	2100	V
Basic Isolation Voltage	V <sub>ISO(basic)</sub>	Pins 1-4 and 5-8; 60 Hz, 1 minute, T <sub>A</sub> =25°C Voltage applied to leadframe (Ip+ pins), based on IEC 60950	1500	V
Output Current Source	I <sub>IOUT(SOURCE)</sub>		3	mA
Output Current Sink	I <sub>IOUT(SINK)</sub>		10	mA
Overcurrent Transient Tolerance	I <sub>p</sub>	1 pulse, 100 ms	100	A
Nominal Operating Ambient Temperature	T <sub>A</sub>	Range E	-40 to 85	°C
Maximum Junction Temperature	T <sub>J(max)</sub>		165	°C
Storage Temperature	T <sub>stg</sub>		-65 to 170	°C

Parameter	Specification
Fire and Electric Shock	CAN/CSA-C22.2 No. 60950-1-03 UL 60950-1:2003 EN 60950-1:2001



# ACS712

## Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

### Definitions of Accuracy Characteristics

**Sensitivity (Sens).** The change in sensor output in response to a 1 A change through the primary conductor. The sensitivity is the product of the magnetic circuit sensitivity (G/A) and the linear IC amplifier gain (mV/G). The linear IC amplifier gain is programmed at the factory to optimize the sensitivity (mV/A) for the full-scale current of the device.

**Noise (V<sub>NOISE</sub>).** The product of the linear IC amplifier gain (mV/G) and the noise floor for the Allegro Hall effect linear IC (≈1 G). The noise floor is derived from the thermal and shot noise observed in Hall elements. Dividing the noise (mV) by the sensitivity (mV/A) provides the smallest current that the device is able to resolve.

**Linearity (E<sub>LIN</sub>).** The degree to which the voltage output from the sensor varies in direct proportion to the primary current through its full-scale amplitude. Nonlinearity in the output can be attributed to the saturation of the flux concentrator approaching the full-scale current. The following equation is used to derive the linearity:

$$100 \left[ 1 - \frac{\Delta \text{ gain} \times \% \text{ sat} (V_{IOUT\_full\text{-}scale \text{ amperes}} - V_{IOUT(Q)})}{2 (V_{IOUT\_half\text{-}scale \text{ amperes}} - V_{IOUT(Q)})} \right]$$

where  $V_{IOUT\_full\text{-}scale \text{ amperes}}$  = the output voltage (V) when the sensed current approximates full-scale  $\pm I_p$ .

**Symmetry (E<sub>SYM</sub>).** The degree to which the absolute voltage output from the sensor varies in proportion to either a positive or negative full-scale primary current. The following formula is used to derive symmetry:

$$100 \left( \frac{V_{IOUT(Q)} + \text{full-scale amperes} - V_{IOUT(Q)}}{V_{IOUT(Q)} - V_{IOUT\_full\text{-}scale \text{ amperes}}} \right)$$

**Quiescent output voltage (V<sub>IOUT(Q)</sub>).** The output of the sensor when the primary current is zero. For a unipolar supply voltage, it nominally remains at  $V_{CC}/2$ . Thus,  $V_{CC} = 5 \text{ V}$  translates into  $V_{IOUT(Q)} = 2.5 \text{ V}$ . Variation in  $V_{IOUT(Q)}$  can be attributed to the resolution of the Allegro linear IC quiescent voltage trim and thermal drift.

**Electrical offset voltage (V<sub>OE</sub>).** The deviation of the device output from its ideal quiescent value of  $V_{CC}/2$  due to nonmagnetic causes. To convert this voltage to amperes, divide by the device sensitivity, Sens.

**Accuracy (E<sub>TOT</sub>).** The accuracy represents the maximum deviation of the actual output from its ideal value. This is also known as the total output error. The accuracy is illustrated graphically in the output voltage versus current chart at right.

