

**IMPLEMENTACION DE UN ALGORITMO PARA SEGUIMIENTO
DEL MÁXIMO PUNTO DE POTENCIA (MPPT) EN UN SISTEMA
FOTOVOLTAICO**

ALEJANDRO CARABALI ISAJAR



**UNIVERSIDAD DEL VALLE
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
ÁREA DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA
SANTIAGO DE CALI
2011**

**IMPLEMENTACION DE UN ALGORITMO PARA SEGUIMIENTO
DEL MÁXIMO PUNTO DE POTENCIA (MPPT) EN UN SISTEMA
FOTOVOLTAICO**

ALEJANDRO CARABALI ISAJAR

**Trabajo De Grado Presentado Como Requisito Parcial Para Optar Al
Título De Ingeniero Electrónico**

DIRECTORA

DIRECTORA – ING. MARTHA LUCIA OROZCO M.Sc.

INGENIERÍA ELECTRÓNICA



UNIVERSIDAD DEL VALLE

ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

ÁREA DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA

SANTIAGO DE CALI

2011

ING. MARTHA LUCIA OROZCO M.Sc.

Directora

ALEJANDRO CARABALI ISAJAR

Estudiante

Nota Aprobación

DEDICATORIA

Dedicado a mi Dios, que por su gracia me dio a las personas que más amo, mis padres Alejandro, Mary Luz; mis hermanas Carolina, Eliana y Mary Lilian, las cuales usó para que en el tiempo de la escases me procuraran provisión y en el tiempo de la abundancia me dieran sabiduría para saber administrar.

Todo tiene su tiempo, y todo lo que se quiere debajo del cielo tiene su hora. Ecl.3-1.

AGRADECIMIENTOS

Quiero agradecer primeramente a mi Señor el Dios Altísimo, por la vida de mis autoridades y la mía, por haberme escogido, por su misericordia, gracia y amor. A mis padres Mary Luz y Alejandro, quienes se dedicaron a darme buena enseñanza, a adquirir sabiduría e inteligencia, a no andar por malos caminos, además de todos sus esfuerzos a lo largo de mi carrera. A mis hermanos: Franklin, Carolina, Eliana y Lilian, por su apoyo, consejos y dedicación. A Wilmer, Willian, Hugo, Anyela, Valentina, Luis, Verónica, Clara y demás familiares por su paciencia y favor.

A la Ms.C Martha Lucia Orozco, Profesora Asociada, de la EIEE por depositar su confianza en mí y brindarme su importantísima ayuda y guía en la realización del proyecto. Al Ph.D Carlos Andres Ramos, Profesor Asociado, Facultad de minas Universidad Nacional de Colombia, por el apoyo y la guía. Al estudiante de doctorado en Electrónica Juan David Bastidas, por toda su colaboración.

Al Profesor Jorge Quintero, por brindarme un espacio adecuado de trabajo, el Profesor Edison Franco, por su computador, al almacenista Freiner Castillo, por su asesoría en la construcción de la cámara, al estudiante de Maestría John Anderson Sandoval, por su asesoría en la instrumentación, a mis compañeros por su apoyo y consejo. Por otro lado quiero agradecer sustancialmente a los integrantes del espacio en electrónica de potencia de la EIEE, a todas las personas que de una u otra manera me han ayudado en este proceso y finalmente al alma mater de la Universidad del Valle por forjarme como Ingeniero electrónico.

TABLA DE CONTENIDO

I. INTRODUCCION	11
II. PLANTEAMIENTO PROBLEMA.....	12
III. JUSTIFICACIÓN.....	14
IV. ANTECEDENTES	14
1.IV.1 MODELADO PANEL SOLAR FOTOVOLTAICO	15
1.IV.2 DISEÑO ALGORITMOS DE CONTROL	15
1.IV.3 TABLAS RESUMEN ANTECEDENTES.....	16
V. OBJETIVOS.....	18
1.V.1 OBJETIVO GENERAL	18
1.V.2 OBJETIVO ESPECÍFICOS.....	18
CAPITULO 1: MODELADO Y SIMULACIÓN PANEL SOLAR.	19
1.1 CIRCUITO MODELO PANEL SOLAR	19
1.2 ALGORITMO DE BÚSQUEDA R_s Y R_p	21
1.3 SIMULACIÓN DEL MODELO.....	24
CAPITULO 2: SELECCIÓN Y DISEÑO CONVERTIDOR DC-DC	31
2.1 CONVERTIDOR DC-DC	31
2.2 CONVERTIDOR BUCK.....	31
2.2.1 MODELO ESTÁTICO CONVERTIDOR BUCK	34
2.2.2 MODELO DINÁMICO CONVERTIDOR BUCK.....	35
2.3 CONVERTIDOR BOOST	36
2.3.1 MODELO ESTÁTICO CONVERTIDOR BOOST	39
2.3.2 MODELO DINÁMICO CONVERTIDOR BOOST	39
2.4 CONVERTIDOR BUCK-BOOST	41
2.4.1 MODELO ESTÁTICO CONVERTIDOR BUCK-BOOST	43
2.4.2 MODELO DINÁMICO CONVERTIDOR BUCK -BOOST	43
2.5 SELECCIÓN DEL TIPO DE CONVERTIDOR DC-DC	45
2.6 DISEÑO DEL CONVERTIDOR BOOST	48
2.7 SIMULACIÓN CONVERTIDOR	49
CAPITULO 3: SELECCIÓN Y AJUSTE DEL ALGORITMO MPP	51
3.1 ALGORITMOS MPPT COMÚNMENTE USADOS	51
3.1.1 MÉTODO DEL VOLTAJE DE CIRCUITO ABIERTO	51
3.1.2 MÉTODO DE CORRIENTE DE CORTO CIRCUITO.....	52
3.1.3 MÉTODO DE PERTURBACIÓN Y OBSERVACIÓN.....	53
3.1.3 MÉTODO DE CONDUCTANCIA INCREMENTAL	54
3.2 SELECCIÓN DEL ALGORITMO MPPT.....	55
3.3 AJUSTE DINÁMICO P&O	56
3.4 AJUSTE ESTÁTICO P&O	62
3.5 SIMULACIÓN P&O.....	66
CAPITULO 4: IMPLEMENTACIÓN Y VALIDACIÓN DE RESULTADOS	73
4.1 REGULACIÓN VOLTAJE DE ALIMENTACIÓN.....	73

4.2 SENSADO CORRIENTE	73
4.3 SENSADO VOLTAJE	75
4.4 CONTROL MPPT	76
4.5 CONTROL PWM.....	77
4.6 CIRCUITO CONVERTIDOR BOOST.....	77
4.7 CÁMARA DE IRRADIACIÓN.....	78
4.8 IMPLEMENTACIÓN DEL ALGORITMO	80
4.9 RESULTADOS EXPERIMENTALES	84
CONCLUSIONES	95
TRABAJO FUTURO.....	96
BIBLIOGRAFIA	97
ANEXOS	101

TABLA DE FIGURAS

Figura 1: Corriente entregada por el panel con diferentes escalas de irradiación.	13
Figura 2: Potencia entregada por el panel ante diferentes escalas de Irradiación.	13
Figura 1.1: Curva I-V característica panel fotovoltaico.	19
Figura 1.2: Modelo en circuito del panel fotovoltaico.	20
Figura 1.3: Algoritmo de búsqueda R_s y R_p	22
Figura 1.4: Curva Corriente v_s Voltaje.	23
Figura 1.5: Curva de ajuste R_s y R_p	23
Figura 1.6: Ventana de resultados en Matlab.	24
Figura 1.7: Circuito de modelo panel.	25
Figura 1.8: Configuración Fuente "Piecewise Linear".	26
Figura 1.9: Curvas característica del MPP con respecto a la temperatura obtenidas desde el fabricante del panel solar. [25]	26
Figura 1.10: Curvas característica del MPP con respecto a la irradiación obtenidas desde el fabricante del panel solar.[25]	27
Figura 1.11: Curva I-V. En Condiciones estándar ($T = 25^{\circ}\text{C}$ y $G = 1000\text{W/m}^2$).....	27
Figura 1.12: Curva de Potencia y curva I. Con Temperatura de 75°C	28
Figura 1.13: Curva de Potencia y Curva I. Con Variación en la Irradiación 200W/m^2	29
Figura 1.14: Curva de Potencia y Curva I. Con $T = 75^{\circ}\text{C}$ y $G = 200\text{W/m}^2$	30
Figura 2: Convertidor reductor. [27]	32
Figura 2.1: (a) Circuito equivalente con interruptor cerrado. (b) Circuito equivalente con interruptor abierto [27]	32
Figura 2.2: Formas de onda bobina: (a) Tensión bobina. (b) Corriente Bobina.[27]	33
Figura 2.3: Formas de onda condensador: (a) Corriente condensador. (b) Tensión Rizado condensador [27]	33
Figura 2.5: Formas de onda convertidor elevador (a) Tensión bobina. (b) Corriente Bobina.[27]	38

Figura 2.6: Formas de onda convertidor elevador (a) Corriente diodo (b) Corriente condensador. [27]	38
Figura 2.7: Convertidor DC-DC elevador [27]	41
Figura 2.8: (a) Circuito equivalente con interruptor cerrado. (b) Circuito equivalente con interruptor abierto. [27]	41
Figura 2.9 Formas de onda bobina:(a) Corriente en la bobina. (b) Voltaje en la bobina.[27]	42
Figura 2.10: Corriente condensador.[27].....	42
Figura 2.11. Conexión de PSF al Convertidor DC-DC.	46
Figura 2.12. Regiones de operación del convertidor buck-boost en la búsqueda de MPP[17].	46
Figura 2.13. Regiones de operación y no operación del convertidor buck en la búsqueda de MPP. [17].	47
Figura 2.14. Regiones de operación y no operación del convertidor boost en la búsqueda de MPP. [17]	47
Figura 2.15. Diagrama esquemático convertidor boost.	49
Figura 2.16. Voltaje en carga, voltaje del panel y corriente del panel. Con disturbio a los 5 segundos.	50
Figura 2.17. Potencia de entrada y salida del convertidor.	50
Figura 3.1: Diagrama de flujo del algoritmo de voltaje de circuito abierto	52
Figura 3.2: Diagrama de flujo del algoritmo de SC.	53
Figura 3.3: Diagrama de flujo del algoritmo de P&O.	54
Figura 3.4: Diagrama de flujo del algoritmo de IC.	56
Figura 3.5: Convertidor Boost y PSF.	57
Figura 3.6: Boost con mosfet ON y PSF.	57
Figura 3.7: Boost con mosfet off	58
Figura 3.8: Respuesta escalón ec(3.21).	62
Figura 3.9: Corrimiento del cero al semiplano derecho.	62
Figura 3.10: El algoritmo se equivoca y disminuye el ciclo de trabajo	63
Figura 3.11: El algoritmo encuentra el MPP y aumentara el ciclo de trabajo.....	63
Figura 3.12: Ciclo de trabajo en función del cambio en la Irradiación.	66
Figura 3.13: sistema fotovoltaico completo	67
Figura 3.14: Irradiación 1000W/m ² . Rojo) Irradiación, Azul) ciclo de trabajo, Rojo) Resistencia del máximo punto.....	67
Figura 3.15: Irradiación 1000W/m ² . Azul) ciclo de trabajo, rojo) Irradiación verde) Potencia.	68
Figura 3.16: Irradiación 1000W/m ² . Azul) Voltaje del panel, Rojo) corriente panel Verde) voltaje en la carga.	68
Figura 3.17: Irradiación 500W/m ² . Azul) Voltaje del panel, rojo) corriente panel y verde) voltaje en la carga.	69
Figura 3.18: Respuesta transitoria de corriente con Irradiación 1000W/m ²	69

Figura 3.19: Respuesta transitoria de voltaje con Irradiación 1000W/m^2	70
Figura 3.20: Oscilación ciclo de trabajo.	70
Figura 3.21: Escalón de Irradiación. Rojo) Irradiación, azul) Resistencia máximo punto, azul/rojo) Potencia panel y Potencia carga.....	71
Figura 3.23: Seguimiento MPP. Rojo) Irradiación, Rojo2) Resistencia del máximo punto.	72
Figura 4.1: alimentación del sistema.	73
Figura 4.2: sensor corriente ACS714.[.].....	74
Figura 4.3: Voltaje de salida Vs Corriente medida.	74
Figura 4.4: Circuito Restador.	74
Figura 4.5: Filtro acoplado con amplificador no inversor.	75
Figura 4.6: Circuito sensado de corriente.	75
.....	76
Figura 4.7: Circuito sensado de voltaje.	76
Figura 4.8: Circuito control MPPT.....	76
Figura 4.9: Circuito control de disparo.....	77
Figura 4.10.A: Circuito Convertidor Boost con red snubber.	77
Figura 4.10: Variac 2.4Kvac.	79
Figura 4.11: Cámara Irradiación .a) Frente b) Posterior c) Interior.	79
Figura 4.12: Generación PWM atmega8.....	81
Figura 4.13: Relación lineal entre voltaje leído y corriente sensada.	82
Figura 4.14: Algoritmo de implementado en el atmega8.	84
Figura 4.15: corriente y potencia de panel con irradiación de 274W/m^2	85
Figura 4.16: Corriente y potencia del panel con irradiación de 260W/m^2	86
Figura 4.17: Canal 1 (Amarillo) Voltaje en la carga, Canal 2 (Azul) voltaje del panel.	86
Figura 4.18: Ciclo de trabajo simulación.....	87
Figura 4.19: Ciclo de trabajo experimental.	87
Figura 4.20: Canal 1(amarillo) corriente .Canal 2 (Azul) voltaje.	88
Figura 4.21: Máximo Punto de potencia simulación.....	89
Figura 4.22: Máximo punto de potencia experimental.....	89
Figura 4.23: Respuesta transitoria. : Canal 1(amarillo) corriente .Canal 2 (Azul) voltaje... ..	90
Figura 4.24: Respuesta transitoria de voltaje experimental.....	90
Figura 4.25: Respuesta transitoria de voltaje simulación.	91
Figura 4.25: Respuesta de corriente del panel en simulación.....	91
Figura 4.26: Respuesta de corriente del panel experimental.	92
Figura 4.27: Respuesta de voltaje del panel en simulación.	92
Figura 4.28: Respuesta de voltaje del panel experimental.	93
Figura 1.b.Selección de DLL.....	107
Figura 2.b: Selección de fuente de corriente controlada por voltaje.	107
Figura 3.b: Interconexión de elementos.	108
Figura 4.b: Interconexión de elementos.	109

Figura 5.b: Creación subcircuito.	109
Figura 6.b: Creación Proyecto.	110
Figura 7.b: Selección del tipo de proyecto.	111
Figura 8.b: Configuración de la aplicación.	111
Figura 9.b: Adicción de elemento existente.	112
Figura 10.a: Selección modo realese.	112
Figura 11.b Configuración de la aplicación.....	113

INDICÉ DE TABLAS

Tabla 1. <i>Antecedentes primera parte</i>	17
Tabla 2. <i>Antecedentes segunda parte</i>	17
Tabla 2: Convertidores DC-DC comúnmente usados en sistemas fotovoltaicos.	45
Tabla 3.1: Características de las técnicas MPPT Comúnmente usadas.....	56
Tabla 4.1: Resultados experimentales diferentes bombillos.	80
Tabla 4.2: Cambio en la corriente del panel respecto al número de bombillos.....	80
Tabla 4.3: Porcentaje de error en el duty con una irradiación de 273.97W/m^2	94
Tabla 4.4: Porcentaje de error en el duty con una irradiación de 383.15W/m^2	94
Tabla 4.5: Porcentaje de error en la potencia con una irradiación de 273.97W/m^2	94
Tabla 4.6: Porcentaje de error en la potencia con una irradiación de 383.15W/m^2	94

Tabla abreviaturas

MPP: Máximo punto de potencia.
 MPPT: Seguimiento del máximo punto de potencia.
 MCC: Modo conducción continuo.
 MCD: Modo de conducción discontinuo.
 K : Constante que define MCC del convertidor.
 K_{cri} : Constante que define el MCD del convertidor.
 PSF: Panel solar fotovoltaico.

I. INTRODUCCION

La cada vez mayor necesidad de energía eléctrica para llevar a cabo un sin número de procesos y por el contrario la cada vez menor disponibilidad de fuentes de energía tradicional, conducen a un incremento en la utilización de energía eléctrica a partir de fuentes de energías alternativas; como es el caso de la energía proveniente del sol, esta forma de energía se conoce como energía solar fotovoltaica. En Alemania, Francia, España y USA es muy común encontrar hogares donde hay sistemas de generación fotovoltaicos, que se encargan de proveer la electricidad necesaria para los quehaceres cotidianos.

Los sistemas de generación fotovoltaicos se ven sometidos a fuertes variaciones ambientales, un ejemplo de ello es el cambio en la irradiación proveniente del sol; esto causa que la potencia del panel varíe constantemente y la eficiencia del sistema disminuya. Este fenómeno ha sido objeto de estudio y se han generado diferentes algoritmos que permiten que el sistema fotovoltaico alcance su máximo punto de potencia ante variaciones en la irradiación.

Este trabajo tiene como objetivo diseñar y validar un algoritmo para ajustar el máximo punto de potencia MPP en un sistema fotovoltaico, para lo cual se realiza el modelado del sistema, diseño, simulación en software, y finalmente su implementación. El desarrollo del proyecto involucró la construcción de un convertidor de potencia, la implementación digital del algoritmo, y la construcción de una cámara que permita controlar la irradiación sobre el panel fotovoltaico.

El libro está organizado de la siguiente forma. En el capítulo 1 se realiza el modelado de un panel fotovoltaico, evaluando su comportamiento ante cambios en la irradiación y temperatura.

En el capítulo 2 se desarrollara el modelado estático y dinámico para los convertidores DC-DC tradicionalmente empleados en sistemas fotovoltaicos no conectados a la red y conectados a la red, aunque en el presente trabajo de grado se implementa un sistema fotovoltaico aislado. Además en este capítulo se hace un análisis, en el cual se establece la imposibilidad de hacer un seguimiento del MPP, una vez el convertidor entra en modo de conducción discontinuo y se seleccionara el convertidor boost de acuerdo a la región de operación deseada.

En la primera sección del capítulo 3 se realiza una breve descripción de los algoritmos MPPT comúnmente usados, finalizando esta sección con una tabla comparativa de las principales características a tener en cuenta al momento de seleccionar un algoritmo MPPT, escogiendo el algoritmo de Perturbación y Observación o Perturbed and Observer(P&O). En la segunda sección de este capítulo se hace el ajuste dinámico y estático del sistema de acuerdo al desempeño deseado para el algoritmo.

En el capítulo 4 se explica el funcionamiento de cada uno de los circuitos diseñados para la implementación del algoritmo y la correspondiente validación de los resultados experimentales obtenidos respecto a los logrados en simulación. Adicionalmente en este trabajo se construyó, una cámara de irradiación con una capacidad máxima de 330W/m^2 y temperatura nominal de 78°C .

II. PLANTEAMIENTO PROBLEMA

El PSF (Panel Solar Fotovoltaico) es el mecanismo el cual convierte la irradiación en electricidad, este posee una eficiencia muy baja llegando a valores en campo de hasta el 16% en su MPP (Máximo Punto de Potencia), sin embargo este punto varía con la irradiación (G) (Ver figura 1) aplicada al panel y la temperatura (T) del mismo, ya que una elevada T hará descender el voltaje y como consecuencia la potencia entregada por el PSF caerá, por el contrario si la T desciende el voltaje sube. Cuando G se incrementa la corriente se aumenta, pero si G se hace pequeña la corriente se reduce; esta dependencia con la irradiación se debe a que un número superior o inferior de fotones es inyectado, lo cual genera un flujo menor o mayor de electrones. En la Figura 2 se observan cómo cambia la potencia entregada por el panel ante cambios en la irradiación.

Debido al comportamiento del PSF ante variaciones en las condiciones de T y G , se hace necesario tener un algoritmo de control para el seguimiento del punto de máxima potencia centrando el control en el convertidor de potencia, el cual debe mantener el MPP del sistema generador de acuerdo a las condiciones de corriente y voltaje a la salida del PSF.

En el presente trabajo todas las celdas del panel solar fotovoltaico a emplear estarán en las mismas condiciones de temperatura e irradiación.

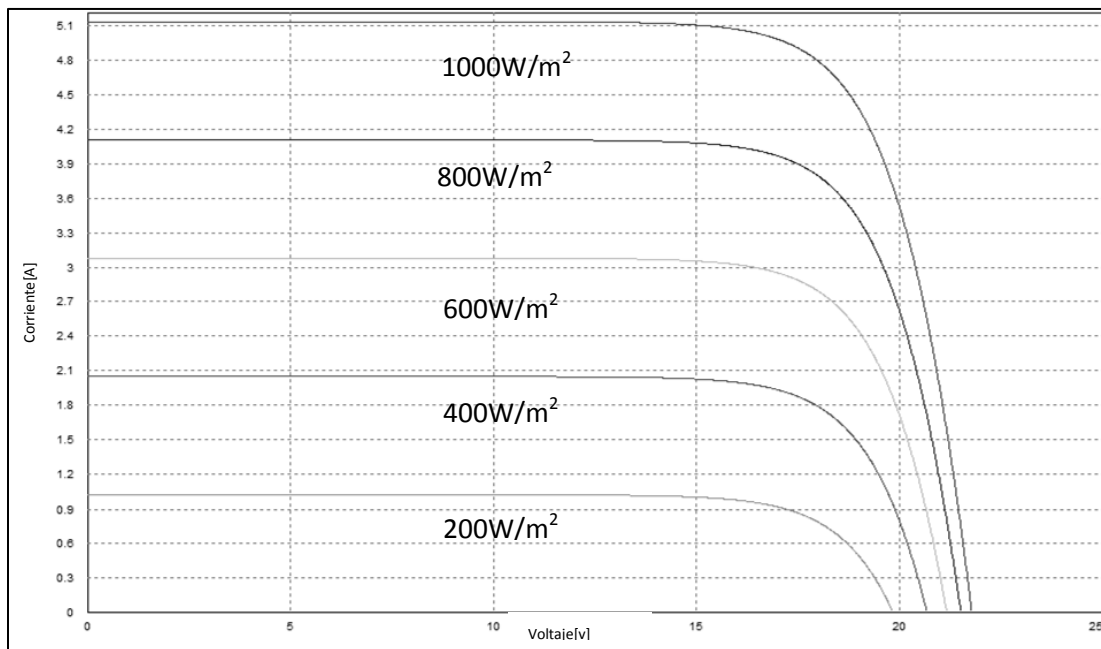


Figura 1: Corriente entregada por el panel con diferentes escalas de irradiación.

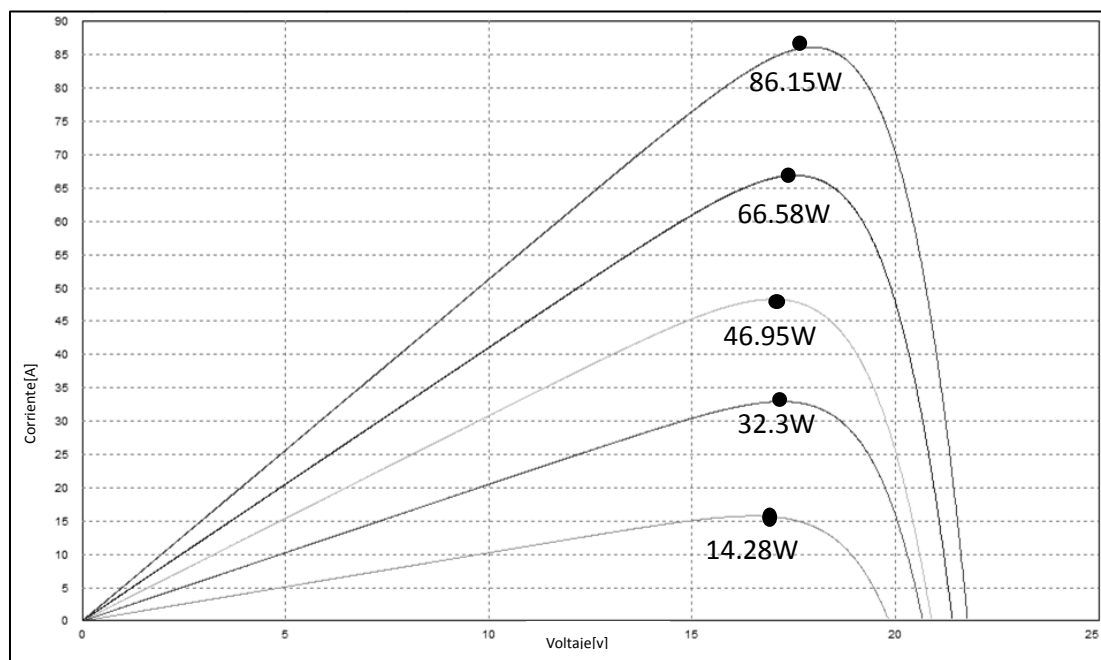


Figura 2: Potencia entregada por el panel ante diferentes escalas de Irradiación.

III. JUSTIFICACIÓN

Los sistemas fotovoltaicos no presentan el mejor desempeño en la conversión de energía debido a variaciones en las condiciones de temperatura e irradiación. Para tener un incremento en la eficiencia es necesario obtener el MPP del PSF, para ello son usadas a menudo dos estrategias de control. En la primera se mueve el ángulo de inclinación buscando siempre la máxima irradiación sin incrementar demasiado la temperatura de las celdas. En la segunda se ubica el panel en un ángulo fijo adecuado de tal forma, que en la horas de mayor irradiación el dispositivo reciba la máxima irradiación del sol.

En este proyecto se realizará la segunda estrategia de control debido a que Colombia está ubicada en la zona ecuatorial, donde la variación en la posición del sol no es muy drástica y la irradiación cambia muy poco. Un ángulo de inclinación dinámico del panel solar no es muy apropiado en regiones ecuatoriales ya que habrá una mayor pérdida de potencia, causada por la inclusión del sistema mecatrónico necesario para recorrer dicho ángulo.

Al tener una ubicación fija del panel, la máxima potencia extraída, se centra en el control del ciclo de trabajo del convertidor DC-DC por medio de un algoritmo MPPT.

IV. ANTECEDENTES

Desde hace varios años científicos de todo el mundo investigan la energía solar fotovoltaica, esto a consecuencia del incremento en el calentamiento global causado en gran medida por la emanación de gases tóxicos a la atmosfera y la cada vez menor disponibilidad de combustibles fósiles. Los sistemas de generación de energía eléctrica implementados con paneles solares fotovoltaicos, cada día ganan más fuerza por su longevidad y mantenimiento mínimo.

En el mercado se encuentran una gran variedad de controles para sistemas fotovoltaicos, a nivel internacional se destaca la empresa SUNTECH[12] como una de las mayores fabricantes de sistemas fotovoltaicos, en Colombia el IPSE[11] es la institución con mayor cantidad de investigaciones en sistemas fotovoltaicos .

Actualmente en la universidad del valle se realizan trabajos de grado a nivel de pregrado y doctorado relacionados con la generación de energía eléctrica a partir de fuentes alternas de energía. Es por ello que no se incluyen en los antecedentes estos, porque apenas se inicia la investigación sobre este tema.

Se indagó en las bases de datos de la IEEE Xplore donde se encontraron los siguientes artículos en los cuales se encuentran información sobre como modelar el PSF, algoritmos para MPPT y el tipo de convertidor a usar, de acuerdo a lo que se pretende realizar en el presente trabajo. Enseguida se listan estos documentos resaltando los aportes más importantes de cada uno.