Accuracy is divided into four areas:

- **0 A at 25°C.** Accuracy of sensing zero current flow at 25°C, without the effects of temperature.
- **0 A over Δ temperature.** Accuracy of sensing zero current flow including temperature effects.
- **Full-scale current at 25°C.** Accuracy of sensing the full-scale current at 25°C, without the effects of temperature.
- **Full-scale current over Δ temperature.** Accuracy of sensing full-scale current flow including temperature effects.

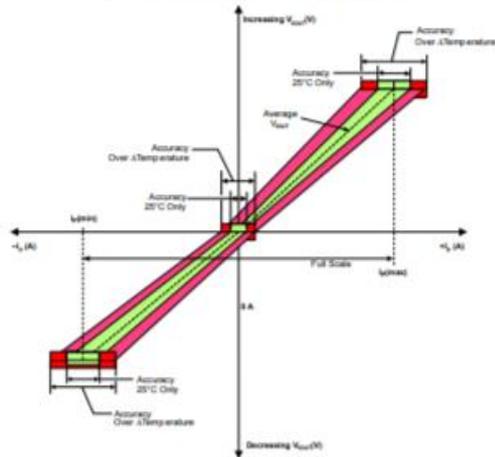
**Ratiometry.** The ratiometric feature means that its 0 A output,  $V_{IOUT(Q)}$ , (nominally equal to  $V_{CC}/2$ ) and sensitivity, Sens, are proportional to its supply voltage,  $V_{CC}$ . The following formula is used to derive the ratiometric change in 0 A output voltage,  $\Delta V_{IOUT(Q)RAT}$  (%).

$$100 \left( \frac{V_{IOUT(Q)CC} / V_{IOUT(Q)5V}}{V_{CC} / 5 \text{ V}} \right)$$

The ratiometric change in sensitivity,  $\Delta \text{Sens}_{RAT}$  (%), is defined as:

$$100 \left( \frac{\text{Sens}_{V_{CC}} / \text{Sens}_{5V}}{V_{CC} / 5 \text{ V}} \right)$$

**Output Voltage versus Sensed Current**  
Accuracy at 0 A and at Full-Scale Current



**Anexo B:** Hoja técnica de datos del Mosfet IRF530.

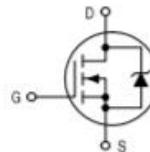


**IRF530**

**TMOS POWER FET**  
**14 AMPERES**  
**100 VOLTS**  
 $R_{DS(on)} = 0.140 \Omega$

**Power Field Effect Transistor**  
**N-Channel Enhancement-Mode Silicon Gate**

- Avalanche Energy Specified
- Source-to-Drain Diode Recovery Time Comparable to a Discrete Fast Recovery Diode
- Diode is Characterized for Use in Bridge Circuits
- $I_{DSS}$  and  $V_{DS(on)}$  Specified at Elevated Temperature



TO-220AB

**MAXIMUM RATINGS** ( $T_C = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-to-Source Voltage	$V_{DSS}$	100	Vdc
Drain-to-Gate Voltage ( $R_{GS} = 1.0 \text{ M}\Omega$ )	$V_{DGR}$	100	Vdc
Gate-to-Source Voltage — Voltage — Single Pulse ( $t_p \leq 50 \mu\text{s}$ )	$V_{GS}$ $V_{GSM}$	$\pm 20$ $\pm 25$	Vdc Vdc
Drain Current — Current — Continuous @ $100^\circ$ Current — Single Pulse ( $t_p \leq 10 \mu\text{s}$ )	$I_D$ $I_{DM}$	14 49	Adc Apk
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	78 0.63	Watts W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-55 to 150	$^\circ\text{C}$

**UNCLAMPED DRAIN-TO-SOURCE AVALANCHE CHARACTERISTICS** ( $T_J < 150^\circ\text{C}$ )

Single Pulse Drain-to-Source Avalanche Energy — STARTING $T_J = 25^\circ\text{C}$ ( $V_{DD} = 75 \text{ V}$ , $V_{GS} = 10 \text{ V}$ , PEAK $I_L = 14 \text{ A}$ , $L = 1.0 \text{ mH}$ , $R_G = 25 \Omega$ )	EAS	98	mJ
---	-----	----	----

**THERMAL CHARACTERISTICS**

Thermal Resistance — Junction-to-Resistance — Junction-to-	$R_{\theta JC}$ $R_{\theta JA}$	1.60 62.5	$^\circ\text{C/W}$
Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1/8" from case for 10 seconds	$T_L$	275	$^\circ\text{C}$

## IRF530

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>J</sub> = 25°C unless otherwise noted)

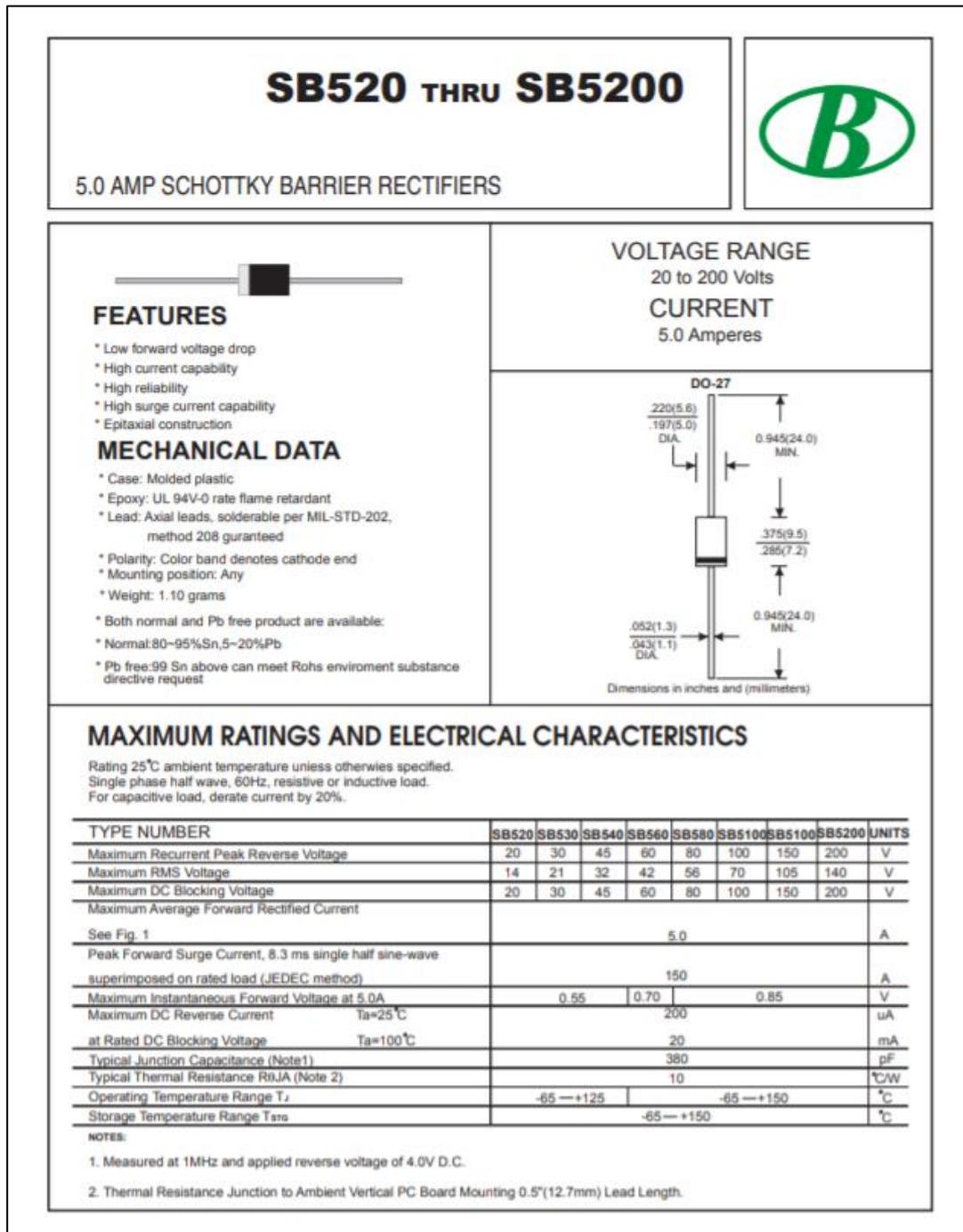
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit	
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>						
Drain-to-Source Breakdown Voltage (V <sub>GS</sub> = 0 Vdc, I <sub>D</sub> = 0.25 mAdc) Temperature Coefficient (Positive)	V <sub>(BR)DSS</sub>	100	— 112	—	Vdc V/C	
Zero Gate Voltage Drain Current (V <sub>DS</sub> = 100 Vdc, V <sub>GS</sub> = 0 Vdc) (V <sub>DS</sub> = 100 Vdc, V <sub>GS</sub> = 0 Vdc, T <sub>J</sub> = 125°C)	I <sub>DSS</sub>	—	—	10 100	μAdc	
Gate-Body Leakage Current (V <sub>GS</sub> = ±20 Vdc, V <sub>DS</sub> = 0 Vdc)	I <sub>GSS</sub>	—	—	100	nAdc	
<b>ON CHARACTERISTICS(1)</b>						
Gate Threshold Voltage (V <sub>DS</sub> = V <sub>GS</sub> , I <sub>D</sub> = 0.25 mA) Threshold Temperature Coefficient (Negative)	V <sub>GS(th)</sub>	2.0	2.9 6.2	4.0	Vdc mV/C	
Static Drain-to-Source On-Resistance (V <sub>GS</sub> = 10 Vdc, I <sub>D</sub> = 8.0 Adc)	R <sub>DS(on)</sub>	—	0.098	0.140	Ohms	
Drain-to-Source On-Voltage (V <sub>GS</sub> = 10 Vdc, I <sub>D</sub> = 14 Adc) (V <sub>GS</sub> = 10 Vdc, I <sub>D</sub> = 8.0 Adc, T <sub>J</sub> = 125°C)	V <sub>DS(on)</sub>	—	—	—	Vdc	