1.IV.1 MODELADO PANEL SOLAR FOTOVOLTAICO

``PHOTOVOLTAIC CELL MODELING FOR SOLAR ENERGY POWERED SENSOR NETWORKS`` - D. Dondi. [1]

Obtiene un modelo de celda fotovoltaica de tamaño reducido para ser empleado en una red de sensores. La celda es simulada en PSpice por medio de un modelo numérico, validado por medio del MPPT para una red de sensores que es el objetivo de la aplicación.

``A PHOTOVOLTAIC CELL MODEL BASED ON NOMINAL DATA ONLY`` - Matagne E. [2]

Desarrolla un modelo para PSF a partir de los valores nominales otorgados por el fabricante del panel). El modelo obtenido es simulado (software no especificado). Validado haciendo uso del panel BP MSX60.

``SIMPLIFIED MODEL OF A PHOTOVOLTAIC MODULE`` - Armando Bellini[3]

Obtiene un modelo (circuito) mejorado PSF a partir de los parámetros otorgados por el fabricante. El modelo obtenido es simulado con Matlab-Simulink y validado por medio del panel PW1650 – 24V.

``COMPREHENSIVE APPROACH TO MODELING AND SIMULATION OF PHOTOVOLTAIC ARRAYS`` - Marcelo Gradella Villalva[4]

Obtiene un modelo para PSF. El modelo obtenido es simulado con PSIM y Matlab-Simulink. Validado con dos modelos de panel solarex MSX60 y Kyocera KC200GT.

``MODELING AND CIRCUIT-BASED SIMULATION OF PHOTOVOLTAIC ARRAYS`` - M. G. Villalva[5]

Tiene el mismo contenido que el artículo anterior salvo que en este realiza una explicación más amplia del modelado del panel.

1.IV.2 DISEÑO ALGORITMOS DE CONTROL

``A FASTER MAXIMUM POWER POINT TRACKER USING PEAK CURRENT CONTROL`` - Arash Kalantari[6]

Se realiza un control fuzzy basado en perturbación y observación (P&O) MPPT que utiliza como variable de control la corriente, para reducir las oscilaciones alrededor del MPP en estado estable. El control es simulado en Matlab-Simulink utilizando el modelo simplificado de PSF, un convertidor boost y una batería.

``AN IMPROVED AND VERY EFFICIENT MPPT CONTROLLER FOR PV SYSTEMS SUBJECTED TO RAPIDLY VARYING ATMOSPHERIC CONDITIONS AND PARTIAL SHADING`` - Kazmi Syed Muhammad Raza[7]

Diseña un control MPPT el cual tiene como atributos: total independencia de los parámetros del sistema, habilidad para encontrar el MPP en el mínimo número de pasos, reacción rápida ante cambios bruscos atmosféricos y menor consumo que los controladores con P&O y conductancia incremental (InC). El control es simulado en Simoplorer usando el modelo simplificado de PSF y convertidor Buck-Boost.

“RESEARCH AND IMPROVEMENT OF MAXIMUM POWER POINT TRACKING FOR PHOTOVOLTAIC SYSTEMS” - Yu-En Wu [8]

Modifica el algoritmo de P&O para MPPT y lo renombra perturbación y observación mejorado (MP&O). Mejora el consumo de potencia en el MPP debido a la perturbación del tradicional P&O y mejora la respuesta dinámica del sistema con un incremento en la velocidad de seguimiento de la potencia máxima. El MPO es simulado (no especifican herramienta de simulación), PSF de 120W y el convertidor utilizado es un Buck.

“ANALYSIS AND SIMULATION OF THE P&O MPPT ALGORITHM USING A LINEARIZED PV ARRAY MODEL” - Marcelo Gradella Villalva [9]

Se demuestra que el funcionamiento del algoritmo de P&O para MPPT puede mejorarse a partir de un adecuado control sobre el convertidor DC-DC, diseñando un compensador de voltaje para la entrada del convertidor de tipo PI, con esto se alcanza un bajo error de estado estable y mejorar la respuesta dinámica. El sistema es simulado en Simulink, el panel usado es el Kyocera KC200GT y el convertidor es Buck.

“DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A NOVEL MPPT CONTROLLER BASED ON SUN TRACKING TECHNOLOGY” - Guanghui Li[10]

En este artículo se realiza una mejora al algoritmo de P&O renombrándolo perturbación y observación mejorado (IP&O) el cual tiene un bajo error en estado estable para seguimiento del MPP y respuesta rápida ante cambios atmosféricos rápidos. No se muestran resultados simulados, solo los experimentales. El convertidor implementado es Buck.

1.IV.3 TABLAS RESUMEN ANTECEDENTES

Cada uno de los campos resumen de antecedentes se refieren a:

- Referencia: Es el nombre de uno de los autores del artículo
- Modelo del panel: Se tiene en cuenta los parámetros que utiliza para realizar el modelo. En el capítulo 1 se explican cada uno de estos parámetros.
- MPPT: El tipo de algoritmo que es usado para seguimiento del máximo punto:
 - Menor consumo: mínimo consumo de energía para el control
 - Diseño no tradicional: control Fuzzy.
 - IPO: Algoritmo de P&O mejorado en su velocidad de seguimiento.
 - MPO: Algoritmo de P&O mejorado su error en estado estable.
 - Compensador: Topología de control tradicional (Proporcional-Integral)
- Convertidor: El tipo de convertidor que es usado.
- Software: La herramienta en la cual se realizaron las simulaciones.

- Validación: Si en los artículos se expusieron resultados experimentales cotejándolos con datos teóricos.

Tabla 1. Antecedentes primera parte

Referencia	Modelado del Panel					MPPT					Convertidor		
	I= Isc	Rs	Rp	numérico	Circuito	Menor Consumo	Diseño no tradicional	IPO	MPO	Compensador	Buck	Boost	Buck - Boost
Dondi [1]	✓	✓	✓	✓									
Matagne [2]	✓	✓		✓									
Bellini [3]	✓	✓	✓		✓								
Villalva [4]		✓	✓		✓								
Villalva [5]		✓	✓		✓								
Kalantari [6]									✓			✓	
Kazmi [7]						✓	✓						✓
Yu-En Wu [8]									✓		✓		
Villalva [9]									✓	✓	✓		
Guanghui [10]								✓			✓		
Tesis		✓	✓		✓				✓			✓	

Tabla 2. Antecedentes segunda parte.

Referencia	Software				Validación
	Simulink	PSpice	Simploter	Psim	
Dondi [1]		✓			✓
Matagne [2]					✓
Bellini [3]	✓				✓
Villalva [4]	✓			✓	✓
Villalva [5]	✓	✓		✓	✓
Kalantari [6]	✓				
Kazmi [7]			✓		
Yu-En W [8]					✓
Villalva [9]	✓				✓
Guanghui[10]					✓
Tesis	✓			✓	✓

Nomenclatura tablas:

- I corriente a la salida del panel.
- Isc corriente de corto circuito del panel.
- Rs resistencia en serie del panel.
- Rp resistencia paralelo del panel.

V. OBJETIVOS

1.V.1 OBJETIVO GENERAL

Implementar un algoritmo para ajuste del máximo punto de potencia en un sistema fotovoltaico bajo condiciones de irradiación y temperatura homogéneas.

1.V.2 OBJETIVO ESPECÍFICOS

- Diseñar e implementar un convertidor DC-DC que reciba la potencia del panel y la entregue a una carga resistiva.
- Seleccionar e implementar un algoritmo para el seguimiento del máximo punto de potencia definiendo características de desempeño estático y dinámico del sistema, bajo condiciones de irradiación y temperatura homogéneas.
- Acoplar el convertidor con el algoritmo MPPT y verificar su desempeño estático y dinámico.

CAPITULO 1: MODELADO Y SIMULACIÓN PANEL SOLAR.

INTRODUCCIÓN

En el presente capítulo se realiza el modelado de un panel fotovoltaico basado en [4-5], haciendo una descripción paso a paso de cómo se desarrolló. Se evaluará el desempeño del mismo mediante la simulación del modelo en circuito, utilizando el software Psim. Observando como varía el comportamiento del modelo al hacer cambios en irradiación y temperatura. El panel fotovoltaico simulado es de marca Kyocera con referencia KD95SX [25], llegando a una muy buena aproximación, este panel fue seleccionado para la simulación porque la hoja de datos de los paneles Kyocera contiene las curvas de potencia y corriente con diferentes Irradiaciones y temperaturas, lo cual facilita la validación del modelo. El modelo empleado aquí es basado en [3,4, 5].

1.1 CIRCUITO MODELO PANEL SOLAR

Un panel solar fotovoltaico es un dispositivo el cual transforma la irradiación solar en energía eléctrica. La curva característica de este dispositivo está provista en la Figura 1.1 El punto de máxima potencia, MPP; es resultado de la corriente de máxima potencia, I_{mp} ; por el voltaje de máxima potencia V_{mp} .

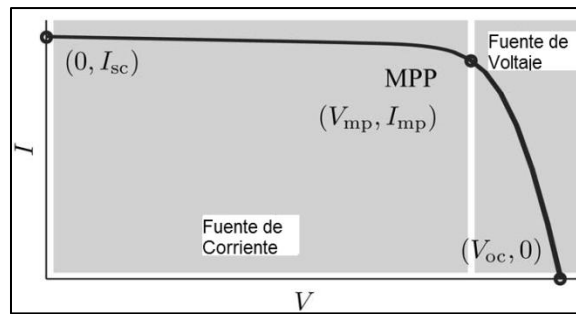


Figura 1.1: Curva I-V característica panel fotovoltaico.[4]

Los autores [4,5] modelan el funcionamiento del panel solar fotovoltaico con el circuito de la figura 1.2. Donde la I_{pv} corriente debida a la irradiación; I_d corriente del diodo; I corriente a la salida del panel; V voltaje en los terminales del panel; R_s resistencia debida a los contactos, y R_p representa la corriente de fuga.

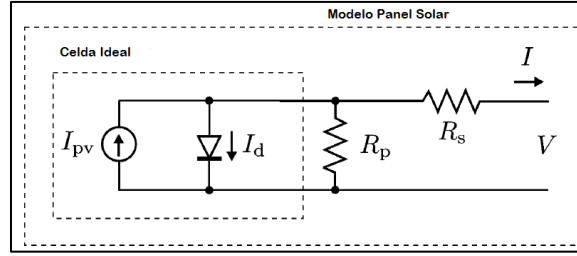


Figura 1.2: Modelo en circuito del panel fotovoltaico.[4]

La ec (1.1) representa el comportamiento del panel, donde V_t es el voltaje térmico del panel y a es la constante de idealidad del diodo usualmente entre 1.2 y 1.5 [1-7]. En las siguientes ecuaciones los valores nominales para las corrientes y los voltajes están acompañados del subíndice "n".

$$I = I_{pv} - I_d \left[\exp \frac{V + R_s I_{pv}}{V_t a} - 1 \right] - \frac{V + R_s I_{pv}}{R_p} \quad ec(1.1)$$

Donde I_{pv} , $I_{pv,n}$ e I_d están dadas por[3,4,5] :

$$I_{pv} = (I_{pv,n} + K_i \Delta T) \frac{G}{G_n} \quad ec(1.2)$$

$$I_{pv,n} = \frac{R_p + R_s}{R_p} I_{sc,n} \quad ec(1.3)$$

$$I_d = \frac{I_{sc,n} + K_i \Delta T}{\exp \left(\frac{V_{oc,n} + K_v \Delta T}{a V_t} \right) - 1} \quad ec(1.4)$$

Dónde:

G Irradiación recibida por el panel.

G_n Irradiación nominal o de STC (Condiciones estándar).

K_i Variación de la corriente con la irradiación.

K_v Variación del voltaje con la temperatura.

ΔT Diferencia entre la temperatura ambiente y la temperatura en STC.

V_{oc} Voltaje de circuito abierto.

$V_{oc,n}$ Voltaje de circuito abierto en STC.

$I_{pv,n}$ Corriente debida a la irradiación en STC.

$I_{sc,n}$ Corriente de corto circuito debida en STC.

V_t Voltaje térmico de la unión p-n.

Con las anteriores ecuaciones es posible modelar el comportamiento del panel, pero los fabricantes de paneles no incluyen los valores de a , V_t , I_d , R_s y R_p , en la hoja de datos del dispositivo, esto resulta en una dificultad para el modelado aunque hay autores como en [2] que omite el a y R_p . En este trabajo no se despreciaran estas resistencias ya que se desea obtener el comportamiento más próximo al dispositivo real. El algoritmo desarrollado en [4,5], usado para encontrar la resistencia se detalla en la siguiente sesión.

1.2 ALGORITMO DE BÚSQUEDA R_s Y R_p

El algoritmo de la figura 1.3, en el cual $P_{max,e}$ corresponde al valor que toma la potencia para los diferentes valores de R_s y R_p , esta potencia está definida por la ec (1.5).

$$P_{max,n} = V_{mpp} \left(I_{pv} - I_d \left(\exp \left(\frac{q}{kT} \frac{(V_{mpp} + R_s I_{mpp})}{a N_s} \right) - 1 \right) - \frac{V_{mpp} + R_s I_{mpp}}{R_p} \right) = P_{max,e} \quad ec(1.5)$$

Dónde:

V_{mpp} Voltaje del máximo punto de potencia.

I_{mpp} Corriente del máximo punto de potencia.

$P_{max,n}$ Potencia máxima en STC.

$P_{max,e}$ Potencia máxima en cada curva.

q Carga del electrón.

k Constante de Boltzmann.

N_s Número de celdas en serie.

Analizando la ec(1.5) R_s inicial puede ser cero, pero si R_p es cero entonces se tendrá una indeterminación, por tanto el valor de R_{pmin} está dado por la ec(1.7) [4,5].

$$R_p = \frac{V_{mp}(V_{mp} + I_{mp}R_s)}{V_{mp}I_{pv} - V_{mp}I_d \exp \left(\frac{q}{kT} \frac{(V_{mp} + R_s I_{mp})}{a N_s} \right) + V_{mp}I_d - P_{max,e}} \quad ec(1.6)$$

$$R_{p,min} = \frac{V_{mp}}{I_{sc,n} - I_{mp}} - \frac{V_{oc,n} - V_{mp}}{I_{mp}} \quad ec(1.7)$$

El desarrollo del algoritmo de la figura 1.3 se realiza en matlab, como es un proceso iterativo este puede ser resuelto de forma sencilla utilizando este software. En el anexo A

se encuentra el código implementado en matlab debidamente documentado (Este código fue tomado de [4-5]).

Al ejecutar el código del anexo A en matlab se obtienen cinco figuras. Sin embargo en este trabajo solo se consignan tres de estos resultados. En la figura 1.4 se observa como el algoritmo realiza el ajuste del máximo punto de potencia para los diferentes valores de corriente y voltaje. En la figura 1.5 se bosqueja como cambia la curva de potencia del panel al realizar los cambios en R_s y R_p . Finalmente La figura 1.6 muestra una captura de la ventana de Matlab donde se encuentran los resultados obtenidos con el algoritmo.

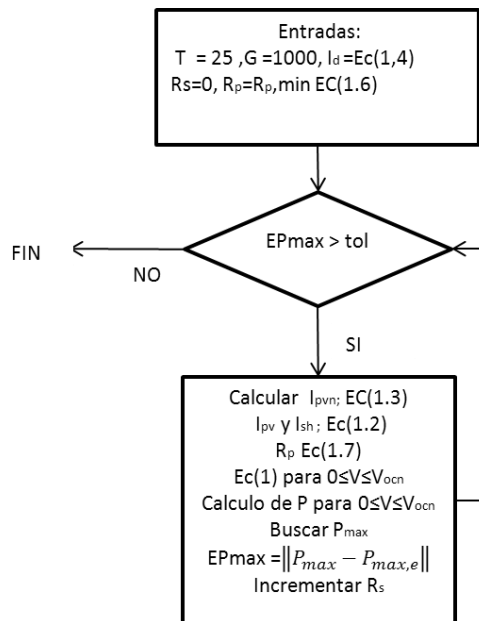


Figura 1.3: Algoritmo de búsqueda R_s y R_p .

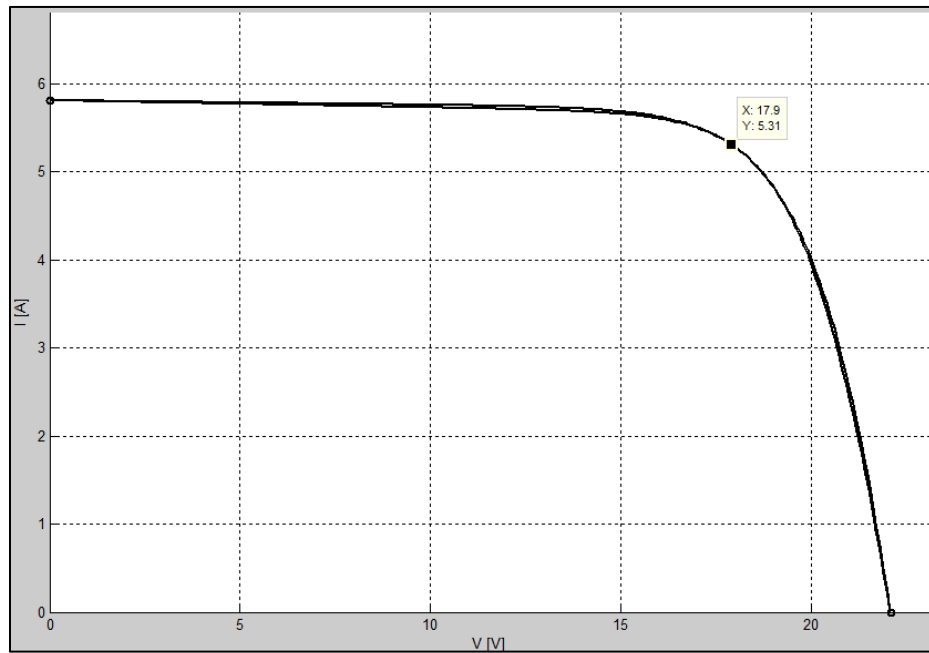


Figura 1.4: Curva Corriente v_s Voltaje.

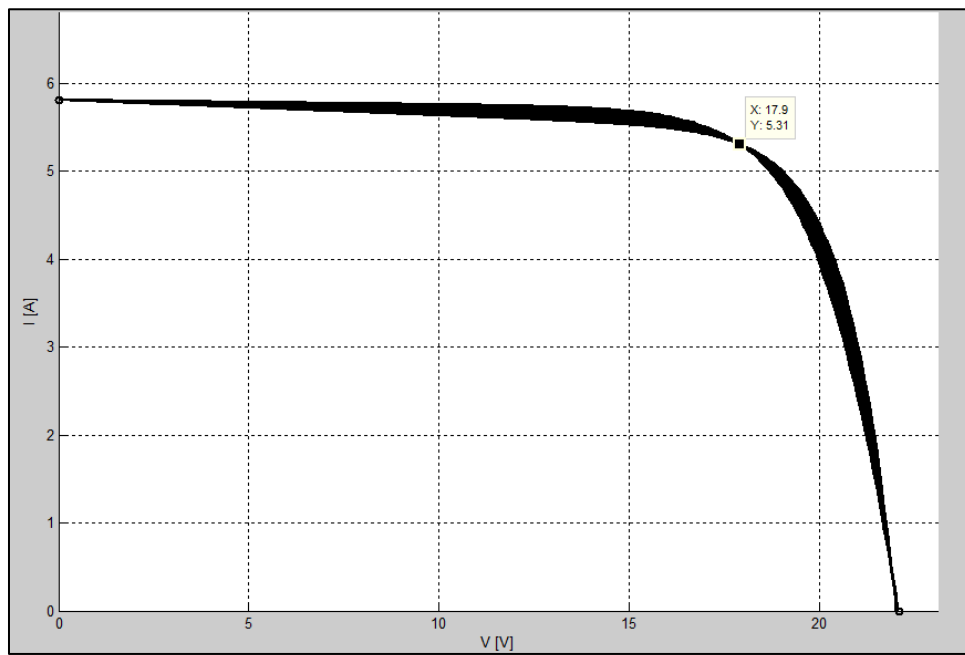


Figura 1.5: Curva de ajuste R_s y R_p .

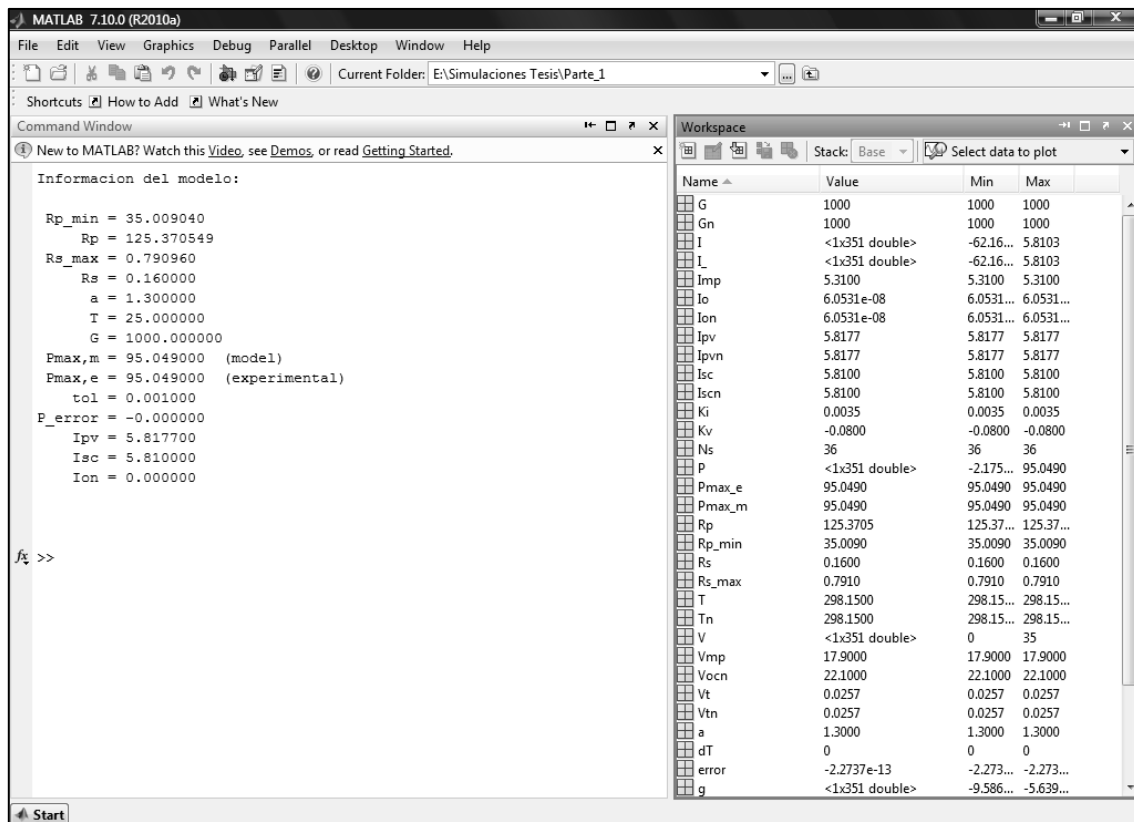


Figura 1.6: Ventana de resultados en Matlab.

Los valores de las resistencias obtenidas desde Matlab son los siguientes:

$$R_s = 0.16 \, \Omega$$

$$R_p = 125.37 \, \Omega$$

Con los anteriores valores y con los datos suministrados por el fabricante del panel solar se tiene la información necesaria para simular el modelo de panel solar antes descrito en la figura 1.2. En la simulación de este modelo se utilizará el software Psim, el procedimiento realizado se detallará en la siguiente sección.

1.3 SIMULACIÓN DEL MODELO

La simulación del modelo de la figura 1.7 se realiza en Psim y el proceso para la creación del mismo en Psim se detalla en el anexo B.

Al tener el esquema de la simulación como el de la figura 1.7, se da doble clic sobre el subcircuito, en el esquema que se habrá se hace doble clic sobre la Dll y en la parte donde dice "File name" se introduce el nombre del archivo dll que se creó anteriormente, en este caso es "PV_3.dll".

En la figura 1.8 aparecen varias fuentes de voltaje DC, estas fuentes cumplen la función de suministrar las variables de entrada a la Dll. En el campo voltaje de cada fuente se pone el

valor correspondiente para cada variable del sistema como se esquematiza a continuación:
 $N_s = 36$, $N_p = 1$, $G = 1000$, $T = 25$, $R_s = 0.16$, $R_p = 125.37$, $I_{sc} = 5.81$, $V_{oc} = 22.1$, $a = 1.3$, $K_v = -0.08$ y $K_i = 0.0035$.

Los anteriores valores exceptuando los valores de las resistencias y la constante de idealidad del diodo son extraídos de la hoja de datos del fabricante del panel. La carga que se utiliza para el panel es una fuente controlada por voltaje, con el fin de hacer un recorrido en toda la curva de potencia del panel, la fuente encargada de controlar la fuente de voltaje; es una fuente "Piecewise linear voltage source", esta se configura para que cubra el intervalo de voltaje de funcionamiento del panel, el cual será desde cero hasta voltaje de circuito abierto. La configuración de esta fuente se realiza como se ve en la figura 1.8, el valor del campo de "Values" debe ser igual al valor del campo "Times", esto para en el momento de la comprobación del modelo se pueda realizar una comparación idónea con la hoja de datos del fabricante, ya que en este caso el eje X aunque aparezca con el nombre de "Time" en realidad representa el Voltaje.

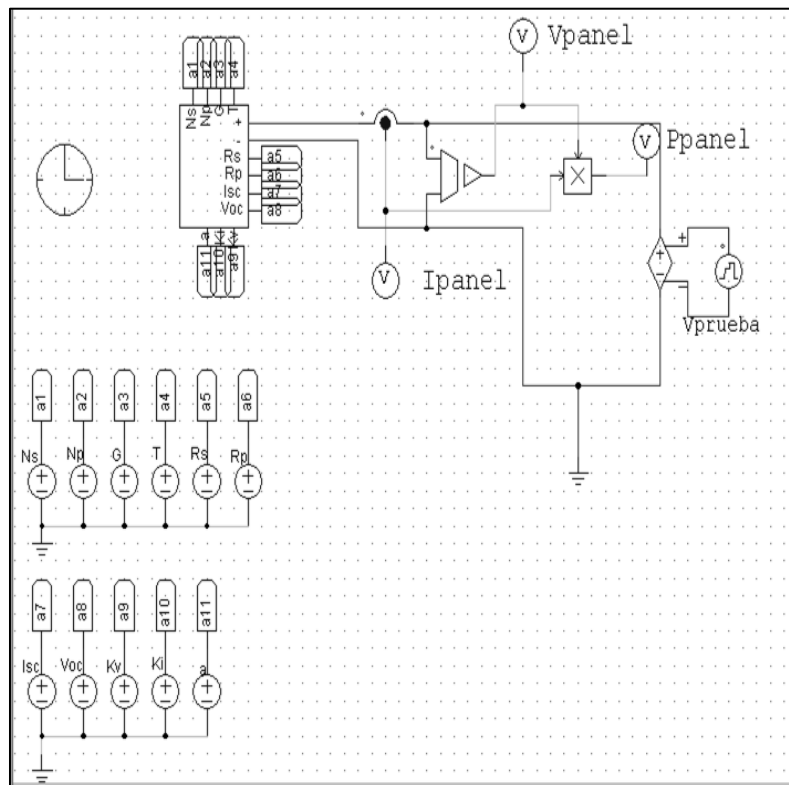


Figura 1.7: Circuito de modelo panel.