Forward Transconductance (V <sub>DS</sub> = 15 Vdc, I <sub>D</sub> = 8.0 Adc)	g <sub>FS</sub>	4.0	7.4	—	Mhos	
<b>DYNAMIC CHARACTERISTICS</b>						
Input Capacitance	(V <sub>DS</sub> = 25 Vdc, V <sub>GS</sub> = 0 Vdc, f = 1.0 MHz)	C <sub>iss</sub>	—	700	800	pF
Output Capacitance		C <sub>oss</sub>	—	200	500	
Transfer Capacitance		C <sub>rss</sub>	—	65	150	
<b>SWITCHING CHARACTERISTICS(2)</b>						
Turn-On Delay Time	(V <sub>DS</sub> = 36 Vdc, I <sub>D</sub> = 8.0 Adc, V <sub>GS</sub> = 10 Vdc, R <sub>G</sub> = 15 Ω)	t <sub>d(on)</sub>	—	9.0	30	ns
Rise Time		t <sub>r</sub>	—	47	75	
Turn-Off Delay Time		t <sub>d(off)</sub>	—	33	40	
Fall Time		t <sub>f</sub>	—	34	45	
Gate Charge	(V <sub>DS</sub> = 80 Vdc, I <sub>D</sub> = 14 Adc, V <sub>GS</sub> = 10 Vdc)	Q <sub>T</sub>	—	26	40	nC
		Q <sub>1</sub>	—	5.0	—	
		Q <sub>2</sub>	—	13	—	
		Q <sub>3</sub>	—	11	—	
<b>SOURCE-DRAIN DIODE CHARACTERISTICS</b>						
Forward On-Voltage (I <sub>S</sub> = 14 Adc, V <sub>GS</sub> = 0 Vdc) (I <sub>S</sub> = 14 Adc, V <sub>GS</sub> = 0 Vdc, T <sub>J</sub> = 125°C)	V <sub>SD</sub>	—	0.92 0.80	1.5	Vdc	
Reverse Recovery Time	(I <sub>S</sub> = 14 Adc, di <sub>S</sub> /dt = 100 A/μs)	t <sub>rr</sub>	—	103	—	nS
		t <sub>a</sub>	—	78	—	
		t <sub>b</sub>	—	25	—	
Reverse Recovery Stored Charge	Q <sub>RR</sub>	—	0.46	—	μC	
<b>INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE</b>						
Internal Drain Inductance (Measured from the drain lead 0.25" from package to center of die)	L <sub>d</sub>	—	3.5	—	nH	
Internal Source Inductance (Measured from screw on tab to source bond pad)	L <sub>s</sub>	—	7.5	—		