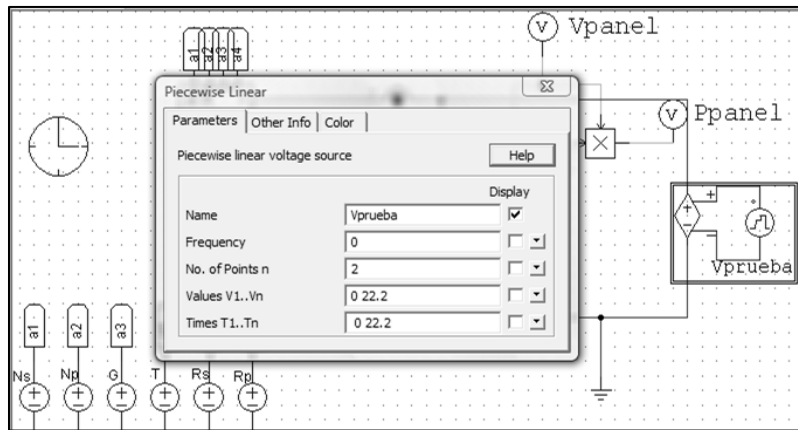


Figura 1.8: Configuración Fuente "Piecewise Linear".

En Las figuras 1.11 y 1.12 se encuentran los resultados de la simulación del modelo, cotejando con las gráficas de la hoja de datos del fabricante [25] (ver figuras 1.9 y 1.10) tienen el comportamiento deseado (No es posible cuantificar la exactitud del modelo ya que el fabricante expone una información limitada.) Al comparar los resultados de estas simulaciones con los obtenidos en matlab en los puntos de máxima potencia se encontró un error nulo.

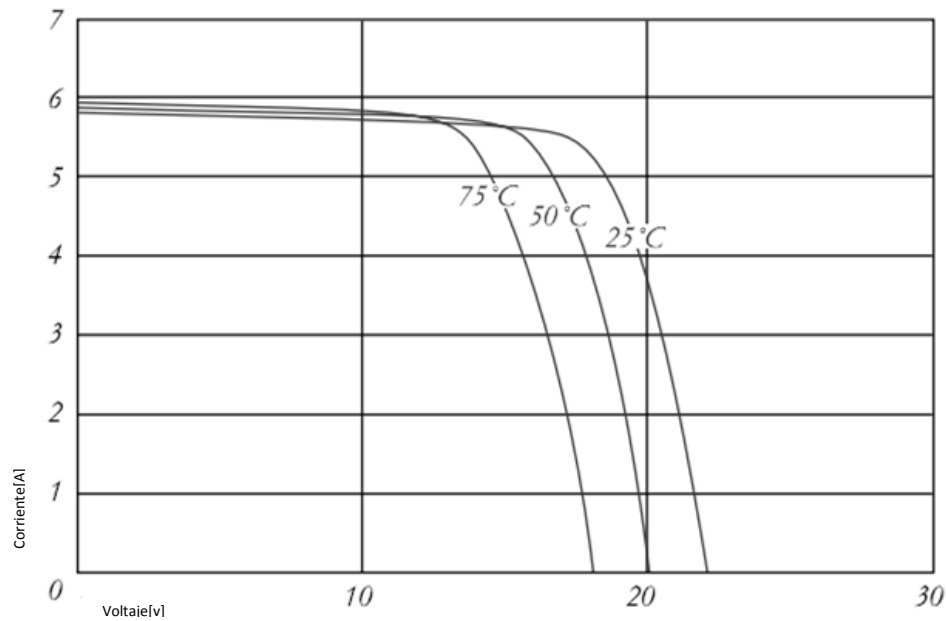


Figura 1.9: Curvas característica del MPP con respecto a la temperatura obtenidas desde el fabricante del panel solar. [25]

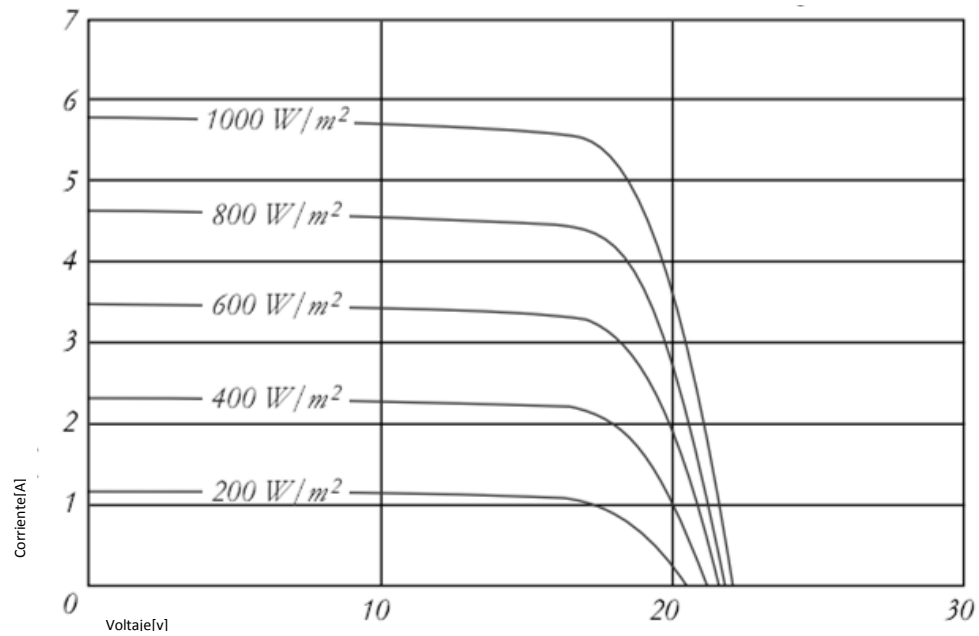


Figura 1.10: Curvas característica del MPP con respecto a la irradiación obtenidas desde el fabricante del panel solar.[25]

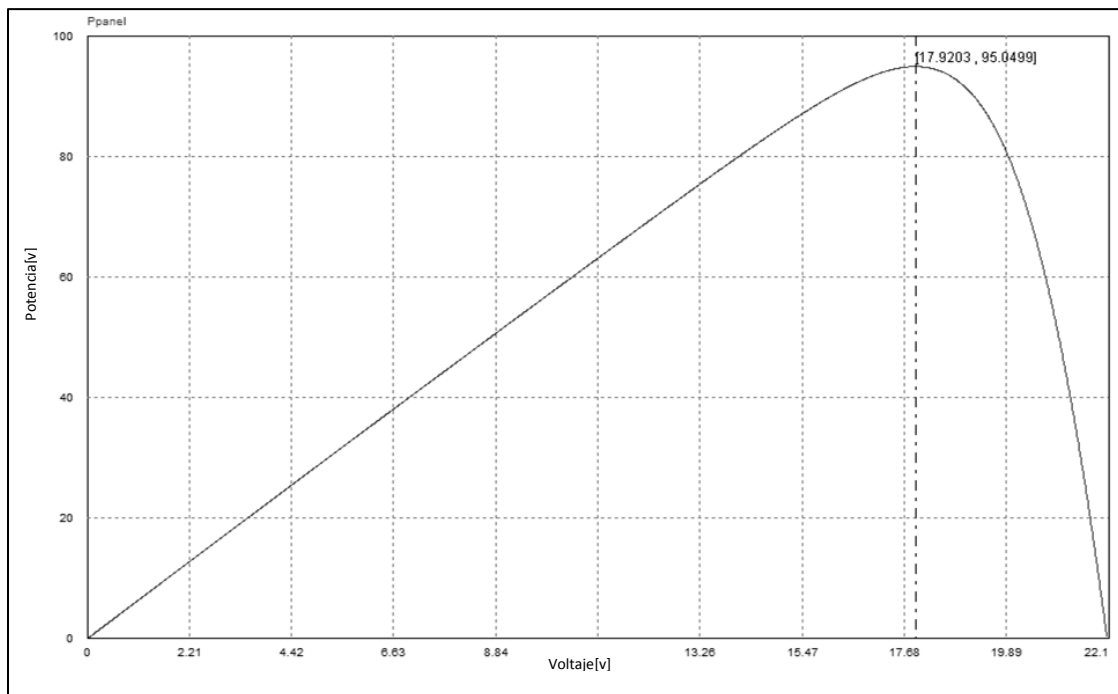


Figura 1.11: Curva I-V. En Condiciones estándar ($T = 25^{\circ}\text{C}$ y $G = 1000\text{W/m}^2$).

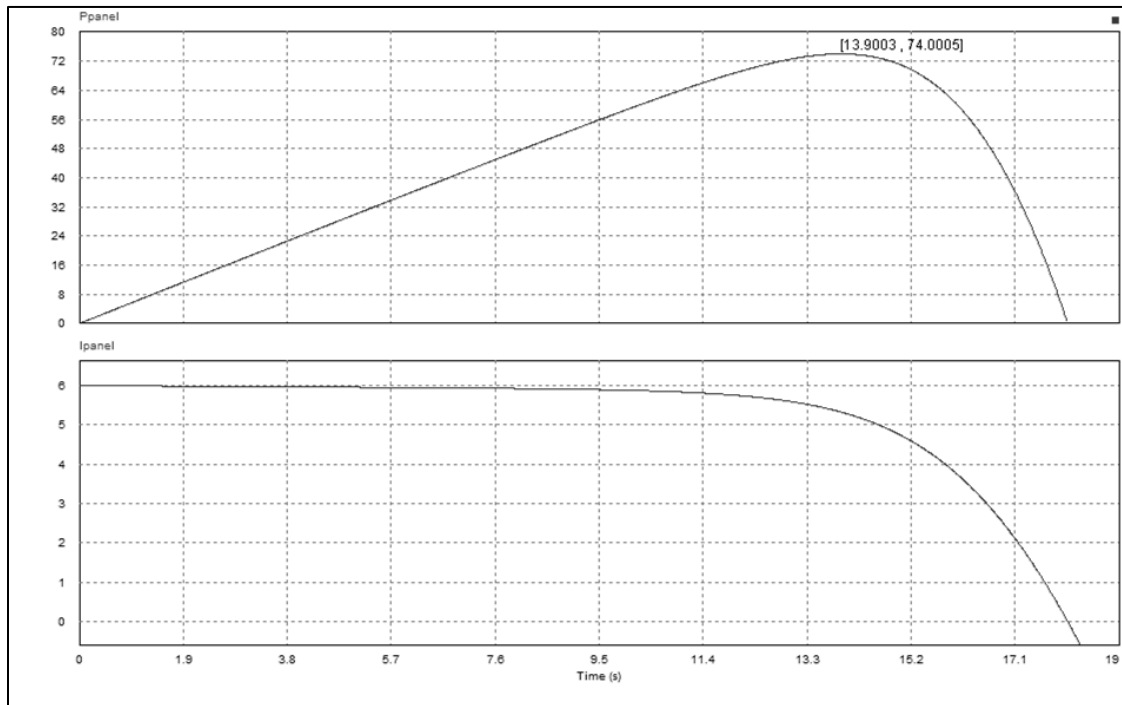


Figura 1.12: Curva de Potencia y curva I. Con Temperatura de 75°C.

El incremento o decremento en la temperatura del panel afecta el voltaje en forma directa, siendo muy conveniente para el adecuado funcionamiento del panel no tener temperaturas de trabajo por encima de los 60°C ya que estas causan una reducción brusca en el voltaje y por ende una disminución sustancial en la potencia entregada. Como es el caso de la figura 1.12 donde se somete el modelo a una temperatura de 75°C con lo cual hay una pérdida de potencia de 21W, esto no parece muy significativo pero si se tiene una jornada solar de 6 horas de plena radiación se estarían perdiendo 126Wh por día, ahora que si no es un panel si no 10 se estaría hablando de una pérdida de potencia de 1260Wh por día. Para evitar este problema de pérdida de potencia por recalentamiento se recomienda [25] poner el panel con una inclinación de 30°.

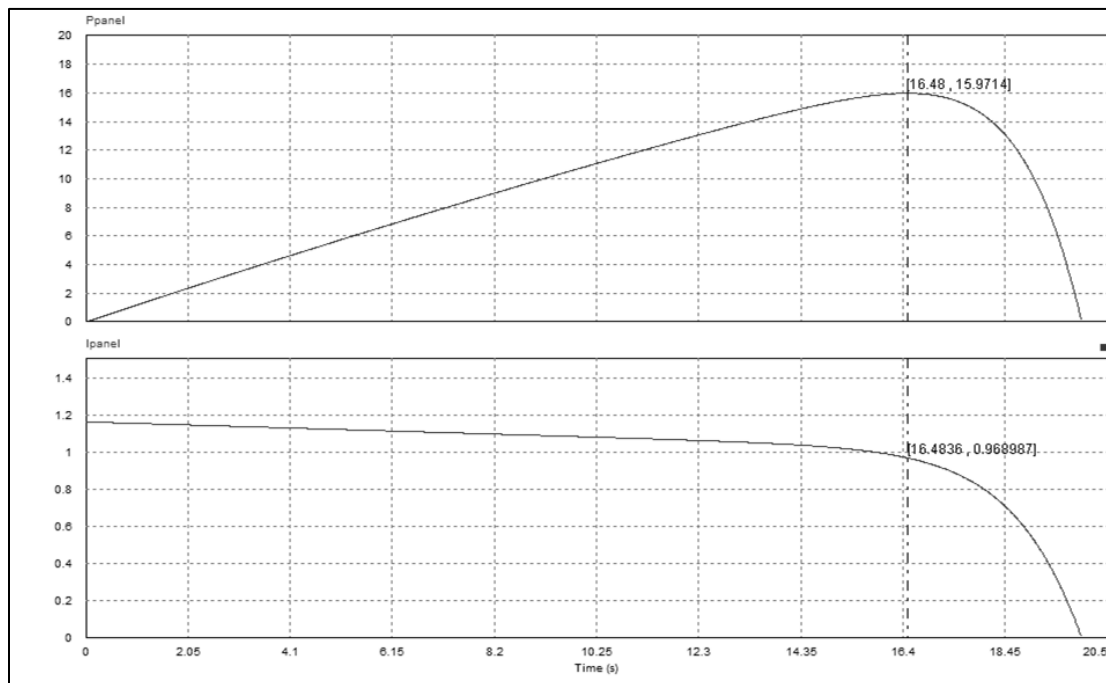


Figura 1.13: Curva de Potencia y Curva I. Con Variación en la Irradiación 200W/m^2 .

No obstante es más grave aún la disminución en la irradiación, ya que este decremento generan una pérdida a un mayor de potencia que los cambios en la temperatura. Los decrementos en la irradiación afectan directamente la corriente, como se aprecia en la figura 1.13, donde el modelo es sometido a una irradiación de 200 W/m^2 con lo cual hay una pérdida de potencia de 79.03W . La solución a este problema es buscar que el panel se encuentre libre de sombras y que el sitio donde se encuentra instalado sea rico en irradiación. En el caso de zonas ricas en irradiación solar en Colombia se podría consultar el atlas solar elaborado por el IDEAM en el 2006. Sin embargo este atlas tiene sus limitantes por las pocas estaciones existentes para hacer mediciones de irradiaciones con exactitud y calidad.

Ante cambios fuertes de irradiación y temperatura se presentan la mayor pérdida de potencia como se ve en la figura 1.14, donde es sometido el modelo a una temperatura de 75°C e irradiación de 200W/m^2 . Siendo la pérdida de potencia de 82.81W .

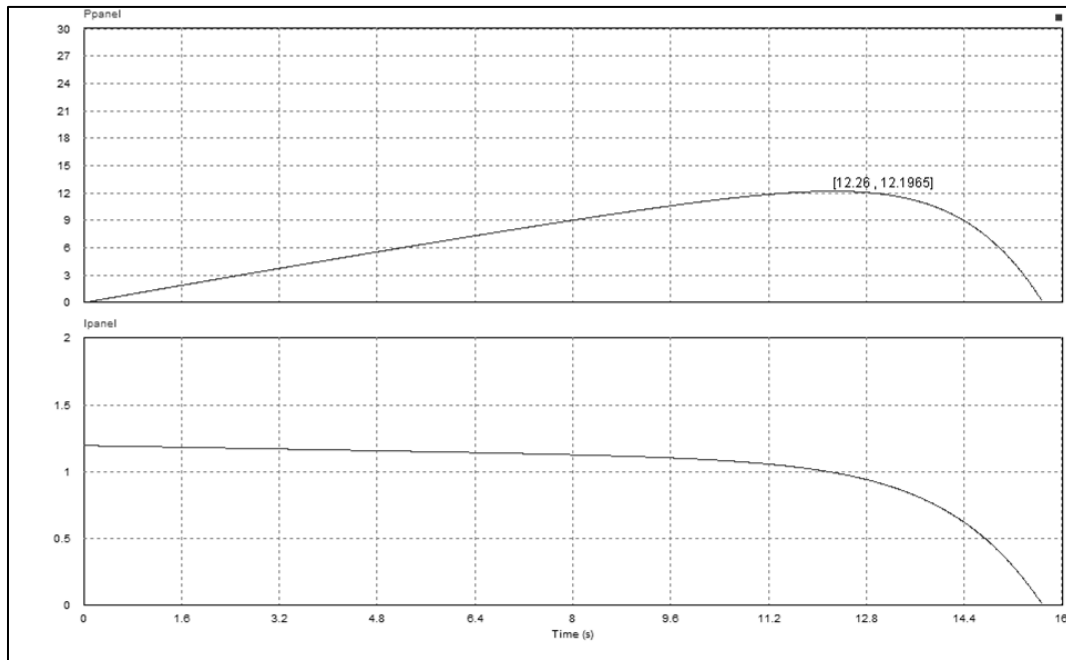


Figura 1.14: Curva de Potencia y Curva I. Con $T = 75^{\circ}\text{C}$ y $G = 200\text{W/m}^2$.

CAPITULO 2: SELECCIÓN Y DISEÑO CONVERTIDOR DC-DC

INTRODUCCIÓN

En el presente capítulo se realizará el modelado estático y dinámico para los convertidores DC-DC tradicionalmente empleados en sistemas fotovoltaicos no conectados a la red y conectados a la red, aunque en el presente trabajo de grado se implementará un sistema fotovoltaico no conectado a la red. Seguidamente se hará un análisis basado en [17,26], el cual establece la imposibilidad de hacer un seguimiento del máximo punto de potencia, una vez el convertidor entra en modo de conducción discontinuo MCD. Finalizando con la selección y diseño del convertidor boost.

2.1 CONVERTIDOR DC-DC

Los convertidores DC-DC son usados en aplicaciones donde una salida de voltaje promedio es requerida, la cual puede ser mayor o menor que el voltaje de entrada. Esto se logra controlando el tiempo en el cual *swith* del convertidor conduce o no conduce (Técnica PWM) típicamente a una frecuencia constante [27]. La relación del intervalo de tiempo en el cual *swith* se encuentra cerrado es llamado ciclo de trabajo del convertidor. Tanto en MCC y en MCD, las tres topologías básicas pueden ser comparadas a un transformador de corriente continua, donde la relación de transformación puede ser electrónicamente controlada variando *d* en intervalo [0, 1].

A continuación se hará una breve descripción del funcionamiento de los convertidores más utilizados en sistemas fotovoltaicos

2.2 CONVERTIDOR BUCK

El funcionamiento del convertidor reductor o *buck* esquematizado en la figura 2 tiene los siguientes modos de operación [2]:

Mosfet *on* : Cuando el mosfet se encuentra en conducción el voltaje cátodo ; V_k , será mayor al Voltaje de ánodo; V_A , con ello el diodo se abrirá (ver figura 2.1 (a)), la corriente entrada circula a través de la bobina; L , capacitor; C y resistencia; R . En este momento hay un almacenamiento de energía en la L .

Mosfet *off* : El mosfet se encuentra en no conducción el V_k , será menor a V_A , con esto el diodo conducirá (ver figura 2.1(b)). La energía almacenada en L es entregada en este momento al C y R .

Las formas de onda correspondientes a los voltajes y las corrientes aparecen en la figuras 2.2 y 2.3 para una corriente de carga continua.

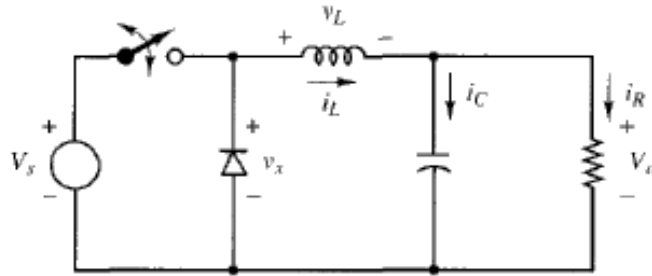
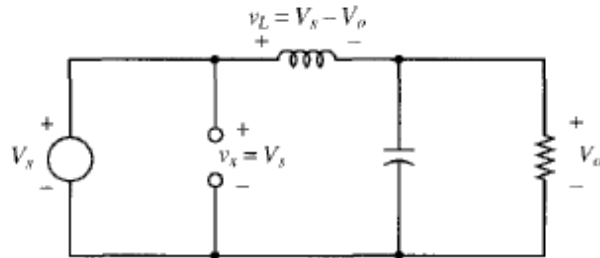
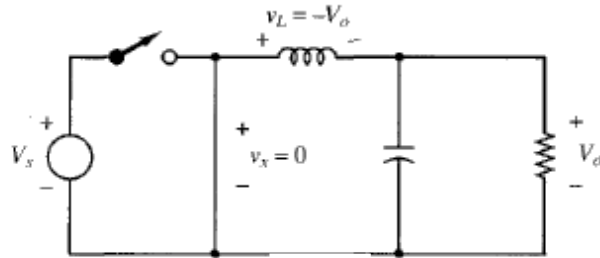


Figura 2: Convertidor reductor. [27]



(a)



(b)

Figura 2.1: (a) Circuito equivalente con interruptor cerrado. (b) Circuito equivalente con interruptor abierto [27]

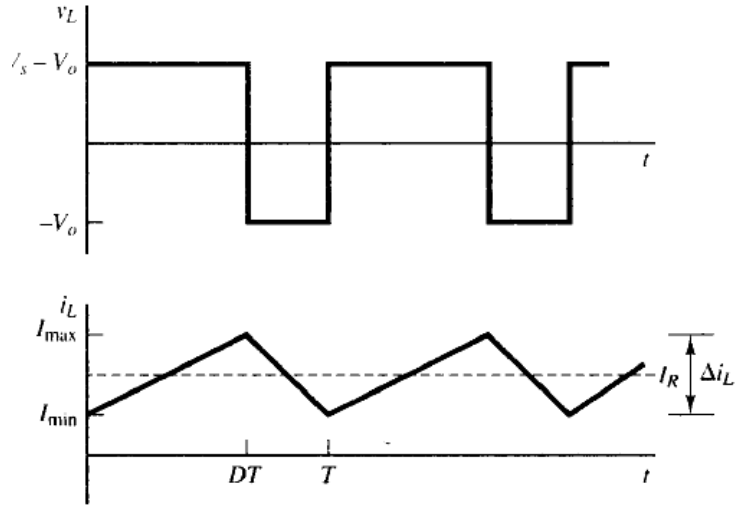


Figura 2.2: Formas de onda bobina: (a) Tensión bobina. (b) Corriente Bobina.[27]

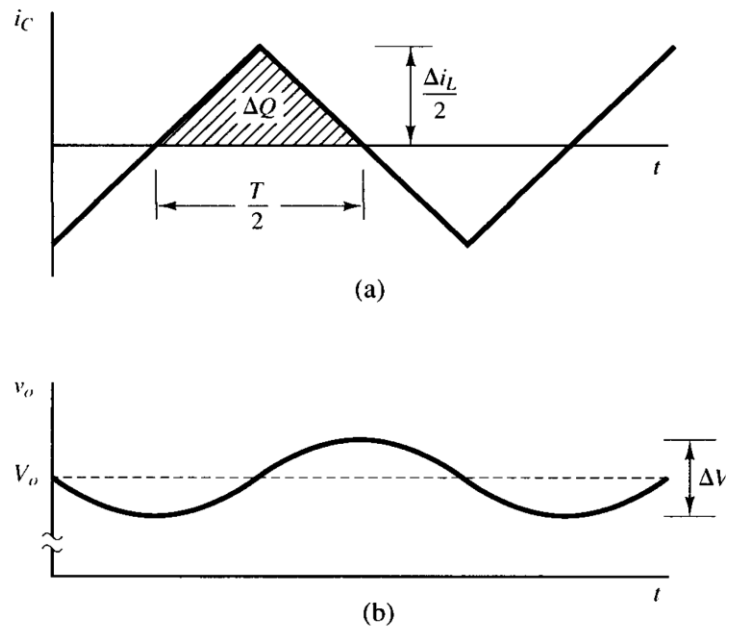


Figura 2.3: Formas de onda condensador: (a) Corriente condensador. (b) Tensión Rizado condensador [27]

2.2.1 MODELO ESTÁTICO CONVERTIDOR BUCK

El modelo estático del convertidor buck se hizo teniendo en cuenta las formas de onda de la figuras 2.2 y 2.3; y las ecuaciones (2.17) y (2.18).

De acuerdo a la figura 2.2 la corriente máxima y mínima en la bobina es:

$$I_{Lmin} = I_l - \frac{\Delta i_L}{2} \quad ec (2.1)$$

$$I_{Lmin} = I_l + \frac{\Delta i_L}{2} \quad ec (2.2)$$

El cambio en la corriente de la bobina se expresa como:

$$\Delta i_L = \frac{(1-d)V_o}{2fL} \quad ec (2.3)$$

Al sustituir estos valores en las ecuaciones (2.1) y (2.2), resultan:

$$I_{Lmin} = \frac{V_o}{R} - \frac{(1-d)V_o}{2fL} \quad ec (2.4)$$

$$I_{Lmax} = \frac{V_o}{R} + \frac{(1-d)V_o}{2fL} \quad ec (2.5)$$

Para encontrar L_{min} bobina mínima; la corriente mínima en el inductor se hace igual a cero:

$$0 = \frac{V_o}{R} - \frac{(1-d)V_o}{2fL}$$
$$L_{min} = \frac{(1-d)R}{2f} \quad ec (2.6)$$

La carga del capacitor se considera como:

$$Q = CV_o \quad ec (2.7)$$

Como la carga varia con el tiempo se tiene que la capacitancia es igual a:

$$\Delta Q = C\Delta V_o$$
$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta V_o} \quad ec (2.8)$$

De la figura 2.2 Se obtiene una forma de onda triangular para la corriente en el inductor, con lo cual la carga del capacitor es representada por su área:

$$|\Delta Q| = \frac{\frac{T_s}{2} \frac{\Delta i_L}{2}}{2} = \frac{T_s \Delta i_L}{8} \quad ec \ (2.9)$$

Al sustituir la ec(2.19) en la ec(2.20) resulta :

$$C_{min} \geq \frac{1-d}{8(\frac{\Delta V_o}{V_o})Lf^2} \quad ec \ (2.10)$$

2.2.2 MODELO DINÁMICO CONVERTIDOR BUCK

El proceso que se llevó a cabo para obtener el modelo dinámico del convertidor reductor consiste en dos casos:

- En primera instancia se consideró el mosfet off, obtenido las siguientes ecuaciones:

Voltaje en la bobina:

$$V_L + V_o = 0$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_o}{L} \quad ec \ (2.11)$$

Corriente en el capacitor:

$$i_L = i_C + \frac{V_o}{R}$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{dV_o}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_o}{RC} \quad ec \ (2.12)$$

- El segundo paso consistió en analizar el circuito cuando el mosfet on :

Voltaje en la bobina:

$$-V_s + V_L + V_o = 0$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_o}{L} + \frac{V_s}{L} \quad ec \quad (2.13)$$

Corriente en el capacitor:

$$i_L = i_C + \frac{V_o}{R}$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{dV_o}{dt} = \frac{i_C}{C} - \frac{V_o}{RC} \quad ec \quad (2.14)$$

De las ecuaciones (2.10)-(2.14) se obtiene el siguiente modelo promedio:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s d}{L} - \frac{V_o}{L} \quad ec \quad (2.15)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_o}{RC} \quad ec \quad (2.16)$$

Asumiendo estado estable a partir de las ecuaciones (2.15) y (2.16) se tiene:

$$\frac{V_o}{V_s} = D \quad ec \quad (2.17)$$

$$i_l = \frac{V_o}{R} \quad ec \quad (2.18)$$

Finalmente el modelo dinámico en variables de estado es:

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_s/L \\ 0 \end{bmatrix} d \quad ec \quad (2.19)$$

2.3 CONVERTIDOR BOOST

En un regulador elevador, el voltaje de salida es mayor que el voltaje de entrada, la figura 2.4(a), describe el funcionamiento de este en sus dos modos (interruptor abierto e interruptor cerrado).

El primer modo ocurre en $t=0$, momento en el cual el interruptor se encuentra cerrado, con ello la corriente de entrada recorre la malla correspondiente a la bobina y el interruptor. (Ver figura 2.4 (b))

En el segundo modo el interruptor en $t=t_1$ se abre, la corriente fluye a través de L, C, carga y el diodo (Ver figura 2.4 (c)). En este ciclo la corriente del inductor disminuye hasta que se vuelve a activar en el siguiente ciclo el interruptor, esta disminución de energía en L se debe a la transferencia de energía a la carga.

Las formas de onda correspondientes a los voltajes y las corrientes aparecen en la figuras 2.5 y 2.6 para una corriente de carga continua.

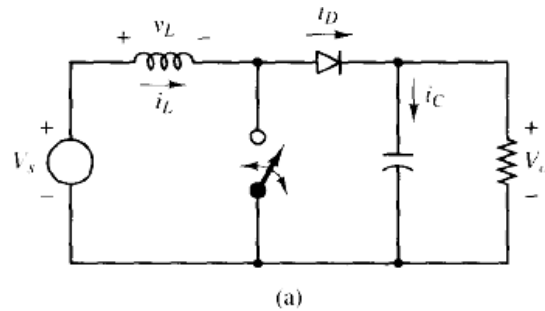


Figura 2.4: (a) convertidor DC-DC elevador [27]

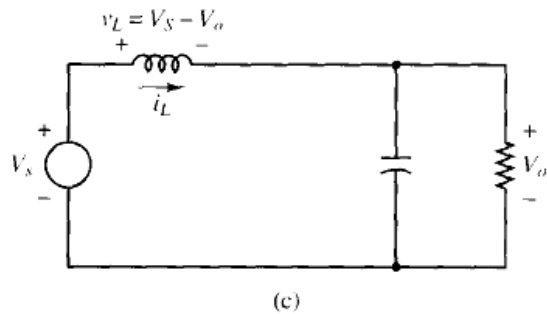
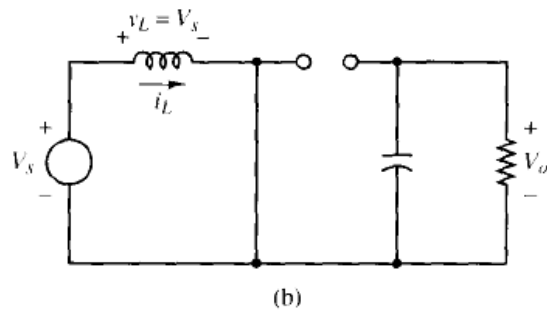


Figura 2.4: (a) convertidor DC-DC elevador. (b) Circuito equivalente con interruptor cerrado. (c) Circuito equivalente con interruptor abierto. [27]

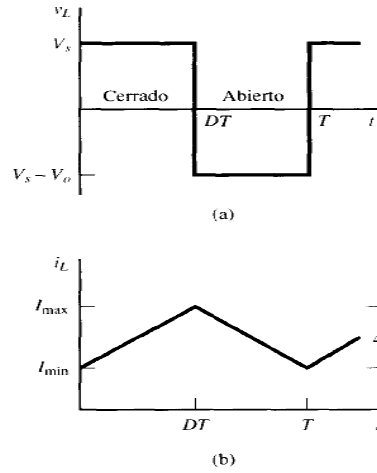


Figura 2.5: Formas de onda convertidor elevador (a) Tensión bobina. (b) Corriente Bobina.[27]

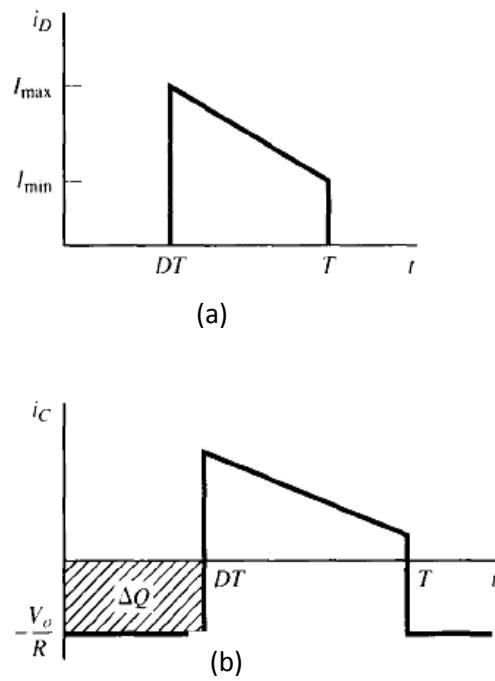


Figura 2.6: Formas de onda convertidor elevador (a) Corriente diodo (b) Corriente condensador. [27]

2.3.1 MODELO ESTÁTICO CONVERTIDOR BOOST

El modelo estático del convertidor Boost se hizo teniendo en cuenta las formas de onda de la figuras 2.5 y 2.6; y las ecuaciones (2.32) y (2.33).

De la figura 2.5 (b) el cambio en la corriente de la bobina se expresa como:

$$\Delta i_L = \frac{V_s d T_s}{2L} \quad ec \quad (2.20)$$

Al sustituir estos valores en las ecuaciones (2.1) y (2.2), resultan:

$$I_{Lmin} = \frac{V_s}{(1-d)^2 R} - \frac{dV_s}{2fL} \quad ec \quad (2.21)$$

$$I_{Lmax} = \frac{V_s}{(1-d)^2 R} + \frac{dV_s}{2fL} \quad ec \quad (2.22)$$

I_{Lmin} , se logra cuando la corriente en el inductor se hace igual a cero:

$$0 = \frac{V_s}{(1-d)^2 R} - \frac{dV_s}{2fL}$$
$$L_{min} = \frac{d(1-d)^2 R}{2f} \quad ec \quad (2.23)$$

De la figura 2.6 (b) Se obtiene una forma de onda cuadrada para la corriente en el capacitor, con lo cual la carga del capacitor es representada por su área:

$$|\Delta Q| = dT_s \left(\frac{V_o}{R} \right) \quad ec \quad (2.24)$$

Al sustituir la ec(2.34) en la ec(2.18) se logra:

$$C \geq \frac{d}{\left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right) R f} \quad ec \quad (2.25)$$

2.3.2 MODELO DINÁMICO CONVERTIDOR BOOST

Para obtener el modelo dinámico del convertidor elevador se realizaron dos pasos: En primera instancia se consideró el mosfet off, obtenido las siguientes ecuaciones:

Voltaje en la bobina:

$$-V_s + V_L = 0$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_s}{L} \quad ec \quad (2.26)$$

Corriente en el capacitor:

$$i_L = -i_C$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{dV_O}{dt} = -\frac{V_O}{RC} \quad ec \quad (2.27)$$

- El segundo paso consistió en analizar el circuito cuando el mosfet on:
Voltaje en la bobina:

$$-V_s + V_L + V_O = 0$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_O}{L} + \frac{V_s}{L} \quad ec \quad (2.28)$$

Corriente en el capacitor:

$$i_L = i_C + \frac{V_O}{R}$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{dV_O}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_O}{RC} \quad ec \quad (2.29)$$

De las ecuaciones (2.26)-(2.29) se tiene el modelo promedio:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L} - \frac{V_O(1-d)}{L} \quad ec \quad (2.30)$$

$$\frac{dV_O}{dt} = \frac{i_L(1-d)}{C} - \frac{V_O}{RC} \quad ec \quad (2.31)$$

Asumiendo estado estable de las ecuaciones (2.30) y (2.31) en DC se tiene:

$$\frac{V_O}{V_s} = 1 - D \quad ec \quad (2.32)$$

$$i_L = \frac{V_O}{R(1-D)} \quad ec \quad (2.33)$$

Finalmente el modelo dinámico en variables de estado es:

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{V}_O \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -(1-D)/L \\ (1-D)/C & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_O \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_s(1-D)/L \\ -V_s/RC \end{bmatrix} d \quad ec \quad (2.34)$$

2.4 CONVERTIDOR BUCK-BOOST

Un regulador reductor-elevador suministra un voltaje de salida que puede ser menor o mayor que el voltaje de entrada; la polaridad del voltaje de salida es opuesta a la del voltaje de entrada [27]. En la figura 2.7 aparece el circuito para un regulador reductor-elevador. La operación del circuito se divide en dos modos:

Mosfet on: el interruptor está cerrado y el diodo tiene una polarización inversa, la corriente de entrada, fluye a través del L y del interruptor. (Ver figura 2.8a)

Mosfet off: el interruptor es conmutado y la corriente, fluirá a través de L, C, diodo y carga. La energía almacenada en el inductor L se transferirá a la carga y la corriente del inductor se disminuirá hasta que el interruptor se active en el siguiente ciclo. (Ver figura 2.8b)

Las formas de onda para los regímenes en estado permanente de corriente y voltaje del regulador reductor-elevador aparecen en la figuras 2.9 y 2.10.

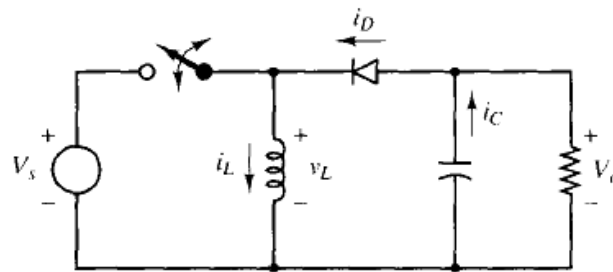
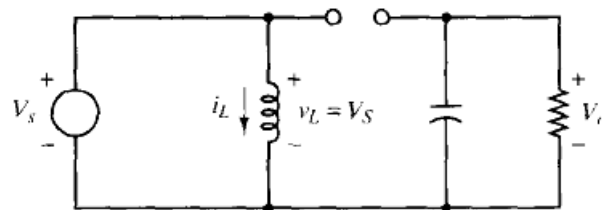
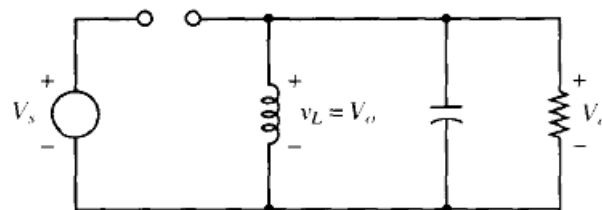


Figura 2.7: Convertidor DC-DC elevador [27]

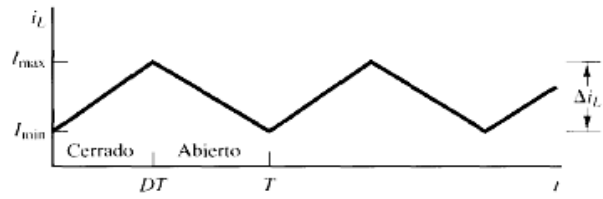


(a)

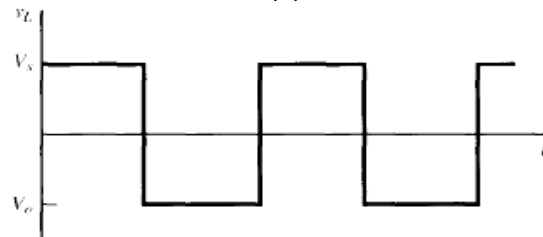


(b)

Figura 2.8: (a) Circuito equivalente con interruptor cerrado. (b) Circuito equivalente con interruptor abierto. [27]



(a)



(b)

Figura 2.9 Formas de onda bobina: (a) Corriente en la bobina. (b) Voltaje en la bobina.[27]

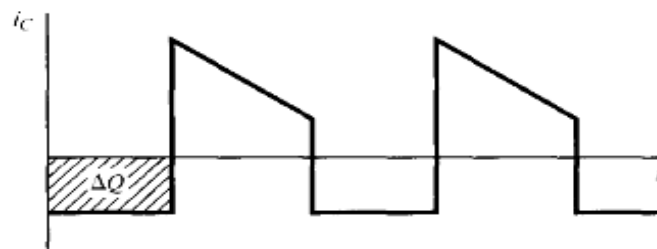


Figura 2.10: Corriente condensador.[27]

2.4.1 MODELO ESTÁTICO CONVERTIDOR BUCK-BOOST

El modelo estático del convertidor buck-boost se hizo teniendo en cuenta las formas de onda de la figuras 2.9 y 2.10 y las ecuaciones (2.47) y (2.48).

De la Figura 9 se obtiene el cambio en la corriente de la bobina como:

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} d T_s}{2L} \quad ec \quad (2.35)$$

Al sustituir estos valores en las ecuaciones (2.10) y (2.11), resultan:

$$I_{Lmin} = \frac{V_{in} d}{(1-d)^2 R} - \frac{d V_{in}}{2fL} \quad ec \quad (2.36)$$

$$I_{Lmax} = \frac{V_{in} d}{(1-d)^2 R} + \frac{d V_{in}}{2fL} \quad ec \quad (2.37)$$

El calculo de I_{Lmin} , se realiza haciendo que la corriente mínima en el inductor se hace igual a cero:

$$0 = \frac{V_{in} d}{(1-d)^2 R} - \frac{d V_{in}}{2fL}$$
$$L_{min} = \frac{(1-d)^2 R}{2f} \quad ec \quad (2.38)$$

De la figura 10, se obtiene una forma de onda cuadrada para la corriente en el capacitor, con lo cual la carga del capacitor es representada por su área:

$$|\Delta Q| = d T_s \left(\frac{V_o}{R} \right) \quad ec \quad (2.39)$$

Al sustituir la ec(2.48) en la ec(2.18) se tiene :

$$C \geq \frac{d}{\left(\frac{V_o}{\Delta V_o} \right) R f} \quad ec(2.40)$$

2.4.2 MODELO DINÁMICO CONVERTIDOR BUCK -BOOST

Al igual que en los dos convertidores antes analizados se consideraron dos casos:

- En primera instancia se consideró el mosfet off:
Voltaje en la bobina:

$$-V_s + V_L = 0$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_s}{L} \quad ec (2.41)$$

Corriente en el capacitor:

$$i_L = -i_C$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{dV_O}{dt} = -\frac{V_O}{RC} \quad ec (2.42)$$

- El segundo paso consistió en analizar el circuito cuando el mosfet on:
Voltaje en la bobina

$$-V_L + V_O = 0$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_O}{L} \quad ec (2.43)$$

Corriente en el capacitor

$$i_L + i_C + \frac{V_O}{R} = 0$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{dV_O}{dt} = -\frac{i_L}{C} - \frac{V_O}{RC} \quad ec (2.44)$$

Con las ecuaciones (2.36)-(2.39) se obtuvo el modelo promedio:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in}d}{L} - \frac{V_O(1-d)}{L} \quad ec (2.45)$$

$$\frac{dV_O}{dt} = -\frac{i_L(1-d)}{C} - \frac{V_O}{RC} \quad ec (2.46)$$

Al asumir condiciones estables, a partir de las ecuaciones (2.45) y (2.46) se obtuvo:

$$\frac{V_O}{V_{in}} = -\frac{D}{(1-D)} \quad ec (2.47)$$

$$i_L = -\frac{V_O}{R(1-D)} \quad ec (2.48)$$

Modelo dinámico convertidor en variables de estado:

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{V}_O \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(1-D)}{L} \\ -\frac{(1-D)}{C} & \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_O \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L(1-D)} \\ -\frac{V_{in}}{RC(1-D)^2} \end{bmatrix} d \quad ec (2.49)$$

2.5 SELECCIÓN DEL TIPO DE CONVERTIDOR DC-DC

Los convertidores DC-DC usualmente implementados en aplicaciones fotovoltaicas no conectadas a red, son el Buck, Buck-Boost y Boost. En la tabla 2 se encuentran algunos de los trabajos en energías fotovoltaicas donde se usan estos convertidores.

Tabla 2: Convertidores DC-DC comúnmente usados en sistemas fotovoltaicos.

Referencia	Convertidor		
	Buck	Boost	Buck - Boost
[6]		✓	
[7]			✓
[8]	✓		
[9]	✓	✓	
[10]	✓		
[22-24]		✓	✓

Otro criterio que se tuvo en cuenta para la selección del convertidor DC-DC a implementar fue su capacidad de poder emular la R_{mp} (Resistencia en el máximo punto de potencia), ya que si el convertidor no es capaz de hacer esto entra MCD, momento en el cual ya no habrá un seguimiento del máximo punto de potencia como se demostrara más adelante.

En La Fig 2.11, se establece el diagrama del panel solar conectado a un convertidor, donde R_i es el valor de la resistencia de carga para el PSF. El modo de operación del convertidor está dado por la Ec(2.51).

$$K = \frac{2 \times F_s \times L}{R} \quad ec (2.51)$$

Dónde:

K constante que define el MCC del convertidor

F_s Frecuencia de conmutación.

L inductancia de la bobina.

R Resistencia de carga del convertidor.

Si K es menor o igual K_{crit} constante que define el MCD del convertidor, este entrara en MCD. Consecuentemente si K es mayor a K_{crit} el convertidor podría operar MCC. [17, 26]

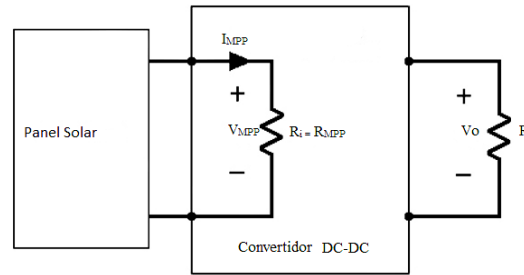


Figura 2.11. Conexión de PSF al Convertidor DC-DC.

El convertidor boost-buck es el ideal para la búsqueda del máximo punto de potencia esto gracias a su desplazamiento bidireccional por la curva I-V, en otras palabras el convertidor no entrara en MCD, esto es válido cuando $K > K_{crit}$. Por tanto la emulación de R_i resistencia de entrada al convertidor, que en últimas es R_{mmp} resistencia del MPP, si podrá ser hecha por el convertidor y por ende para todo el ciclo de trabajo, el convertidor estará en MCC (ver figura 2.12). Con la ec. (2.52) se calcula el modo de operación de este convertidor según el ciclo de trabajo. [17,26]

$$K_{cri} = (1 - D)^2 \quad ec(2.52)$$

Donde:

K_{cri} Constante que define el MCD del convertidor

D Ciclo de trabajo del convertidor

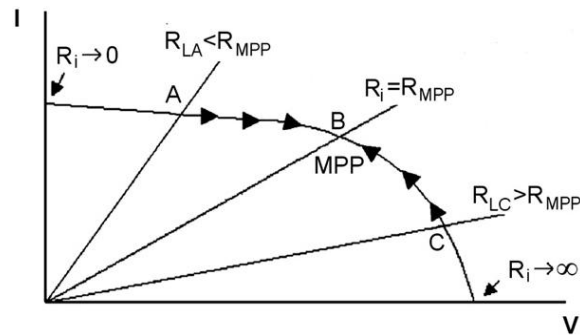


Figura 2.12. Regiones de operación del convertidor buck-boost en la búsqueda de MPP[17].

El convertidor buck posee la región de operación de la Figura 2.13, lo cual solo le permite realizar una búsqueda para valores de $R_{MPP} \leq R$. Por tanto la emulación de una R_i inferior a esta hará que entre en MCD. Con La Ec. (2.53) se calcula el modo de operación de este convertidor según el ciclo de trabajo. [17,26]

$$K_{cri} = (1 - D) \quad ec(2.53)$$

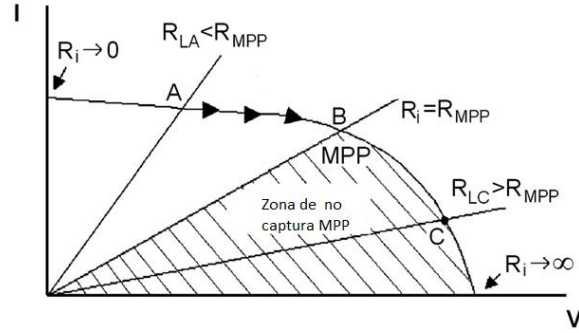


Figura 2.13. Regiones de operación y no operación del convertidor buck en la búsqueda de MPP. [17].

La región de operación del convertidor boost para el seguimiento del MPP se bosqueja en la Fig 14. La operación MCC se realizara siempre que $R \geq R_{MP}$ en caso contrario el convertidor estará MCD. Con la ec(2.54) se calcula el modo de operación de este convertidor según el ciclo de trabajo. [17,26]

$$K_{cri} = D(1 - D)^2 \quad ec(2.54)$$

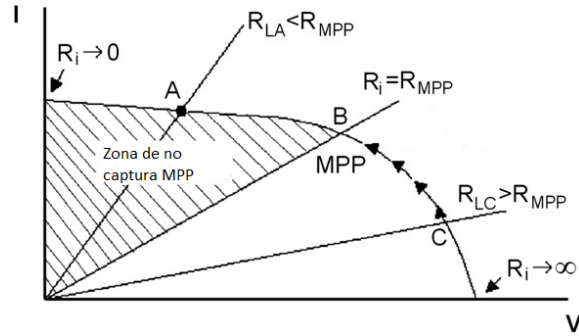


Figura 2.14. Regiones de operación y no operación del convertidor boost en la búsqueda de MPP. [17]

El tipo de convertidor a utilizar está relacionado con el tipo de carga final en el sistema, en el caso de una batería es muy común la implementación de un convertidor buck o un buck-boost, en la situación de transformar la potencia en DC a potencia en AC usualmente se utiliza un convertidor boost para extraer el voltaje deseado en DC y posteriormente mediante un inversor se obtiene el AC. En cargas resistivas se puede utilizar cualquiera de los convertidores antes mencionados teniendo las precauciones del caso para no entrar en MCD. Sin embargo en [17] se realizan pruebas en el seguimiento del máximo punto con los tres convertidores ya analizados encontrando rendimientos muy semejantes entre el

buck-boost y el boost; por esto y la complejidad que implica la implementación de un convertidor buck-boost se seleccionó el convertidor boost.

2.6 DISEÑO DEL CONVERTIDOR BOOST

Especificaciones de Diseño: El convertidor Boost a diseñar debe estar en la capacidad de soportar la potencia producida por el panel ERDM85 para ello debe cumplir con las siguientes especificaciones de diseño:

Potencia de salida: 85W

Corriente de entrada máxima: 5.5A

Voltaje de salida: 30V

Voltaje de entrada mínimo: 12V

Voltaje de entrada máximo: 17.95V

Rizado de voltaje: 1%

Frecuencia de conmutación: 50Khz

Para cumplir con las necesidades de diseño se debe saber el ciclo de trabajo mínimo; d_{min} , y ciclo de trabajo máximo; d_{max} , y la carga a utilizar:

$$d_{min} = 1 - \frac{V_{inmax}}{V_o} = 1 - \frac{17.95}{30} = 0.4$$

$$d_{max} = 1 - \frac{V_{inmin}}{V_o} = 1 - \frac{12}{30} = 0.6$$

$$P_o = 85W$$

$$R = \frac{V_o^2}{85} = \frac{30^2}{85} = 10.59\Omega \cong 11\Omega$$

Selección Bobina: La selección de la inductancia depende esencialmente del rizado de corriente, cuando el voltaje a la entrada es máximo, el ciclo de trabajo es mínimo, con la ec (2.33) se encuentra que el valor mínimo del inductor requerido es 15.84uH. Sin embargo por motivos económicos se uso una bobina de 200uH, la cual fue obtenida de otro montaje.

$$L_{min} \geq \frac{R \times d_{min}(1 - d_{min})^2}{2 \times F_s}$$

$$L_{min} \geq \frac{11 \times 0.4(1 - 0.4)^2}{2 \times 50000} \geq 15.84uH$$

Selección Diodo: El diodo a utilizar en el convertidor boost debe tener la capacidad de soportar la corriente maxima que circula por el, cuando el voltaje a la entrada es minimo y la carga es maxima, el dispositivo debe ser de conmutacion rapida y bajo voltaje de

conmutacion directa. El diodo debe soportar voltajes inversos superiores a 50 V, frecuencia de conmutacion de 50 KHz y una corriente 3A. El dispositivo adquirido es el MUR820.

Selección Capacitor : El capacitor es seleccionado de acuerdo a las especificaciones para el rizado de voltaje, con la Ec (6) se encuentra que el valor mínimo del condensador requerido es de 109.09uF. No obstante para asegurar un rizado mucho menor se escogió un capacitor de 220uF.

$$C_{min} \geq \frac{D_{max}}{F_s \times \left(\frac{V_o}{\Delta V_o} \right) \times R}$$

$$C_{min} \geq \frac{0.6}{50000 \times 0.01 \times 11} \geq 109.09\mu F$$

Selección mosfet: El dispositivo de switcheo se selecciona para que soporte 7A y 50 V. El dispositivo adquirido es el IRFP640N.

2.7 SIMULACIÓN CONVERTIDOR

Las simulaciones presentadas en esta sección se realizaron bajo el software Psim 7.0, el circuito de la figura 2.15 posee los siguientes valores: L 200 uH, Voltaje de entrada 17.95 V, Voltaje de Salida 30 V, Ci 220uF, Co 220 uF.

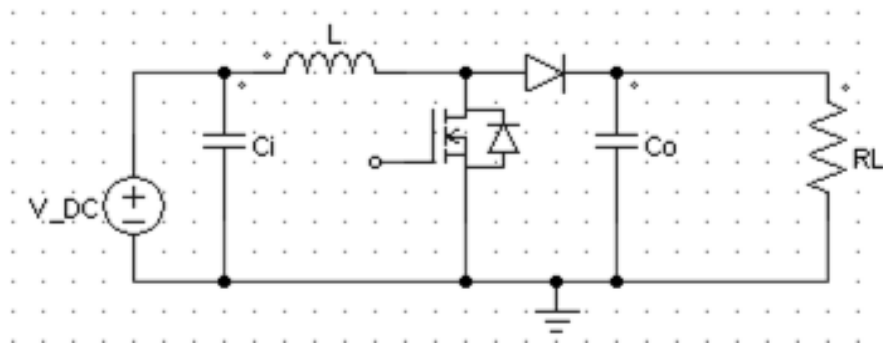


Figura 2.15. Diagrama esquemático convertidor boost.