(1) Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2%.

(2) Switching characteristics are independent of operating junction temperature.

(3) Reflects typical values.  $C_{pk} = \frac{Max\ limit - Typ}{3 \times \sigma}$

Anexo C: Hoja técnica de datos del diodo SB5200.



RATING AND CHARACTERISTIC CURVES (SB520 THRU SB5200)

FIG. 1-TYPICAL FORWARD CURRENT DERATING CURVE

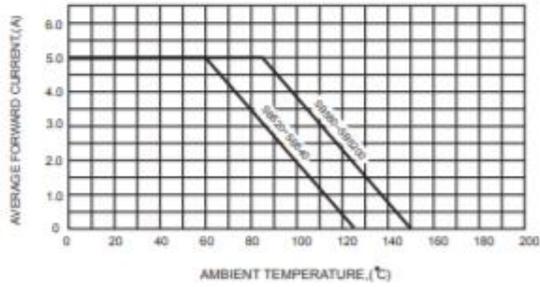


FIG. 2-TYPICAL FORWARD CHARACTERISTICS

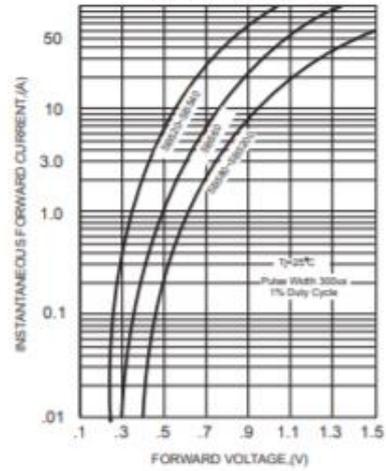


FIG. 3-MAXIMUM NON-REPETITIVE FORWARD SURGE CURRENT

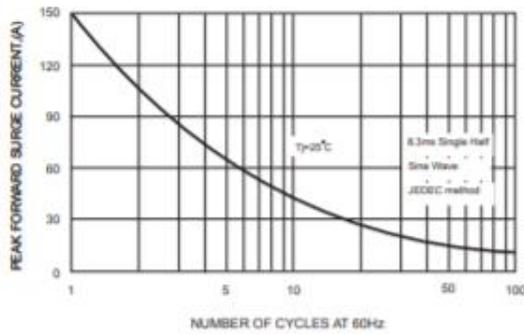


FIG. 5 - TYPICAL REVERSE CHARACTERISTICS

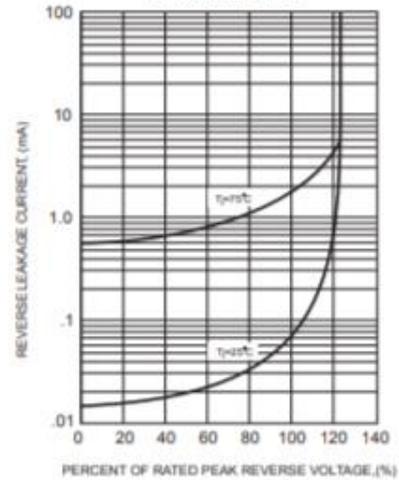


FIG. 4-TYPICAL JUNCTION CAPACITANCE