Las simulaciones presentadas en la figura 2.16 y 2.17 corresponden al convertidor con el panel acoplado bajo un ciclo de trabajo de 0.4 con lo cual el voltaje de salida de acuerdo a las especificaciones de diseño debe ser de 30V, con un voltaje de entrada de 17.95V y la potencia de salida es un poco menor a la de entrada, esto se debe a que el diodo simulado no tiene condiciones ideales. Cuando se incremento la carga a los 5 segundos, el voltaje de salida cae a 28V y como consecuencia la corriente entrada debe aumentar para compensar este efecto.

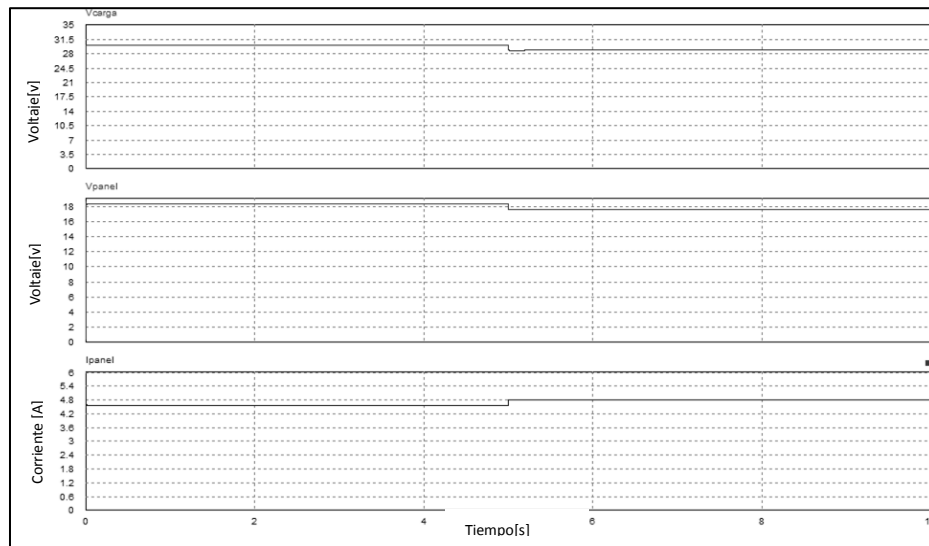


Figura 2.16. Voltaje en carga, voltaje del panel y corriente del panel. Con disturbio a los 5 segundos.

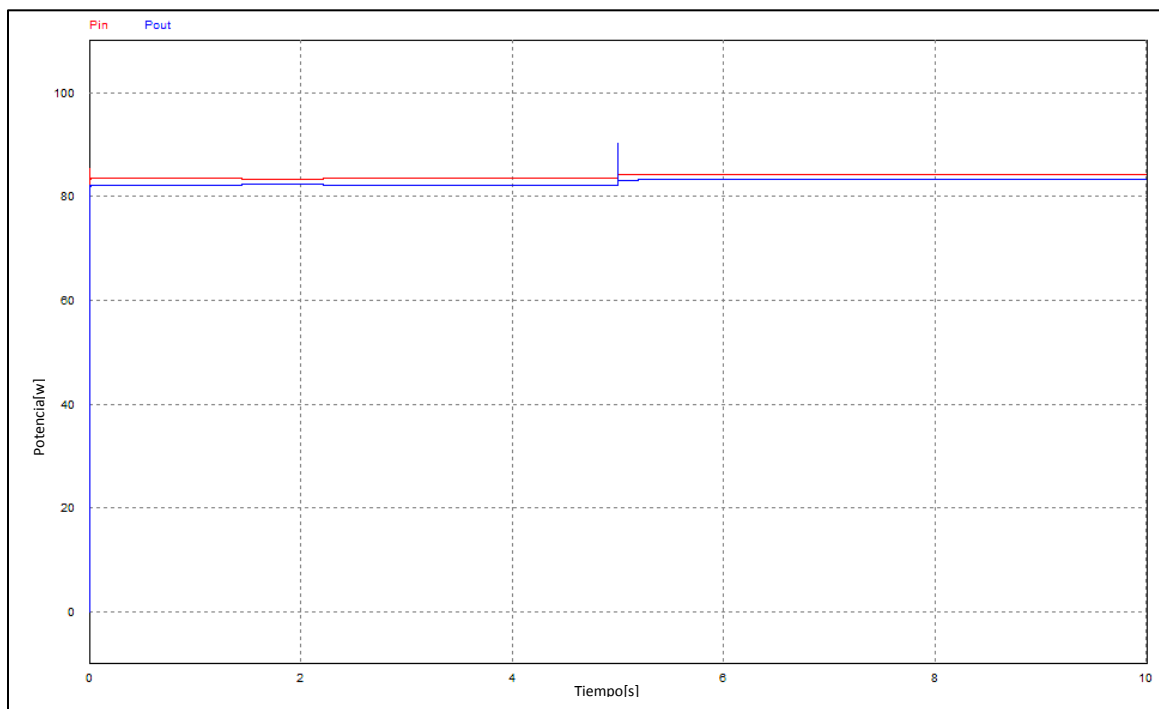


Figura 2.17. Potencia de entrada y salida del convertidor.

CAPITULO 3: SELECCIÓN Y AJUSTE DEL ALGORITMO MPP

INTRODUCCIÓN

En la primera sección del presente capítulo se realiza una breve descripción de los algoritmos MPPT comúnmente usados, finalizando esta sección con una tabla comparativa de las principales características a tener en cuenta al momento de seleccionar un algoritmo MPPT, escogiendo el algoritmo de Perturbación y Observación o *Perturber and Observer*; P&O. En la segunda sección se hace el ajuste dinámico y estático del sistema de acuerdo al desempeño deseado para el algoritmo.

3.1 ALGORITMOS MPPT COMÚNMENTE USADOS

El comportamiento no lineal del panel solar fotovoltaico, evidenciado en el capítulo 1 hace necesario la utilización de un algoritmo para el seguimiento del máximo punto de potencia o *Maximum Power Point Tracking*; MPPT. El cual es implementado para extraer la máxima potencia posible del panel solar. A continuación se hace un breve resumen de las técnicas MPPT comúnmente usadas.

3.1.1 MÉTODO DEL VOLTAJE DE CIRCUITO ABIERTO

El método de voltaje de circuito abierto u *open voltage*; OV, es basado en la observación del V_{mpp} , [28] ya que tiene una relación aproximadamente lineal con el voltaje de circuito abierto; V_{oc} , esta relación es dada por la ec(3.1) donde k es la constante de proporcionalidad y su valor optimo varia de 0.71 a 0.78. [30].

$$k = \frac{V_{mpp}}{V_{oc}} \quad ec (3.1)$$

El diagrama de flujo de la figura 3.1 esquematiza el funcionamiento del algoritmo donde el intervalo de muestreo es de 15ms [29]. En primera instancia se abre el switch para medir V_{ca} , seguidamente este valor se guarda en memoria y posteriormente se realiza el cálculo del V_{mpp} , para ajustar con ello el ciclo del convertidor DC-DC.

Este método tiene como ventajas su simplicidad y economía; ya que utiliza un único lazo de control. Su principal desventaja se debe a la pérdida de potencia causada por la interrupción del sistema en la medición del V_{oc} . Sin embargo en [16] se determina el MPP no directamente sobre el sistema fotovoltaico si no, que se utiliza un arreglo de diodos, para emular el comportamiento de la unión p-n del panel solar a utilizarse, logrando con ello una menor pérdida de energía en el sistema fotovoltaico.

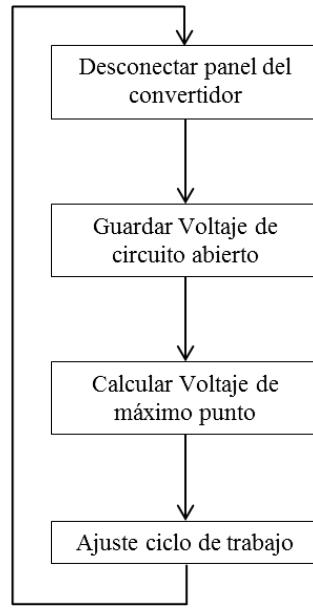


Figura 3.1: Diagrama de flujo del algoritmo de voltaje de circuito abierto

3.1.2 MÉTODO DE CORRIENTE DE CORTO CIRCUITO

El método de corriente de corto circuito o *Short-Current Pulse; SC*, se basa en un factor empírico de la dependencia lineal entre la corriente en el MPP; I_{mpp} y la corriente de corto circuito en dicho punto; I_{sc} dada por la ec. (3.2). La constante de proporcionalidad; k , de esta ecuación depende de la tecnología de fabricación de la celda solar y las condiciones meteorológicas (Temperatura e Irradiación). En paneles solares poly-crystalinos, k , se considera de 0.85. Sin embargo, en muchos casos, la forma para determinar k es más complicada que solamente ajustar este valor [29].

$$k = \frac{I_{mpp}}{I_{sc}} \quad ec \ (3.2)$$

Este algoritmo de control requiere la medición de I_{sc} para ello es necesario implementar un switch en paralelo con la salida del panel solar, lo cual supone una pérdida de energía en cada medición [28]. El funcionamiento de este algoritmo es similar al OV, (Ver figura 3.2).

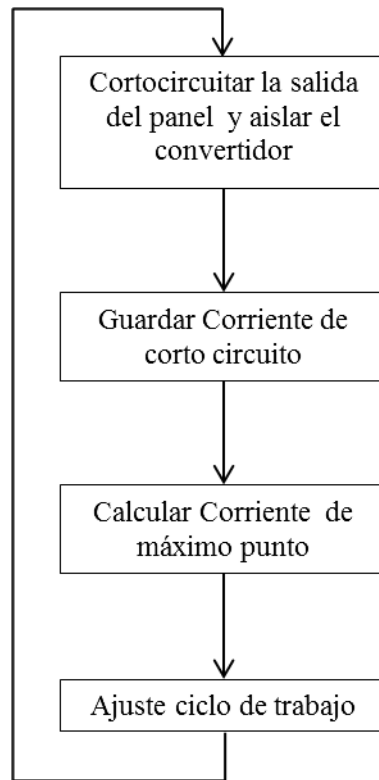


Figura 3.2: Diagrama de flujo del algoritmo de SC.

3.1.3 MÉTODO DE PERTURBACIÓN Y OBSERVACIÓN

El método de perturbación y observación o *perturber and observer*; *P&O*, obtiene el MPP mediante perturbaciones en el ciclo de trabajo del convertidor DC-DC de forma continua [32]. Este algoritmo mide el voltaje o corriente o ambas variables a la entrada o salida del convertidor para realizar la correspondiente modificación del ciclo de trabajo hasta encontrar MPP, oscilando alrededor del mismo [31].

Este algoritmo tiene una gran variedad de formas desde las más simples hasta las complejas, la forma más básica es la que se muestra en el diagrama de flujo de la Figura 3.3 [29]

En el primer estado del diagrama de flujo de la figura 3.3 son medidas la corriente y el voltaje en la entrada del convertidor para un instante; t_1 , en el segundo estado se calcula la potencia; $P(t_1)$, el estado tres mide la corriente y el voltaje en el instante t_2 , el estado cuatro es calculada la potencia actual; $P(t_2)$, en el quinto estado se hace una diferencia entre la potencia actual y la potencia del instante anterior, entonces si la diferencia es de signo negativo se realiza un decremento en el ciclo trabajo y si es positiva se realiza un incremento en el ciclo de trabajo.

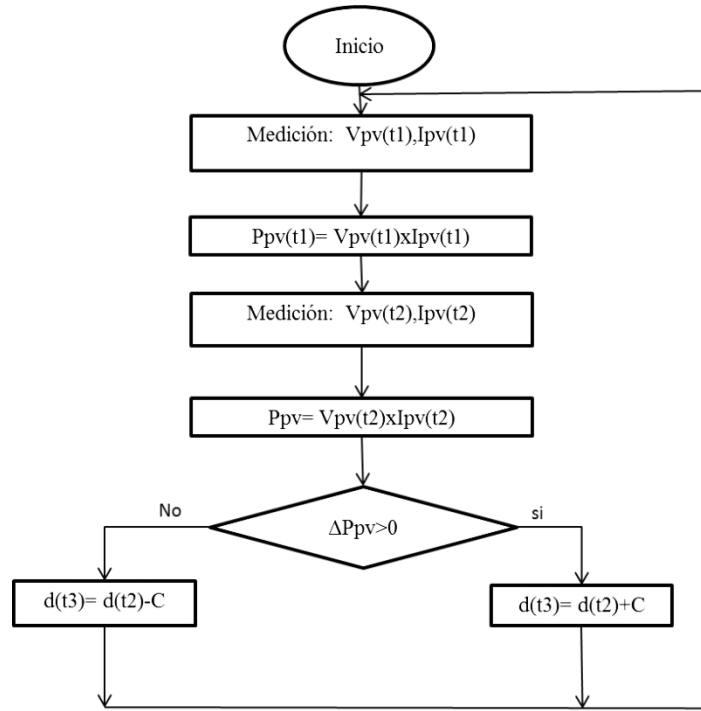


Figura 3.3: Diagrama de flujo del algoritmo de P&O.

Una desventaja de este algoritmo es la presencia de oscilaciones alrededor del punto de operación causando con esto una pérdida apreciable de potencia a la salida del sistema. Sus ventajas son: no requiere conocer previamente las características PSF y se puede mejorar considerablemente la velocidad de ejecución del algoritmo logrando menores pérdidas en el sistema. [29]

3.1.3 MÉTODO DE CONDUCTANCIA INCREMENTAL

El método de conductancia incremental o *Incremental Conductance*; C.I, es basado en las ecuaciones (3.3)-(3.5). Cuando la derivada de la potencia es positiva el MPP se encuentra a la izquierda del punto de operación, una derivada igual a cero indica que el MPP sea encontrado y el MPP esta ubicado a la derecha del punto de operación se traduce en una derivada con signo negativo [28]. En la figura 3.4 se encuentra el diagrama de flujo de algoritmo.

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} > 0 \text{ para } V_{pv} < V_{mpp} \quad \text{ec (3.3)}$$

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0 \text{ para } V_{pv} = V_{mpp} \quad \text{ec (3.4)}$$

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} < 0 \text{ para } V_{pv} > V_{mpp} \quad \text{ec (3.5)}$$

La principales ventajas de él algoritmo radican en su un buen comportamiento ante un cambio rápido en las condiciones atmosféricas y baja oscilación alrededor del MPP. Sin embargo requiere un mayor tiempo de procesamiento debido al gran número de operaciones que debe realizar [31].

3.2 SELECCIÓN DEL ALGORITMO MPPT

En esta sección se detallaran los parámetros que se tuvieron en cuenta para la selección del algoritmo teniendo como punto de partida las características dadas en [30, 28, 33, 34]:

Implementación: La facilidad de implementación es un factor muy importante al seleccionar un algoritmo para seguimiento del MPP y el entendimiento que se tenga del mismo, para saber si es posible una implementación análoga o digital.

Sensores: Es muy importante el número de sensores necesarios en el momento de seleccionar el algoritmo porque un exceso de estos resultara en una instrumentación muy elaborada para adecuar la señal, causando con ello un mayor consumo de potencia, mayor retardo en la transmisión de la señal y como resultado final una ineficiencia en la búsqueda del MPP.

Costos: Los valores de los elementos es una de las limitantes más serias en el momento de implementar el algoritmo, porque es posible encontrar en el mercado sensores a bajos precios pero con una respuesta muy lenta lo cual produce una menor eficiencia. Si se desea realizar una implementación del algoritmo análoga debe invertirse en elementos con un ancho de banda amplio que permitan trabajar sin atenuar la señal, pero estos dispositivos normalmente son costos y difíciles de conseguir en el mercado nacional. La implementación con microprocesador no es muy costosa. Sin embargo una tarjeta de desarrollo para Dsp's es muy costosa en valores económicos, pero estas brindan un mejor procesamiento de la información.

En la Tabla 3.1 se listan las características de los métodos convencionalmente utilizados para el seguimiento del máximo punto de potencia.

Con base en la anteriores parámetros y la tabla 3.1, la técnica de seguimiento que será implementada es la de P&O. Una ventaja de trabajar con esta técnica es la abundante información que se puede encontrar en las bases de datos de la IEEE, ScienceDirec y otras bases de datos de organizaciones científicas. *No se descarta la implementación C.I una vez se tenga toda la plataforma construida.*

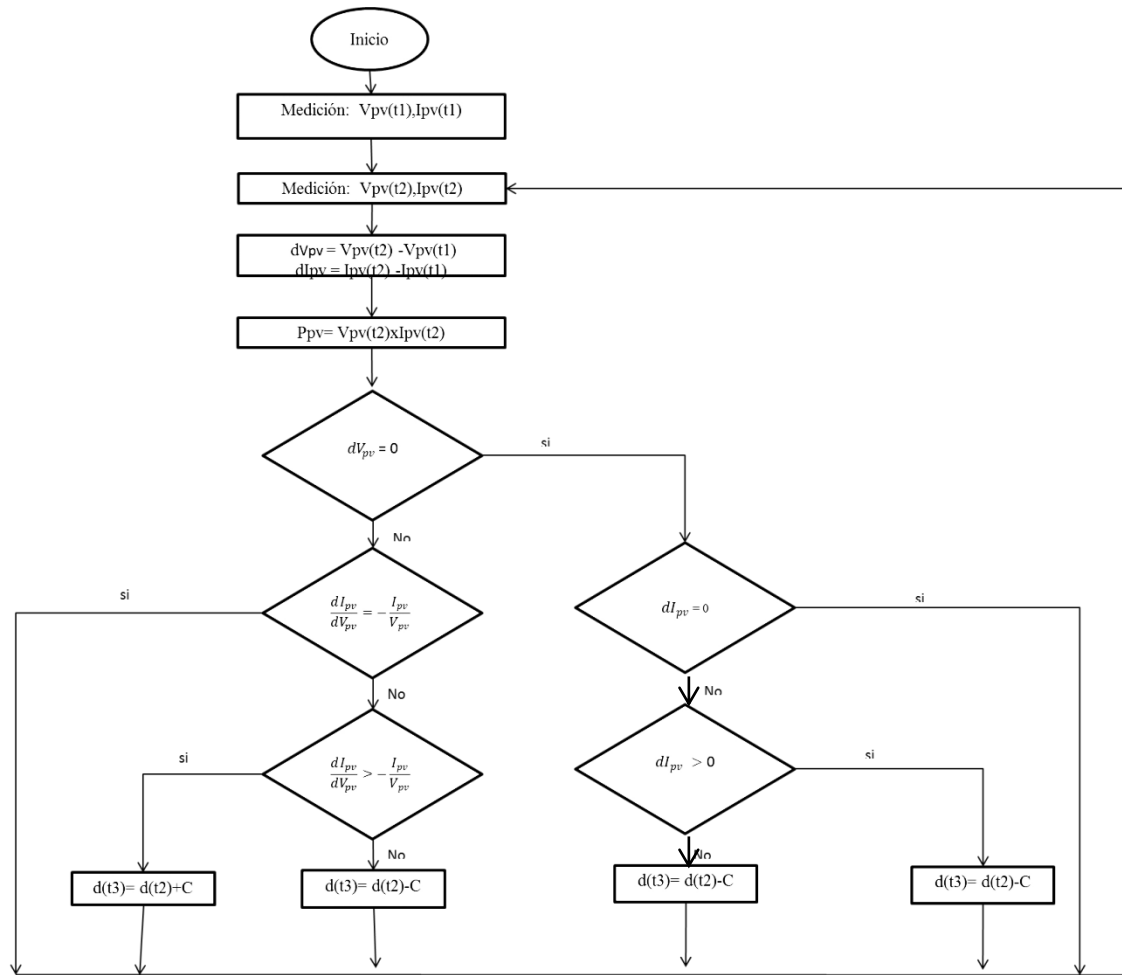


Figura 3.4: Diagrama de flujo del algoritmo de IC.

Tabla 3.1: Características de las técnicas MPPT Comúnmente usadas.

Técnica MPPT	MPPT Verdadero	Análogo o Digital	Sintonización Periódica	Velocidad de convergencia	Complejidad de Implementación	Sensores Requeridos
OV	no	Ambos	si	media	baja	V
SC	no	Ambos	si	media	media	I
P&O	si	Ambos	no	varia	baja	V,I
IC	si	Digital	no	varia	media	V,I

3.3 AJUSTE DINÁMICO P&O

El comportamiento dinámico del P&O está ligado al periodo de perturbación; T_a , [22-24] Para ajustar este periodo es necesario obtener la respuesta transitoria del sistema donde el tiempo de estabilización del sistema será el tiempo mínimo de perturbación. A continuación se desarrolla el modelo del convertidor boost de la figura 3.5 donde:

I_{sc} : Corriente de corto circuito del PSF

R_{mp} : Resistencia del máximo punto del PSF

C_i : Capacitor de entrada convertidor

C_o : Capacitor de salida convertidor

L : Inductor de convertidor

En el presente modelo se omiten las resistencias de la bobina, condensadores y diodo.

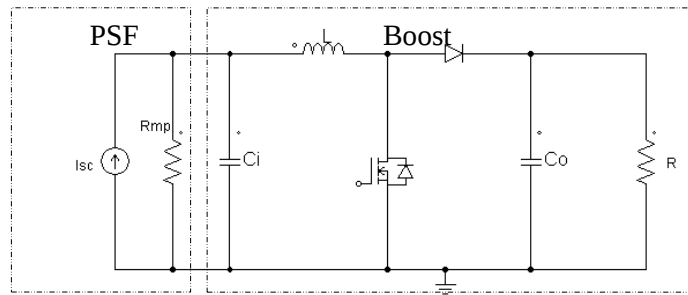


Figura 3.5: Convertidor Boost y PSF.

En principio se supone el mosfet on con ello se obtiene el circuito de la figura 3.6

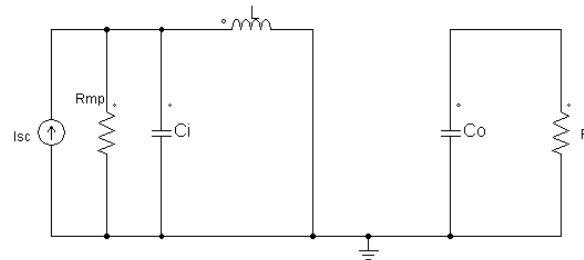


Figura 3.6: Boost con mosfet ON y PSF.

La ec(3.6) se obtiene aplicando LVK en la malla de L , C_i :

$$V_L - V_{ci} = 0$$

$$V_{ci} = V_L$$

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{ci} \quad \text{ec (3.6)}$$

La ec(3.7) se obtiene aplicando LCK en el nodo de C_i :

$$I_{sc} = \frac{V_{ci}}{R_{mp}} + i_{ci} + i_L$$

$$i_{ci} = I_{sc} - \frac{V_{ci}}{R_{mp}} - i_L$$

$$C_i \frac{dV_{ci}}{dt} = I_{sc} - \frac{V_{ci}}{R_{mp}} - i_L \quad ec (3.7)$$

La ec(3.8) se obtiene aplicando LVK en la malla de R, C_o :

$$i_{co} + \frac{V_o}{R_l} = 0$$

$$i_{co} = -\frac{V_o}{R_l}$$

$$C_o \frac{dV_{co}}{dt} = -\frac{V_o}{R_l} \quad ec (3.8)$$

Ahora se supone el off con ello se obtiene el circuito de la figura 3.7.

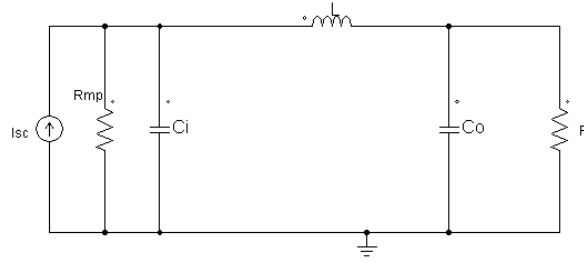


Figura 3.7: Boost con mosfet off .

La ec(3.8) se obtiene aplicando LVK en la malla de L, C_i, C_o :

$$-V_{ci} + V_L - V_{co} = 0$$

$$V_L = V_{ci} - V_{co}$$

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{ci} - V_{co} \quad ec (3.8)$$

La ec(3.9) se obtiene aplicando LCK en el nodo de C_i :

$$I_{sc} = \frac{V_{ci}}{R_{mp}} + i_{ci} + i_L$$

$$i_{ci} = I_{sc} - \frac{V_{ci}}{R_{mp}} - i_L$$

$$C_i \frac{dV_{ci}}{dt} = I_{sc} - \frac{V_{ci}}{R_{mp}} - i_L \quad ec (3.9)$$

La ec(3.10) se obtiene aplicando LCK en el nodo de C_o :

$$i_L = i_{co} + \frac{V_o}{R_l}$$

$$i_{co} = -\frac{V_o}{R_l} + i_L$$

$$C_o \frac{dV_{co}}{dt} = -\frac{V_o}{R_l} + i_L \quad ec (3.10)$$

Con las ec (3.6) a (3.10) se tiene el modelo promedio, considerando el parámetro $d=1$ para el mosfet ON y $d=0$ para el mosfet off :

$$\dot{i}_l = \frac{di_l}{dt} = \frac{1}{L}(V_{ci} - V_{co}(1-d)) \quad ec (3.11)$$

$$\dot{V}_{ci} = \frac{dV_{ci}}{dt} = \frac{1}{C_i} \left(I_{sc} - \frac{V_{ci}}{R_{mp}} - i_L \right) \quad ec (3.12)$$

$$\dot{V}_{co} = \frac{dV_{co}}{dt} = \frac{1}{C_o} \left(i_L(1-d) - \frac{V_{co}}{R} \right) \quad ec (3.13)$$

Desarrollo del sistema en variables de estado:

$$\dot{x} = Ax + BU$$

$$Y = Cx + DU$$

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ V_{ci} \\ V_{co} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} d \\ I_{sc} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [0 \quad 1 \quad 0], \quad D = [0 \quad 0 \quad 0], \quad Y = \begin{bmatrix} \dot{i}_l \\ \dot{V}_{ci} \\ \dot{V}_{co} \end{bmatrix}$$

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{i}_l \\ \dot{V}_{ci} \\ \dot{V}_{co} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_l \\ \dot{V}_{ci} \\ \dot{V}_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} & -\frac{(1-d)}{L} \\ -\frac{1}{C_i} & -\frac{1}{C_i R_{mp}} & 0 \\ \frac{(1-d)}{C_o} & 0 & -\frac{1}{C_o R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_{ci} \\ V_{co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{co}}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_i} & 0 \\ -\frac{i_L}{C_o} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ I_{sc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad ec (3.14)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_{ci} \\ \dot{V}_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_{ci} \\ V_{co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ I_{sc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad ec \quad (3.15)$$

Con la ayuda del toolbox de matlab para cálculo simbólico se obtiene la siguiente función de transferencia (El código fuente está consignado en el anexo C):

$$\frac{\tilde{V}_{ci}}{\tilde{d}} = \frac{-(R_{mp}(V_{co} + I_L + R + (1 - d)) + RR_{mp}SC_oV_{co})}{R_{mp} + R(1 - d)^2 + (L + RR_{mp}C_o + RR_{mp}C_i(1 - d)^2)S + (LRC_o + LR_{mp}C_i)S^2 + LRR_{mp}C_iC_oS^3} \quad ec(3.16)$$

Al igualar las ecuaciones del modelo promedio a cero se encuentra las ecuaciones en DC:

Relación de voltaje de entrada con el voltaje de salida:

$$0 = \frac{1}{L}(V_{ci} - V_{co}(1 - D))$$

$$\frac{V_{co}}{V_{ci}} = \frac{1}{1 - D} \quad ec \quad (3.17)$$

Relación de corriente de entrada con corriente en la bobina:

$$0 = \frac{1}{C_i} \left(I_{sc} - \frac{V_{ci}}{R_{mp}} - i_L \right)$$

$$I_{sc} = \frac{V_{ci}}{R_{mp}} + i_L \quad ec \quad (3.18)$$

Corriente de la bobina con el voltaje de salida:

$$0 = \frac{1}{C_o} \left(i_L(1 - D) - \frac{V_{co}}{R} \right)$$

$$i_L = \frac{V_{co}}{R(1 - D)} \quad ec \quad (3.19)$$

Con ello la nueva función de transferencia estará dada por:

$$\frac{\tilde{V}_{ci}}{\tilde{d}} = \frac{-\left(R_{mp}\left(V_{co} + \frac{V_{co}}{R(1-d)} + R + (1-D)\right) + RR_{mp}SC_oV_{co}\right)}{R_{mp} + R(1-D)^2 + (L + RR_{mp}C_o + RR_{mp}C_i(1-D)^2)S + (LRC_o + LR_{mp}C_i)S^2 + LRR_{mp}C_iC_oS^3} \quad ec \quad (3.20)$$

Al remplazar los siguientes parámetros en ec(3.20):

$$L=200e-6,$$

$$C_i=220e-6,$$

$$C_o=220e-6,$$

$$V_{co}=30,$$

$$R=11*110/121,$$

$$R_{mp}=3.74,$$

Función de transferencia con parámetros:

$$\frac{\tilde{V}_{ci}}{\tilde{d}} = \frac{-681926891.0938 \times (S + 908.9)}{390951S^3 + 6.529 \times (S^2 + 1012 \times S + 3.074 \times 10^7)} \quad ec \quad (3.21)$$

La respuesta escalón del sistema está dada por la figura 3.8 donde el tiempo de estabilización es de 8ms con lo cual el tiempo de perturbación mínimo para el circuito es aproximadamente unos 10ms. El sistema es de respuesta inversa debido a que tiene un cero a la derecha.

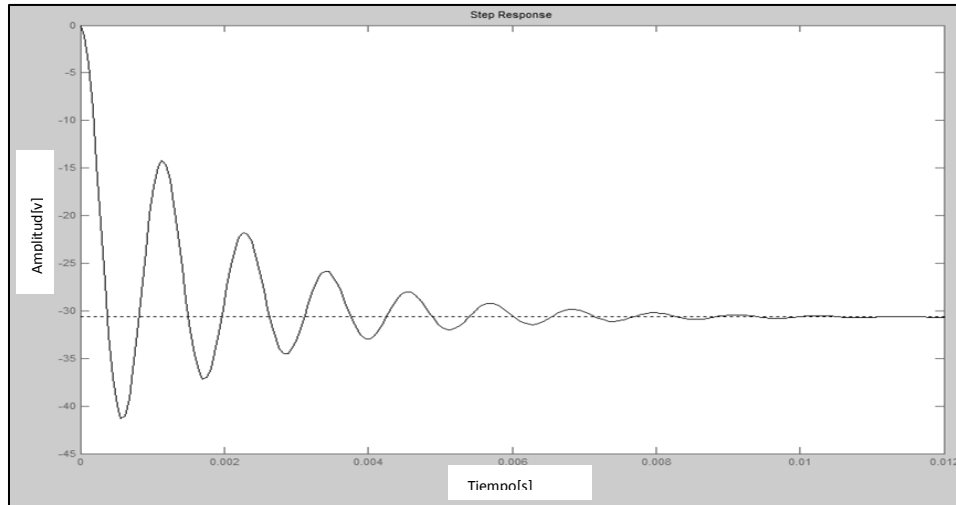


Figura 3.8: Respuesta escalón ec(3.21).

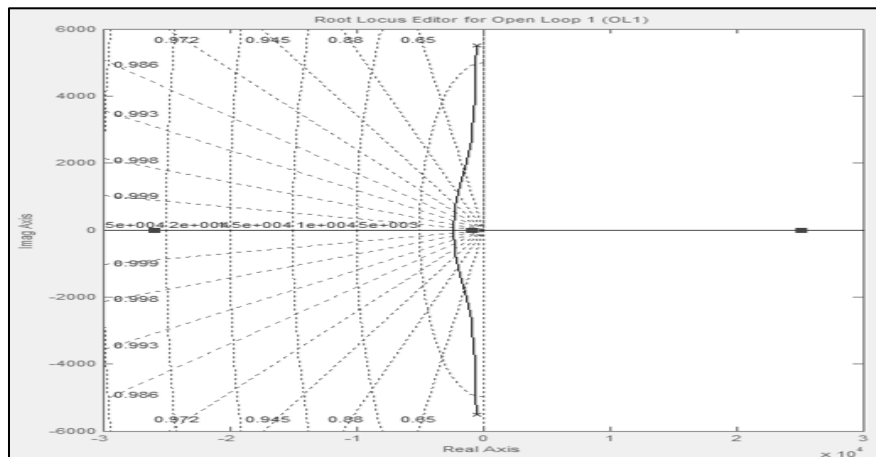


Figura 3.9: Corrimiento del cero al semiplano derecho.

3.4 AJUSTE ESTÁTICO P&O

El ajuste estático del sistema está relacionado con obtener el valor mínimo para el incremento o decremento en el tamaño de paso[22-24]; Δd ; en el ciclo de trabajo ya que, un tamaño no apropiado hará que allá una mayor pérdida de energía en el MPP.

En el desempeño estático del sistema se tendrán en cuenta los siguientes casos:

- La variación de la potencia del panel se deberá a cambios en el ciclo de trabajo a una irradiación constante: ΔP_d
- La variación de la potencia del panel se deberá a cambios en la irradiación a un ciclo de trabajo constante : ΔP_s

Entonces de los anteriores supuestos se genera dos casos:

$$1) \Delta P_s > \Delta P_d$$

$$2) \Delta P_d > \Delta P_s$$

La figura 3.10 bosqueja el caso donde $\Delta P_s > \Delta P_d$, en esta situación el algoritmo es confundido ya que el cambio en la potencia debido a la irradiación es mayor a el cambio en la potencia debido al ciclo de trabajo por consiguiente se hará un decremento en el ciclo de trabajo en lugar de un incremento como debería ser. Entonces se ira del punto X_0 a el puto X_1 .

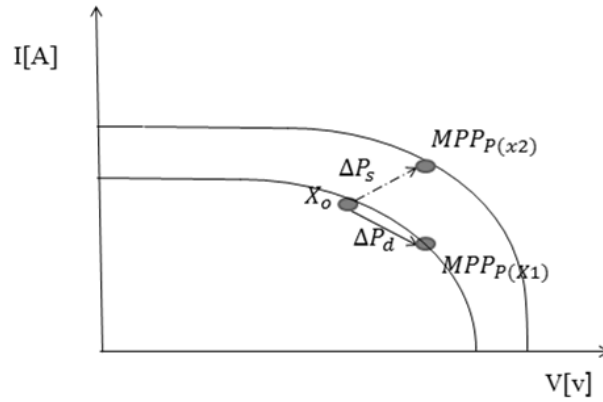


Figura 3.10: El algoritmo se equivoca y disminuye el ciclo de trabajo

$$d_{p(k+1)} = d_k - \Delta d$$

En el caso contrario dado en la figura 3.11 donde $\Delta P_d > \Delta P_s$, en esta situación el algoritmo no es confundido ya que el cambio en la potencia debido a la irradiación es menor a el cambio en la potencia debido al ciclo de trabajo por consiguiente se hará un incremento en el ciclo de trabajo. Entonces se ira del punto X_0 a el puto X .

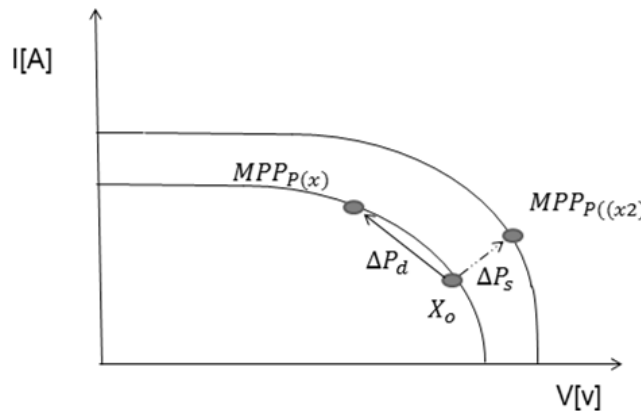


Figura 3.11: El algoritmo encuentra el MPP y aumentara el ciclo de trabajo

$$d_{p(k+1)} = d_k + \Delta d$$

Por tanto se tiene que el caso el cual se debe manejar es el segundo para ello se tiene que:

La variación en la potencia ante cambios en el ciclo de trabajo acuerdo a [22-24] es:

$$\Delta P_d = (V_{mpp} + \Delta V_d)(I_{mpp} + \Delta I_d)$$

$$\Delta P_d = V_{mpp}I_{mpp} + V_{mpp}\Delta I_d + \Delta V_d I_{mpp} + \Delta V_d \Delta I_d \quad ec \quad (3.22)$$

Dónde:

ΔP_d Variación de la potencia ante cambios en el ciclo de trabajo.

ΔV_d Variación en el voltaje ante cambios en el ciclo de trabajo.

ΔI_d Variación en la corriente ante cambios en el ciclo de trabajo.

Donde las variaciones en la corriente del panel debidas a cambios en el ciclo están dadas por la e.c (3.23) de acuerdo a [22-24] es:

$$\Delta I_d = \left. \frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} \right|_{mpp} \Delta V_d + \left. \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_{pv}}{\partial^2 V_{pv}} \right|_{mpp} \Delta V_d^2 \quad ec \quad (3.23)$$

De la e.c (3.23) de acuerdo a [22-24] se tiene que sus términos son iguales a:

$$\left. \frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} \right|_{mpp} = -\frac{1}{R_{mp}} \quad ec \quad (3.24)$$

$$\left. \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_{pv}}{\partial^2 V_{pv}} \right|_{mpp} = -A \quad ec \quad (3.25)$$

Donde la constante A de acuerdo [22-24] está dada por:

$$A = \frac{1}{2} \frac{1}{aV_T} \left(1 - \frac{R_s}{R_{mpp}} \right)^3 \left(\frac{I_d}{aV_T} e^{\frac{V_{mpp} + R_s I_{mpp}}{aV_T}} \right)$$

La e.c (3.26) se obtiene remplazando las ec (3.24)-(3.25) en la ec(3.23) :

$$\Delta P_d = \left(I_{mpp} - \frac{V_{mpp}}{R_{mp}} \right) \Delta V_d - \left(AV_{mpp} + \frac{1}{R_{mp}} \right) \Delta V_d^2$$

$$\Delta P_d = - \left(AV_{mpp} + \frac{1}{R_{mp}} \right) \Delta V_d^2 \quad ec \quad (3.26)$$

Con la función de transferencia de pequeña señal G_{vd} expresada en la ec(3.21) se tendrá :

$$\Delta V_d = G_0 \Delta d$$

$$\Delta P_s = (V_{mp} + \Delta V_s)(I_{mp} + \Delta I_s)$$

$$\Delta P_s = V_{mp} I_{mp} + V_{mp} \Delta I_s + \Delta V_s I_{mp} + \Delta V_s \Delta I_s$$

Los términos más pequeños se desprecian quedando:

$$\Delta P_s = V_{mp} \Delta I_s$$

$$\Delta P_s = V_{mp} K \Delta s \quad ec \quad (3.27)$$

Dónde:

K= Es la constante del material en $\frac{Am^2}{W}$

Δs = Es el cambio de la irradiación durante T_a .

La Determinación de incremento mínimo en el ciclo de trabajo se basa en el caso 2 para el cual no es confundido el algoritmo.

Entonces:

$$\Delta P_d > \Delta P_s$$

$$\left| - \left(AV_{mpp} + \frac{1}{R_{mp}} \right) \right| (G_o \Delta d)^2 > V_{mpp} k |\Delta S|$$

$$\Delta d > \frac{1}{G_o} \sqrt{\frac{V_{mpp} k |\dot{S}| T_a}{\left(AV_{mpp} + \frac{1}{R_{mp}} \right)}}$$

$$\Delta d > \frac{1}{G_o} \sqrt{\frac{V_{mpp} k |\dot{S}| T_a}{\left(AV_{mpp} + \frac{1}{R_{mp}} \right)}} = \Delta d_{min} \quad ec \quad (3.28)$$

Al remplazar los siguientes parámetros en la ec(3.28) se obtiene un d_{min} aproximadamente de 6×10^{-3} :

$$T_a = 0.01sg$$

$$G_o = 30.25V$$

$$V_{mpp} = 17.95V$$

$$k = 6.895 \times 10^{-3} \frac{Am^2}{W}$$

$$A = 10.41 \times 10^{-1} \frac{A}{V^2}$$

$$R_{mp} = 3.74 \Omega$$

$$|\dot{S}| = 50 \frac{W}{m^2 s}$$

$$\Delta d_{min} > \frac{1}{30.25} \sqrt{\frac{17.95 \times 50 \times 0.01}{\left(0.1041 \times + \frac{1}{3.74}\right)}}$$

$$\Delta d_{min} > 5.67 ms$$

En la figura 3.12 se observa cómo cambia el ciclo de trabajo mínimo con una irradiación cambiante, este cambio de irradiación es en el periodo de perturbación T_a .

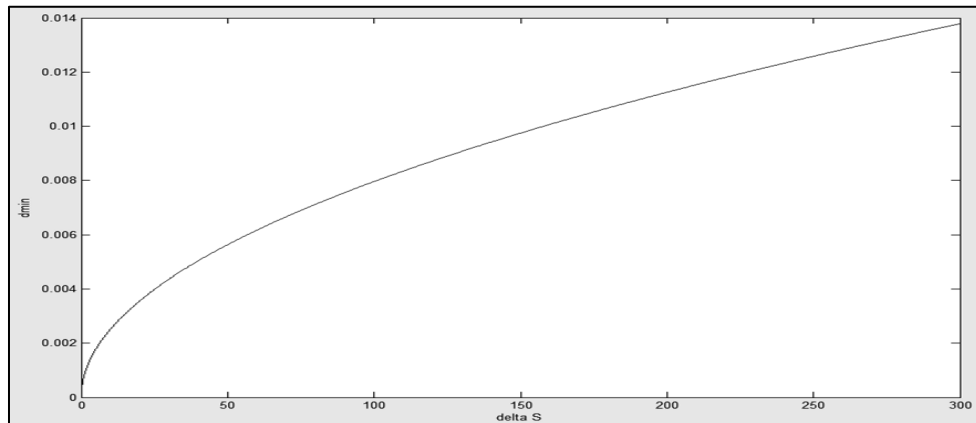


Figura 3.12: Ciclo de trabajo en función del cambio en la Irradiación.

3.5 SIMULACIÓN P&O

La simulación del algoritmo se realizó en Psim, por medio de una dll el código fuente del algoritmo se encuentra consignado en el anexo B el sistema completo simulado se encuentra en la figura 3.13, los parámetros del panel se ajustaron para que entregara su potencia máxima. Bajo una irradiación constante el ciclo de trabajo del convertidor es casi constante y su cambio es alrededor del punto de operación del ciclo de trabajo final del sistema; por consiguiente la resistencia del máximo punto que debe emular el convertidor es casi constante y la eficiencia en la potencia es del 98.36% (ver figuras 3.14 y 3.15). La carga de disturbio al sistema entra a los 5seg.

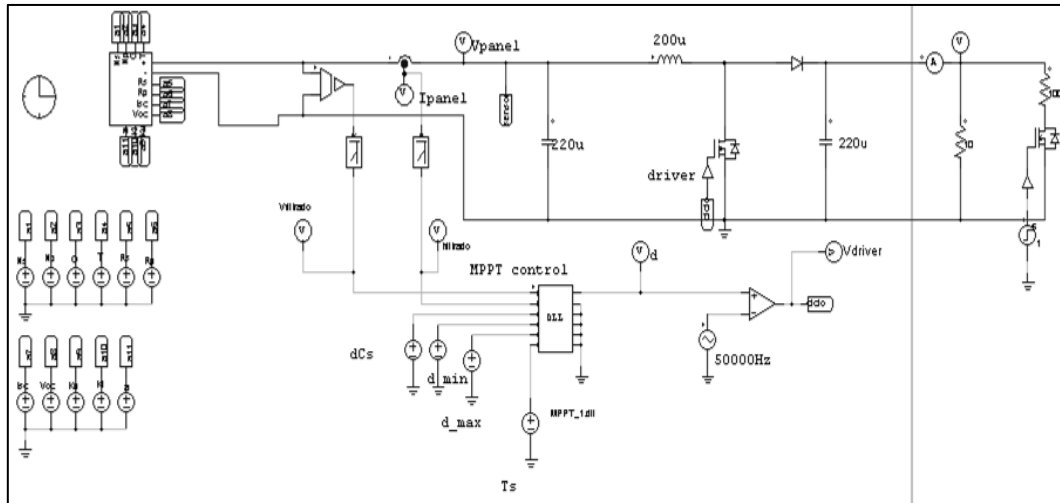


Figura 3.13: sistema fotovoltaico completo

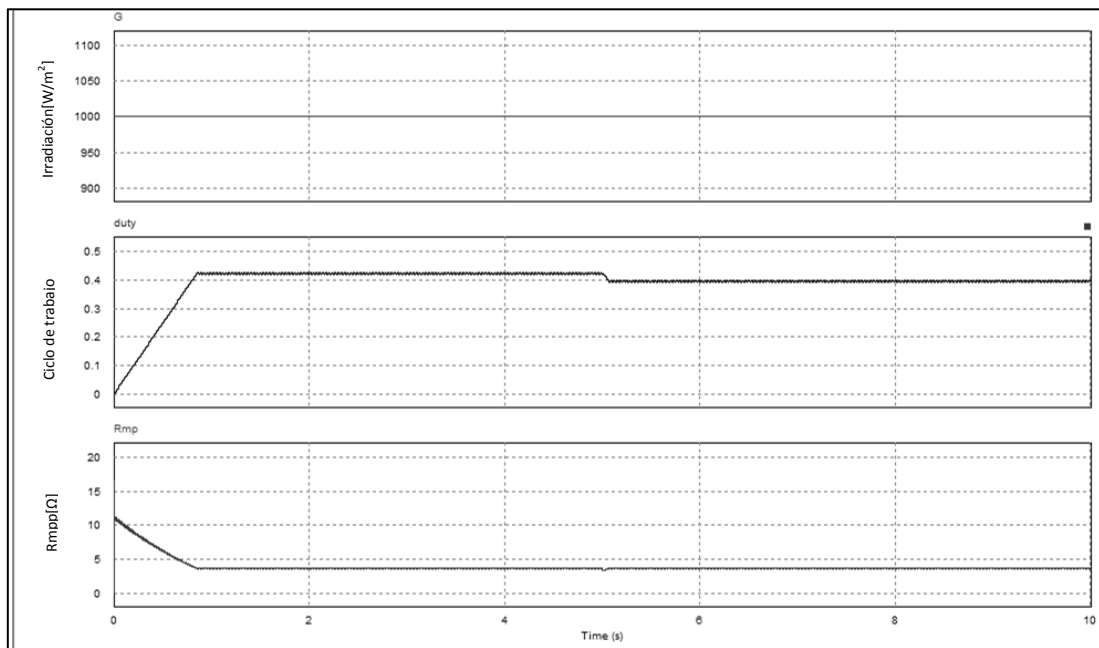


Figura 3.14: Irradiación 1000W/m². Rojo) Irradiación, Azul) ciclo de trabajo, Rojo) Resistencia del máximo punto.

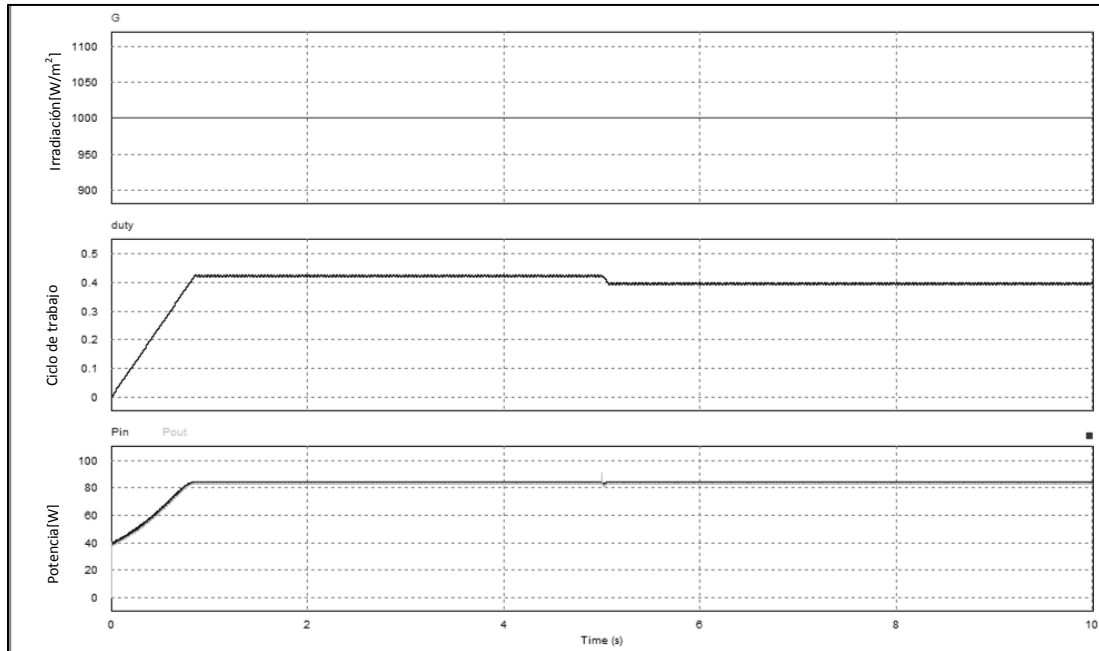


Figura 3.15: Irradiación 1000W/m^2 . Azul) ciclo de trabajo, rojo) Irradiación verde) Potencia.

El tiempo en el cual el algoritmo alcanza el MPP del sistema es de 600ms para una irradiación de 1000W/m^2 y 300ms con una irradiación de 500W/m^2 como se aprecia en la figuras 3.16 y 317, esto se debe a que el algoritmo debe hacer un menor número de incrementos en el ciclo de trabajo para llegar al MPP de la irradiación de 500W/m^2 .

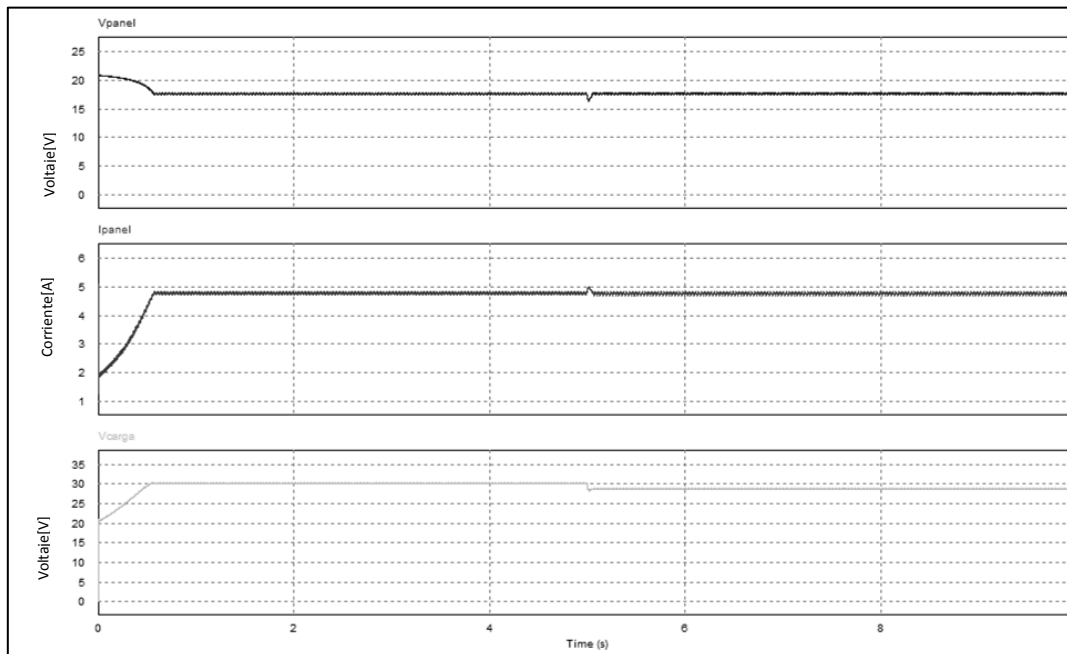


Figura 3.16: Irradiación 1000W/m^2 . Azul) Voltaje del panel, Rojo) corriente panel Verde) voltaje en la carga.

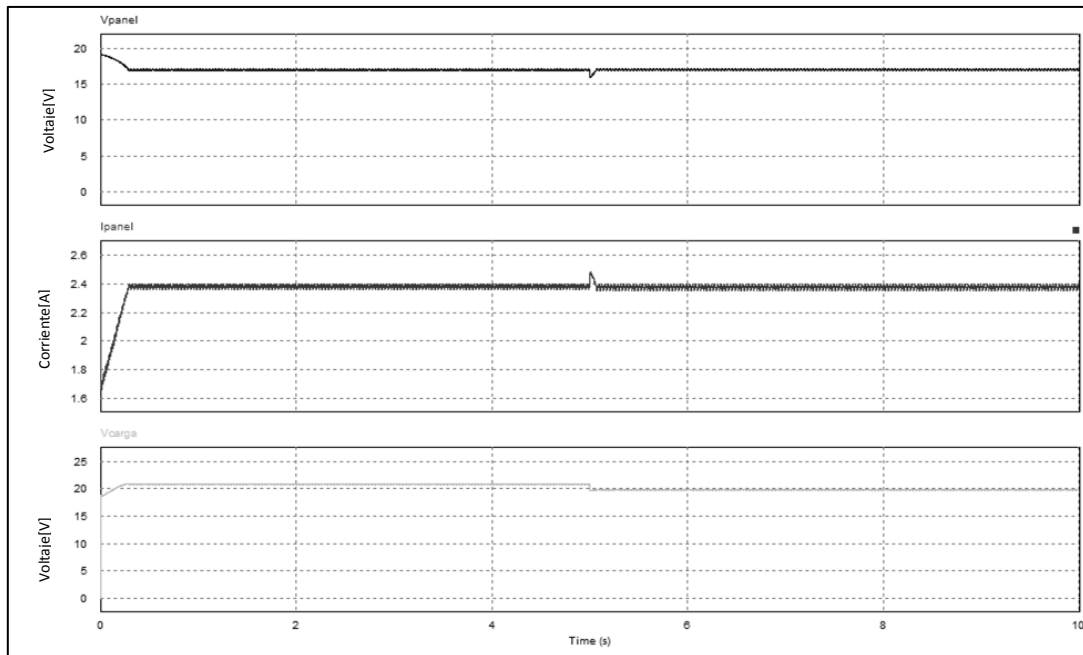


Figura 3.17: Irradiación 500W/m^2 . Azul) Voltaje del panel, rojo) corriente panel y verde) voltaje en la carga.

Al analizar las respuestas transitorias de la corriente (ver figura 3.18) y el voltaje (ver 3.19) ante los cambios en el ciclo de trabajo, el tiempo de estabilización es de 8ms para la corriente y 8ms para el voltaje. Este último tiempo es muy similar al obtenido mediante la respuesta escalón al sistema de las figura 3.8.

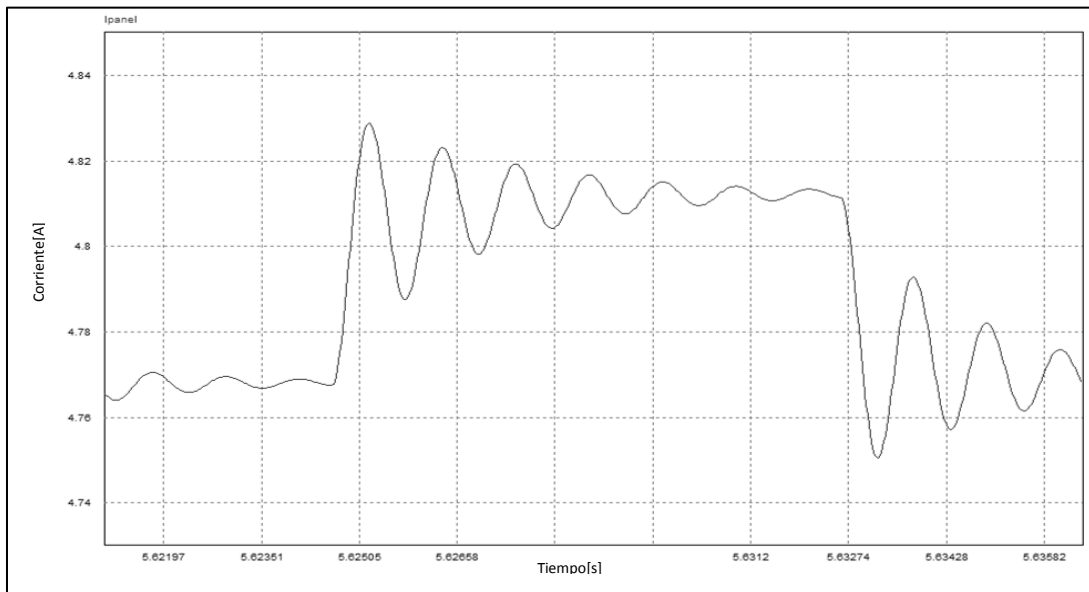


Figura 3.18: Respuesta transitoria de corriente con Irradiación 1000W/m^2

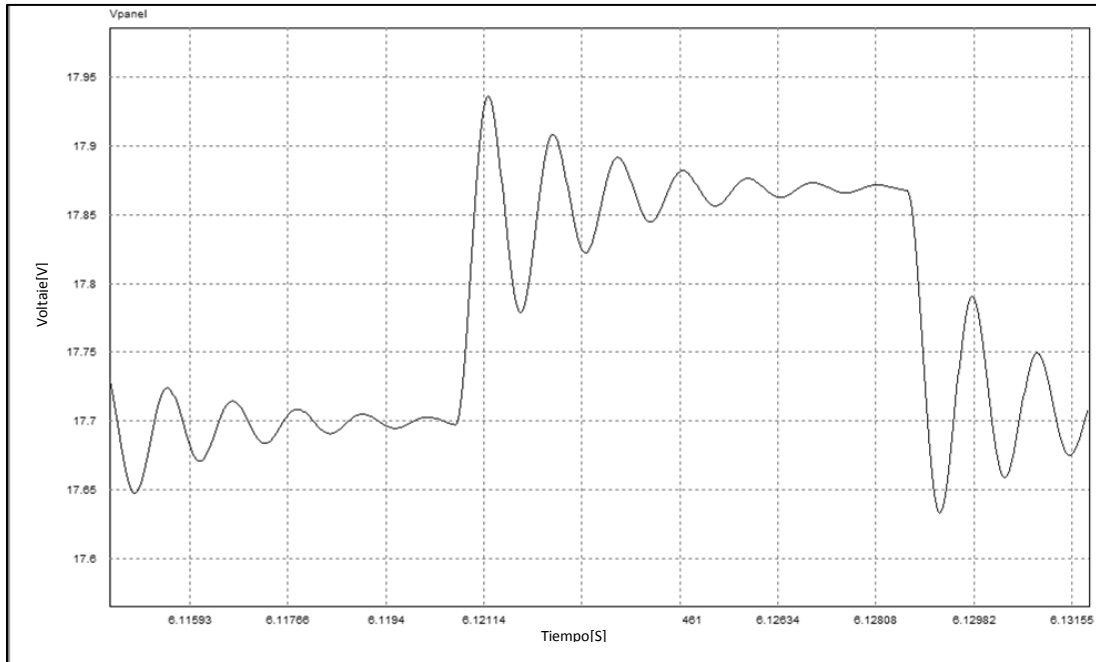


Figura 3.19: Respuesta transitoria de voltaje con Irradiación 1000W/m^2

El incremento o decremento en el ciclo de trabajo es de 0.006 y se realiza cada 10ms para mayor claridad ver figura 3.20. La oscilación del ciclo de trabajo se debe a las perturbaciones que el algoritmo hace al sistema.

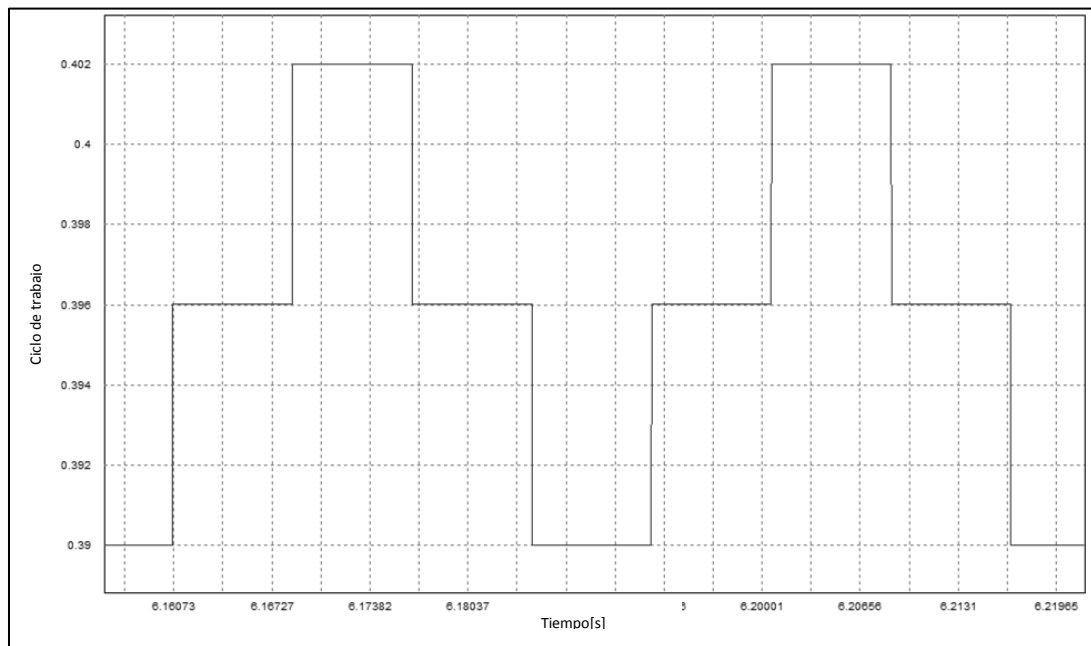


Figura 3.20: Oscilación ciclo de trabajo.

La verificación de la dinámica del sistema se hizo en primera instancia con cambios fuertes de la irradiación de 1000W/m^2 a 500W/m^2 (ver figura 3.21) donde el tiempo para alcanzar el MPP fue 400ms.

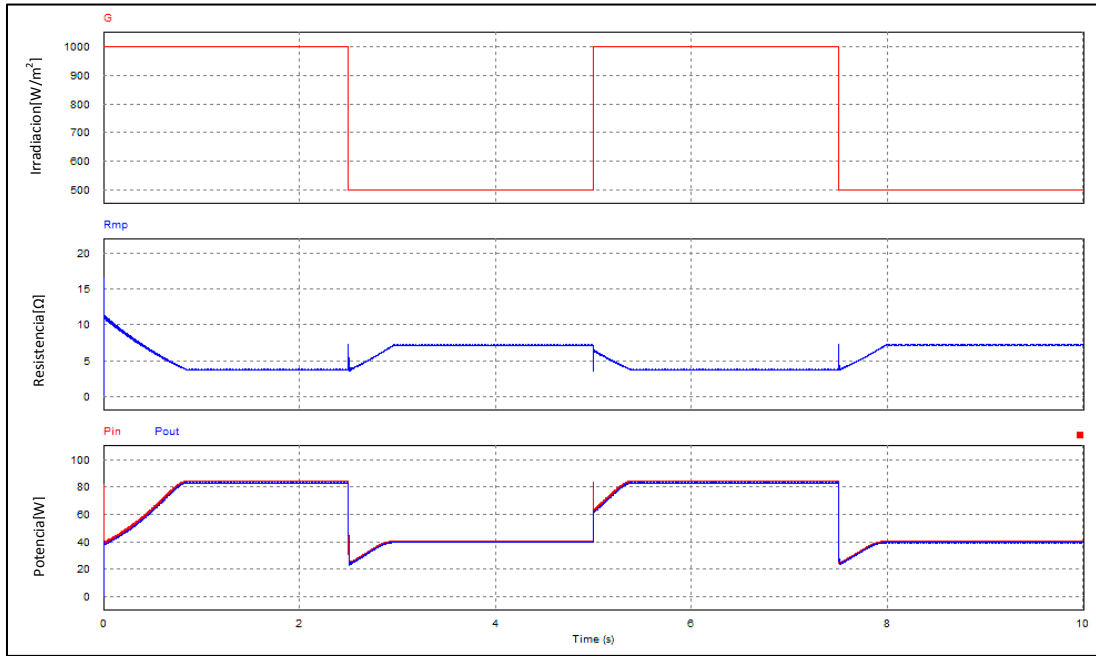


Figura 3.21: Escalón de Irradiación. Rojo) Irradiación, azul) Resistencia máximo punto, azul/rojo) Potencia panel y Potencia carga.

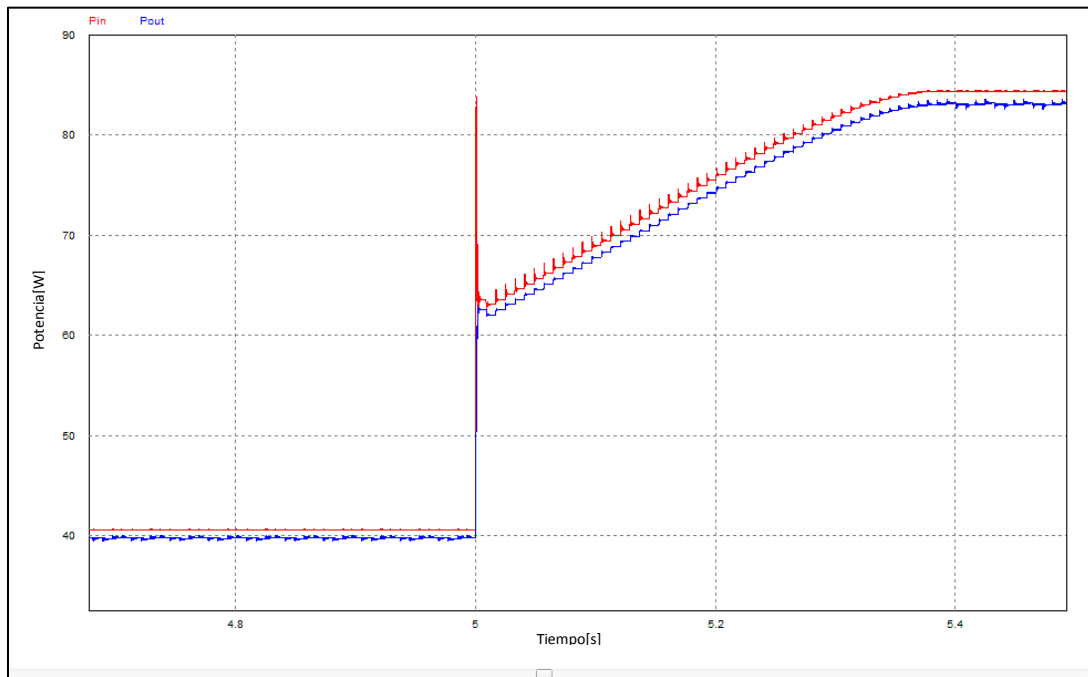


Figura 3.22: Tiempo de alcance MPP. Azul) Potencia panel, rojo) Potencia entrega por el convertidor.

En segunda instancia se sometió el sistema a una irradiación variable (ver figura 3.23) para observar si el algoritmo realizaba un seguimiento del máximo punto en toda la región de operación del convertidor como se explicó en el capítulo 2, obteniendo una región de no seguimiento del MPP para una irradiación de 200W/m^2 a 350W/m^2 .

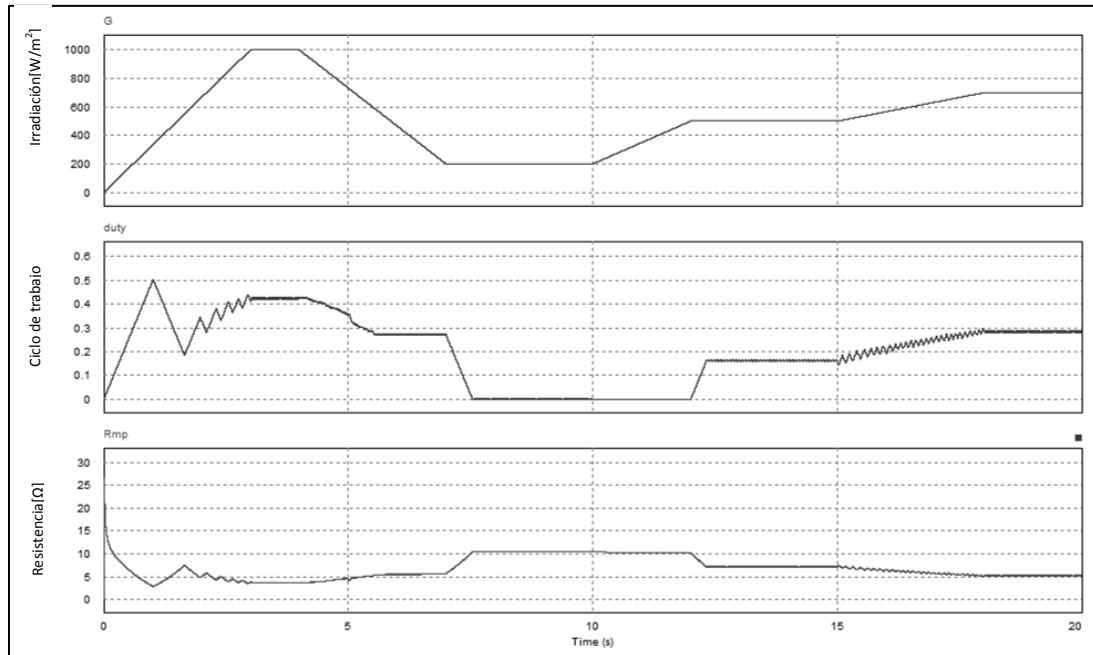


Figura 3.23: Seguimiento MPP. G) Irradiación, duty) ciclo de trabajo, Rojo2) Resistencia del máximo punto.

CAPITULO 4:

IMPLEMENTACIÓN Y VALIDACIÓN DE RESULTADOS

INTRODUCCIÓN

En el presente capítulo se explicará el funcionamiento de cada uno de los circuitos diseñados para la implementación del algoritmo. Finalizando con la validación de los resultados experimentales obtenidos.

4.1 REGULACIÓN VOLTAJE DE ALIMENTACIÓN

La etapa de alimentación es necesaria para regular el voltaje con el que se va alimentar el sistema. En esta se utilizan los circuitos integrados LM7815, LM7915 y LM7805. El LM7815 entrega una salida regulada de +15V, su homólogo el LM7915 tiene la misma salida pero con polaridad negativa y el LM7805 tiene una salida regulada de +5V. Los capacitores de la figura 4.1 cumplen la función de mejorar el rizado en el voltaje y el diodo 1N4004 evita que en condición de corto circuito el sistema sufra daños. La regulación de la parte superior alimenta la instrumentación y la regulación inferior alimenta los IC encargados de la potencia.

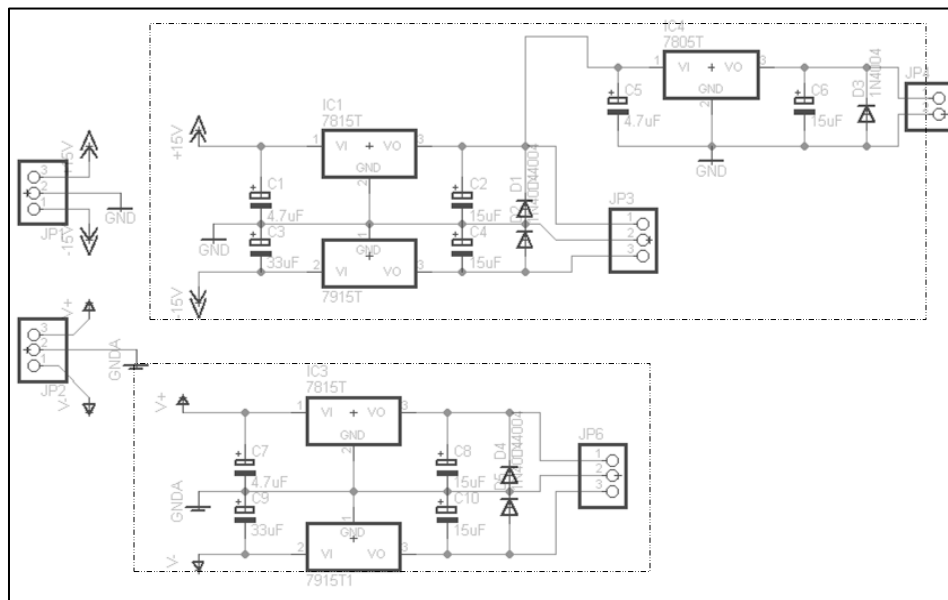


Figura 4.1: alimentación del sistema.

4.2 SENSADO CORRIENTE

El sensor utilizado para cuantificar la corriente es el ACS714 (ver figura 4.2), el cual posee un rango de -20A a 20A, con una sensibilidad de 100mV/A, pero este posee un voltaje de

offset de 2.5V sobre el cual entrega su salida, entonces en caso de medir una corriente positiva el voltaje aumentaría sobre 2.5V y en caso contrario disminuirá por debajo de 2.5 como esta en la figura 4.3.

Para eliminar el offset de 2.5V se implementó el circuito restador de la figura 4.4 donde el divisor de resistencias es hecho con dos resistencias de 100kΩ y el voltaje de salida del restador es dado por ec (4.1). La entrada positiva será para la salida del sensor y en la negativa se acopla el divisor.

$$V_o = V_2 - V_1 \text{ ec (4.1)}$$

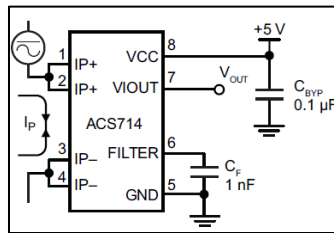


Figura 4.2: sensor corriente ACS714.[.]

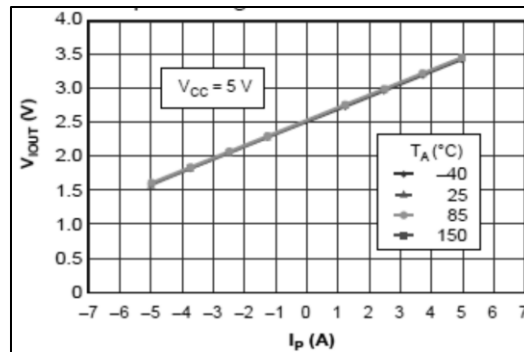


Figura 4.3: Voltaje de salida Vs Corriente medida.

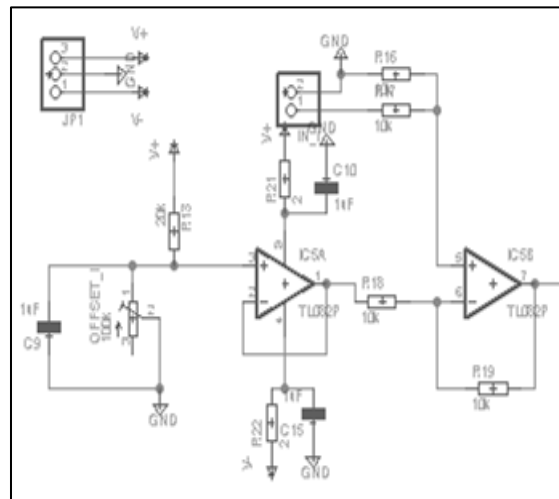


Figura 4.4: Circuito Restador.

A esta etapa la sigue un filtro butterworth paso bajo de tercer orden encargado de filtrar el ruido de alta frecuencia introducido por el convertidor de potencia. Este filtro se diseñó con el programa *filterPro de Texas Instruments*, con una frecuencia de corte de 200Hz. Como la respuesta de un filtro no es ideal se introdujo al final de este un amplificador no inversor con ganancia de variable; ver la figura 4.5.

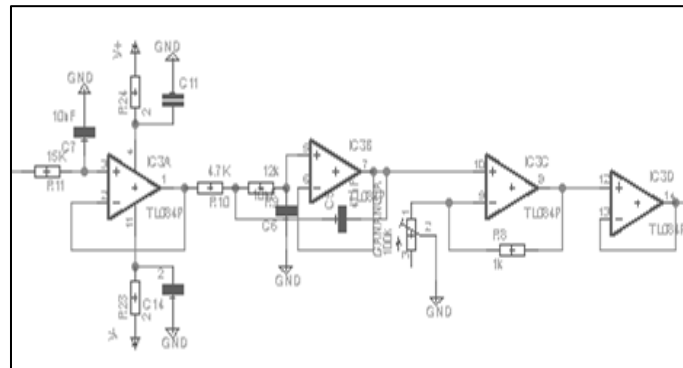


Figura 4.5: Filtro acoplado con amplificador no inversor.

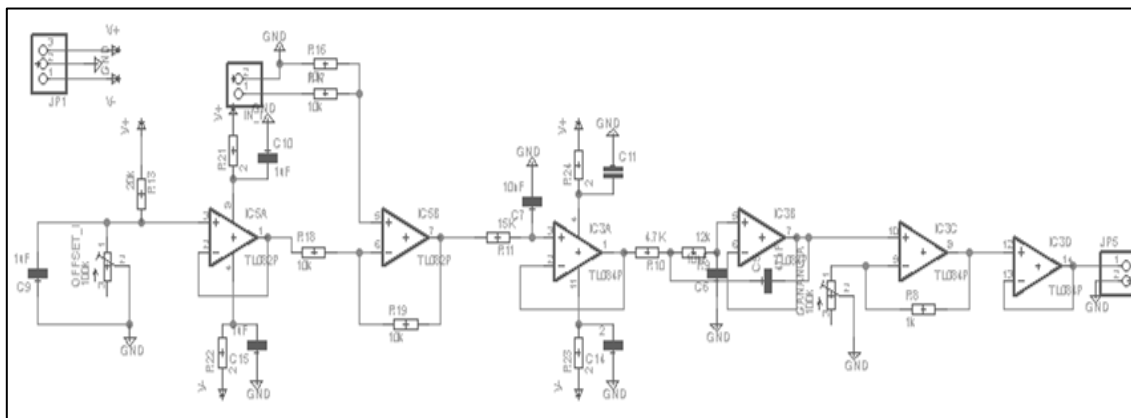


Figura 4.6: Circuito sensado de corriente.

4.3 SENSADO VOLTAJE

La medición de voltaje se realizó por medio del de la figura 4.7, en su primera etapa está dispuesto un divisor de resistencias para disminuir el voltaje de salida del panel a un rango adecuado en este caso 5V como voltaje máximo de entrada al microcontrolador ya que un voltaje superior a este puede dañar el dispositivo. En la segunda etapa se encuentra IC ISO124 el cual se encarga de aislar las señales de potencia de las señales de control. La tercera etapa comprende un filtro pasa bajo de características similares al calculado en la sección anterior y un amplificador no inversor con ganancia variable.

4.5 CONTROL PWM

Aunque el circuito de control genera el PWM este es incapaz de proveer la corriente y el voltaje necesarios para la activación del Mosfet. Para esta tarea se seleccionó el IR2110 que es un controlador de disparo de potencia (ver figura 4.9).

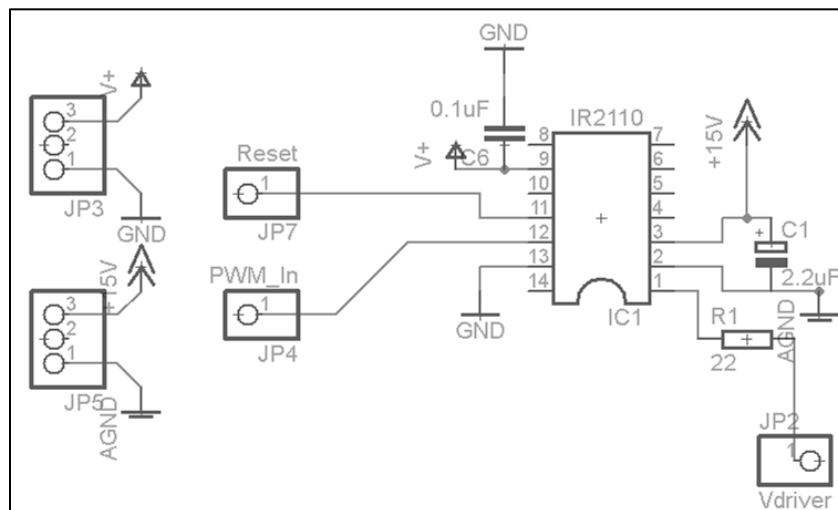


Figura 4.9: Circuito control de disparo.

4.6 CIRCUITO CONVERTIDOR BOOST

En el capítulo 2 se diseñó el convertidor Boost, sin la red snubber; la inclusión de la red de en el convertidor Boost de la figura 4.10.A, previene los sobre picos de tensión que puedan dañar el mosfet. El mosfet usado es el IRF640N.

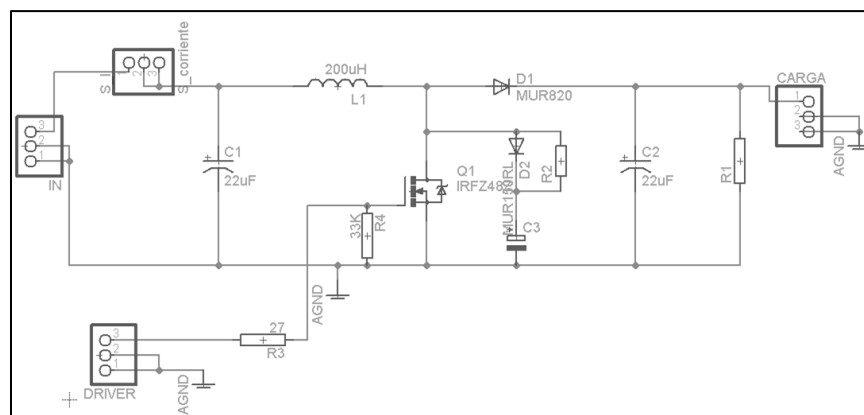


Figura 4.10.A: Circuito Convertidor Boost con red snubber.

A continuación se realizan los cálculos de la Red Snubber:

Calculo de capacitor:

$$C = \frac{I_L t_f}{2V_f}$$

$$C = \frac{8 * 28.5ns}{2 * 25} = 3.8nF$$

$$C = 1.25 * 3.8nF = 4.56nF \approx 4.7nF$$

Resistencia requerida:

$$R \leq \frac{t_{on}}{5C}$$

$$R \leq \frac{2}{54.7nF} \leq 1702.1276$$

Potencia consumida por la resistencia:

$$P_r = \frac{1}{2} C V_s^2 f$$

$$P_r = \frac{1}{2} 47n25^2 50K = 0.73W$$

Potencia absorbida por el transistor:

$$P_Q = \frac{I_L^2 t_f^2 F}{24C}$$

$$P_Q = \frac{8^2 * (28.5ns)^2 * 50K}{24 * 47nF} = 0.023W$$

4.7 CÁMARA DE IRRADIACIÓN.

Esta cámara se construyó con el fin de poder validar los resultados teóricos, ya que con ella se puede tener una repetitividad en el experimento, el cual consistía en variar el voltaje de alimentación de los bombillos, utilizando el Variac de la figura 4.10 y con ello cambiar la irradiación producida por la cámara, como se explicara más adelante. Al tener una irradiación ajustable es posible constatar el buen funcionamiento del algoritmo. En figura 4.11 se encuentra la estructura de la cámara.

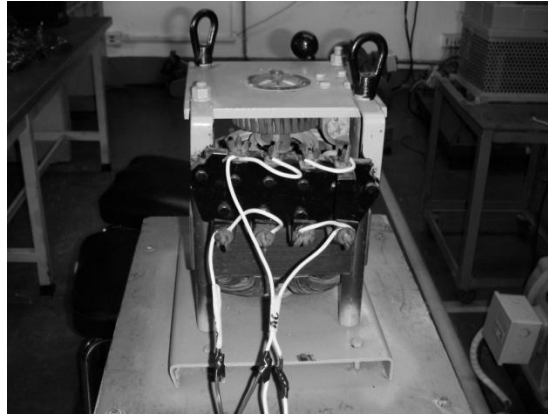


Figura 4.10: Variac 2.4Kvac.

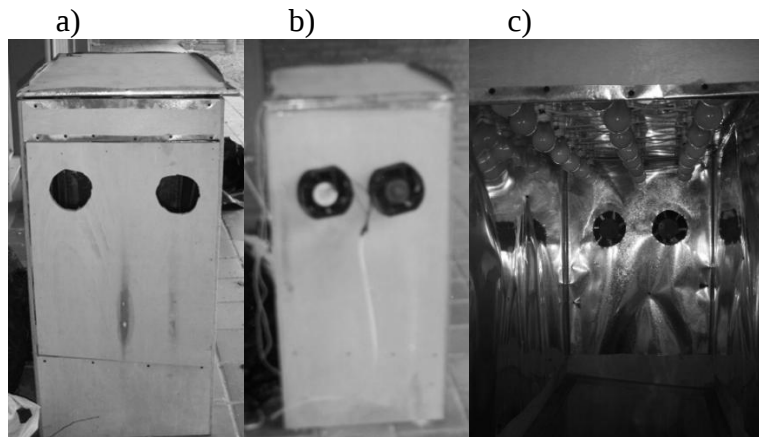


Figura 4.11: Cámara Irradiación .a) Frente b) Posterior c) Interior.

En la construcción de la cámara se usó madera para la estructura principal, debido a la alta temperatura en su interior, se hizo necesario la utilización de un aislante térmico (Algodón de fibra de vidrio), posteriormente este aislante se presionó con lamina de Zinc #22 a la madera; además de esta función la lámina de Zinc maximiza la irradiación al interior de la cámara al ser reflectante.

La cámara tiene una capacidad de albergar 21 bombillos, la base para el panel posee una inclinación de 15° y se encuentra a 70cm de los bombillos.

Experimentalmente se determinó el tipo de bombillas a usar al interior de la cámara de acuerdo a la cantidad de corriente de corto circuito del panel solar, ya que esta corriente es proporcional a la irradiación (ver tabla 4.1).

Tabla 4.1: Resultados experimentales diferentes bombillos.

Tipo	Luz	Potencia[W]	Marca	I _{cc} [mA]	I _{consumida} [A]	mA/W
Incandescente	blanca	60	Sylvania	47.2	0.51	0.786
Incandescente	amarilla	100	Philips	85.7	0.85	0.857
E27	amarilla	20	Homelite	11.78	0.14	0.589
E75	amarilla	50	NO	41.6	NO	0.832
Incandescente	amarilla	200	Sylvania	192.8	1.7	0.964

I_{cc} = corriente de corto circuito del panel fotovoltaico.

$I_{consumida}$ = Corriente consumida por bombillo.

Para determinar si la irradiación es proporcional al número y tipo de bombillos se realizó otra prueba en la cual se incrementó su número al interior de la cámara, los resultados se consignan en la tabla 4.2.

Tabla 4.2: Cambio en la corriente del panel respecto al número de bombillos.

Tipo	Numero	Luz	Potencia[W]	Marca	I _{cc} [mA]
Incandescente	2	amarilla	200	sylvania	339.4
Incandescente	2	amarilla	100	Philips	164.6
Incandescente	3	amarilla	100	Philips	250.5

Con los datos de la tabla 4.2 el tipo de bombillo a usar en la implementación de la cámara es el sylvania de 200W. Sin embargo no se usaron estos, por su alto valor comercial, por tanto se optó por el bombillo 100W.

La interconexión de los bombillos al interior de la cámara es en paralelo, con ello se tendrá una variación igual en la irradiación de la cámara al momento de variar su voltaje de alimentación, para realizar dicha variación se utilizó un Variac de 2.4KVa el cual cumple con las especificaciones de corriente (I_{max} 20A) y voltaje(V_{max} 120V) para la carga(bombillos). La cámara en carga completa genera una irradiación del $383.15W/m^2$, $78^{\circ}C$ (esta temperatura se alcanza y mantiene después de 40minutos) y la corriente consumida por los bombillos es de 17.85A.

4.8 IMPLEMENTACIÓN DEL ALGORITMO

En esta sección se dará claridad a como se implementó el algoritmo en el microcontrolador.

Generación de PWM: El atmega8 cuenta con varios modos para generación de PWM en este caso se trabajó con fast PWM , en este modo el atmega8 genera una señal de PWM a una frecuencia establecida por el ICR1 (ver figura 4.12) y el OCRN1A establece el ancho del pulso.

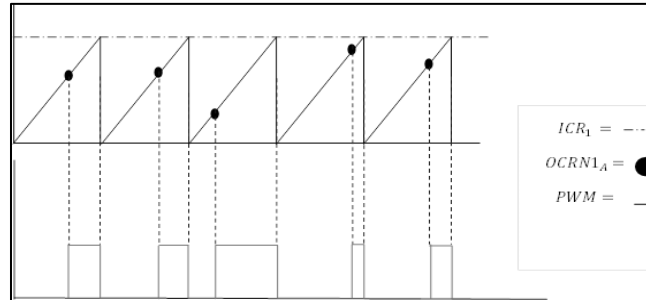


Figura 4.12: Generación PWM atmega8

A continuación se realiza el cálculo para el valor de ICR1:

La frecuencia deseada es 50Khz

$$f_{oc\ nA} = 50\ Khz$$

El reloj del máximo del sistema es:

$$Clock_{I/O} = 16\ Mhz$$

Realizando el respectivo cálculo de ICR1:

$$f_{oc\ nA} = \frac{Clock_{I/O}}{ICR_1}$$

$$ICR_1 = \frac{Clock_{I/O}}{f_{oc\ nA}}$$

$$ICR_1 = \frac{16M}{50K}$$

$$ICR_1 = 320$$

Entonces para obtener un PWM a 50Khz el valor configurado en el ICR1 debe ser 320, por tanto un OCRN1A en 160 indica que se está generando un PWM de 50Khz con un ancho del 50%.

Escalamiento de datos en el atmega8: El atmega8 es un microcontrolador de 8bits por lo tanto una multiplicación entre dos magnitudes muy grandes puede provocar un desbordamiento y por consiguiente pérdida de información. Para que no hallan desbordamientos se evitara hacer multiplicaciones de varios bits en el micro.

El atmega8 cuenta con varios puertos A/D, de 10bits cada uno; en el presente trabajo solo se utilizaran dos de estos puertos (ver figura 4.7) la señal leída debe ser adecuada internamente en el micro para llevarla a su valor real y aplicar los cálculos correspondientes. Para hacer esto es muy común el establecer una relación lineal como en la figura 4.13; el dato de entrada es el voltaje leído en el puerto y mediante la ecuación de la línea recta da como resultado el valor real de la medición en la corriente sensada.

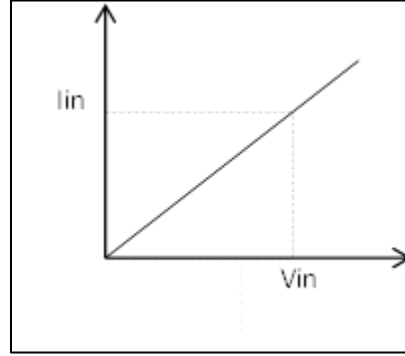


Figura 4.13: Relación lineal entre voltaje leído y corriente sensada.

A continuación se muestra el procedimiento que se llevó a cabo para adecuar el voltaje de entrada en el puerto del A/D a su valor real en corriente:

Se parte de la ecuación normal de la línea recta:

$$y - y_1 = m(x - x_1) \text{ ec 4.2}$$

$$I_{in} = y$$

$$I_{inmax} = y_1$$

$$V_{in} = x$$

$$V_{inmax} = x_1$$

$$m = \frac{I_{inmax} - I_{inmin}}{Avcc - 0} = \frac{I_{inmax} - I_{inmin}}{5 - 0}$$

Al sustituir los valores en ec (4.2):

$$I_{in} - I_{max} = m(V_{in} - V_{inmax})$$

$$I_{in} - I_{max} = \frac{I_{inmax} - I_{inmin}}{5} (V_{in} - V_{inmax})$$

$$I_{in} + I_{max} = \frac{I_{inmax} - I_{inmin}}{5} V_{in} + \frac{I_{inmax} - I_{inmin}}{5} (-V_{in})$$

$$I_{in} = \frac{I_{inmax} - I_{inmin}}{5} V_{in} + \frac{I_{inmax} - I_{inmin}}{5} (-V_{in}) + I_{max} \text{ ec 4.3}$$

Remplazando valores constantes en la ec(4.3)

$$I_{inmax} = 2$$

$$V_{inmax} = 5$$

$$I_{in} = \frac{2}{5} V_{in} - \frac{5 \times 2}{5} + 2$$

$$I_{in} = \frac{2}{5} V_{in} \text{ ec 4.4}$$

Leer dato ADC de 10bits:

$$dato_{ADC} = \frac{V_{in} * 2^n}{V_{ref}}$$

$$V_{in} = \frac{dato_{ADC} V_{ref}}{2^n}$$

$$V_{ref} = 5$$

$$n = 10$$

$$V_{in} = \frac{dato_{ADC} * 5}{2^{10}} \text{ ec(4.4)}$$

Sustituyendo ec(4.4) en(4.3) ,

$$I_{in} = (I_{inmax} - I_{inmin}) \frac{dato_{ADC}}{2^{10}}$$

$$I_{in} = \frac{dato_{ADC}}{204.8}$$

$$I_{in} = 0.9032 \times \frac{dato_{ADC}}{204.8} - 1.5898 \text{ ec(4.5)}$$

$$V_{in} = 0.03487723 \times dato_{ADC} + 0.5 \text{ ec(4.6)}$$

El diagrama de flujo de la figura 4.14 esquematiza el código implementado en el microprocesador el cual se encuentra consignado en el anexo D, donde en primera instancia se capturan se sobre muestrea tomando cuarenta muestras de voltaje y corriente para tener una mayor fidelidad en el dato procesado por el algoritmo, seguidamente se promedian estos valores para remplazarlos en la ec(4.5) y ec(4.6). Una vez se tiene los

valores correctos de voltaje y corriente se procede a la ejecución del algoritmo de *Perturbacion y Observacion* ya descrito en el capítulo 3. El ciclo de trabajo que es dado por el valor de la variable OCRN1A, se obtiene multiplicando variable *output* por la constante ICR₁. Ejemplo: Suponiendo que *output* =0.5 y ICR₁ =320, entonces OCRN1A será igual a 160, con lo cual se genera un PWM con un anchura de 50% y de 50Khz.

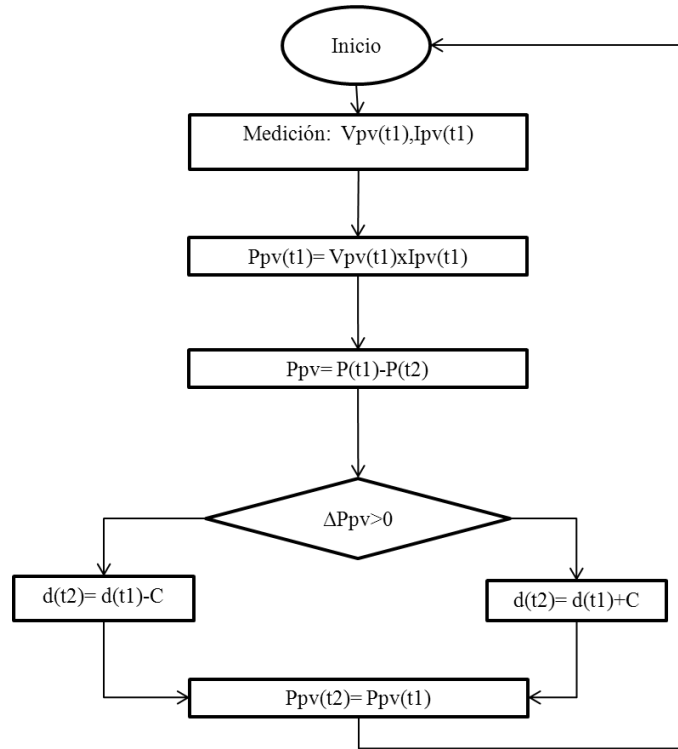


Figura 4.14: Algoritmo de implementado en el atmega8.

4.9 RESULTADOS EXPERIMENTALES

Los datos aquí consignados corresponden a dos de las pruebas en condiciones controladas de irradiación y temperatura hechas para la validación del algoritmo P&O, en las cuales se lograron resultados satisfactorios. Estas pruebas se realizaron todas con la cámara de irradiación ya que se deseaba observar el comportamiento del algoritmo en condiciones controladas.

Como no se cuenta con un instrumento para medir la irradiación, entonces se determinó la irradiación, recibida por el panel con la ec(4.7), la medición de la temperatura se realizó con un multímetro.

$$I_{sc} = (I_{pn} + K_i \Delta T) \frac{G}{G_n} \text{ ec(4.7)}$$

Dónde:

I_{sc} = Corriente de corto circuito del panel fotovoltaico a las condiciones dadas.

I_{pn} = Corriente nominal de panel solar.

K_i = Coeficiente de variación de la corriente con la temperatura.

G_n = Irradiación estándar.

ΔT = Cambio en la temperatura en grados Kelvin.

Los valores numéricos de los anteriores parámetros son:

$$I_{sc} = 1.33\text{A}$$

$$I_{pn} = 4.8\text{A}$$

$$K_i = 0.001026\text{A}/^\circ\text{K}$$

$$G_n = 1000\text{W}/\text{m}^2.$$

$$\Delta T = -(273+25) + (273+78) = 53^\circ\text{K}$$

Al remplazar estas constantes en la ec(4.7) se obtiene una irradiación de $273.97\text{W}/\text{m}^2$. Sin embargo al introducir este valor de irradiación en el modelo se encontró una corriente un 10% mayor a la medida experimentalmente como se establece en la figura 4.15 por tanto se ajustó el valor de irradiación en simulación a $255\text{W}/\text{m}^2$ para tener el mismo valor de corriente medido experimentalmente (ver figura 4.16). El ajuste de los parámetros de la simulación se hizo para poder realizar una validación de los resultados experimentales.

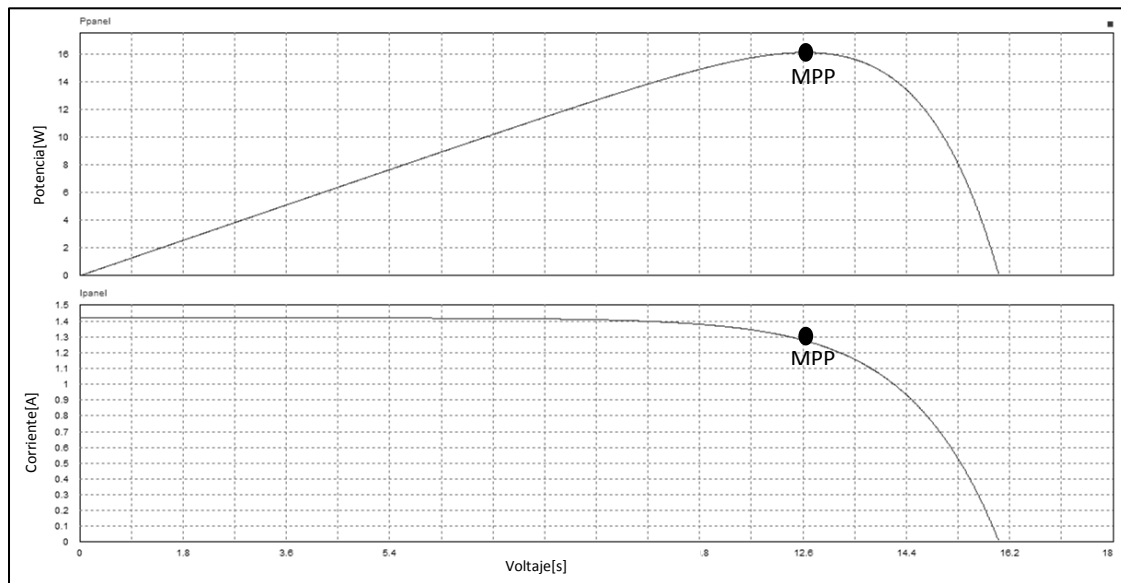


Figura 4.15: corriente y potencia de panel con irradiación de $274\text{W}/\text{m}^2$.

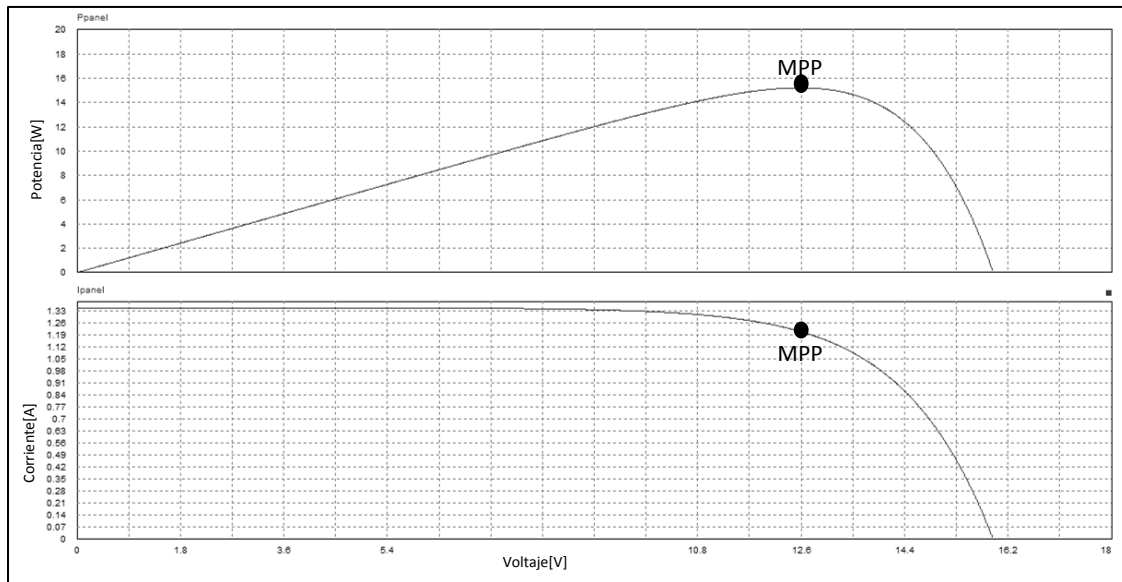


Figura 4.16: Corriente y potencia del panel con irradiación de 260W/m^2 .

El tamaño de paso “C”, es del 3% y el tiempo de perturbación es del 72.4ms. El atmega8 necesita 10ms para procesar el algoritmo y 2.4ms para procesar los 40 datos (teniendo en cuenta que el ADC necesita 60us por conversión).

En la figura 4.17 se encuentran las formas de onda correspondientes al voltaje en la carga y el voltaje a la entrada del panel. Donde el voltaje en la carga está oscilando entre 31.2V y 29.9V. El voltaje en el panel oscila entre 13.9V y 11.7V. La interpretación de los datos en las fotografías del osciloscopio debe hacerse teniendo en cuenta que el cero se encuentra abajo y no es el valor de la línea horizontal de referencia.

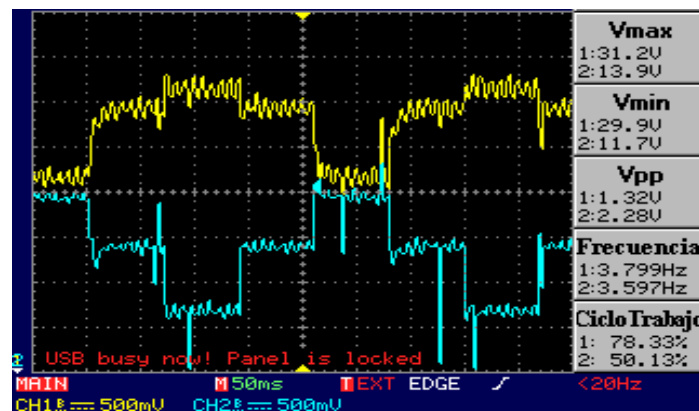


Figura 4.17: Canal 1 (Amarillo) Voltaje en la carga, Canal 2 (Azul) voltaje del panel.

En la figuras 4.19 se establece el ciclo de trabajo obtenido experimentalmente a partir de los datos de voltaje en la carga y voltaje del panel de la figura 4.17, estos datos son obtenidos en forma digital desde el osciloscopio. El ciclo de trabajo logrado en simulación

se consigna en la figura 4.18. Al cotejar los resultados se observa un error máximo del 4.44% en el ciclo de trabajo.

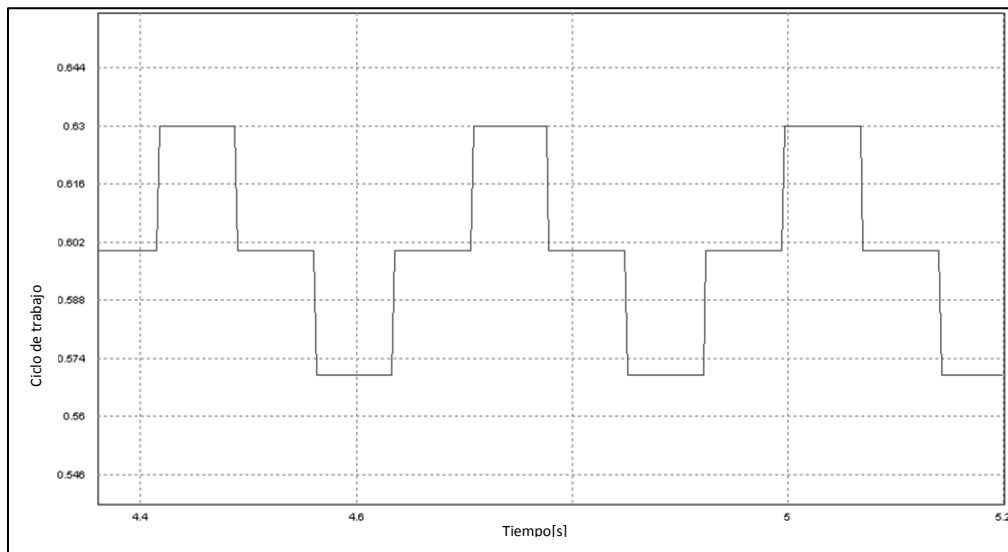


Figura 4.18: Ciclo de trabajo simulación.

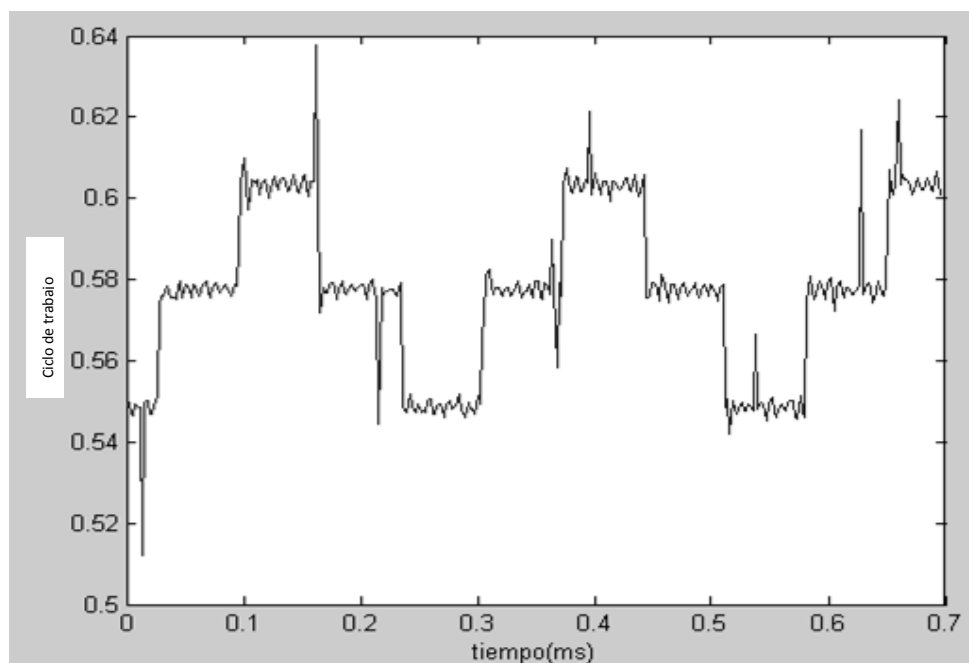


Figura 4.19: Ciclo de trabajo experimental.

Los perfiles de corriente y voltaje de la figura 4.20 se encuentran escalados ya que son los de entrada al atmega8 y este no está en capacidad de procesar voltajes en sus entradas superiores a 5V, por ello para saber el valor real de la señales de corriente y voltaje se debe hacer uso de las siguientes ecuaciones:

$$I_p = 0.9032 * V_1 - 1.5898 \text{ ec(4.8)}$$

$$V_p = 6 * V_2 + 0.5 \text{ ec(4.9)}$$

Donde V_1 y V_2 pueden ser los valores máximos o mínimos de cada canal

$$I_{pmax} = 0.9032 * 3.13 - 1.5898 = 1.237A$$

$$I_{pmin} = 0.9032 * 2.76 - 1.5898 = 0.903A$$

$$V_{pmax} = 6 * 3.13 + 0.5 = 13.94V$$

$$V_{pmin} = 6 * 1.8 + 0.5 = 11.3V$$

Al comparar estos valores con los datos digitales obtenidos desde el osciloscopio y graficándolos en matlab (ver 4.28 y 4.26), se encontró que estos valores corresponden a picos en la señal y no a los valores reales de la señal, por tanto el calculo del máximo punto de potencia se hizo con los datos digitales capturados desde el osciloscopio y posteriormente se graficaron usando matlab como se muestra en la figura 4.22.

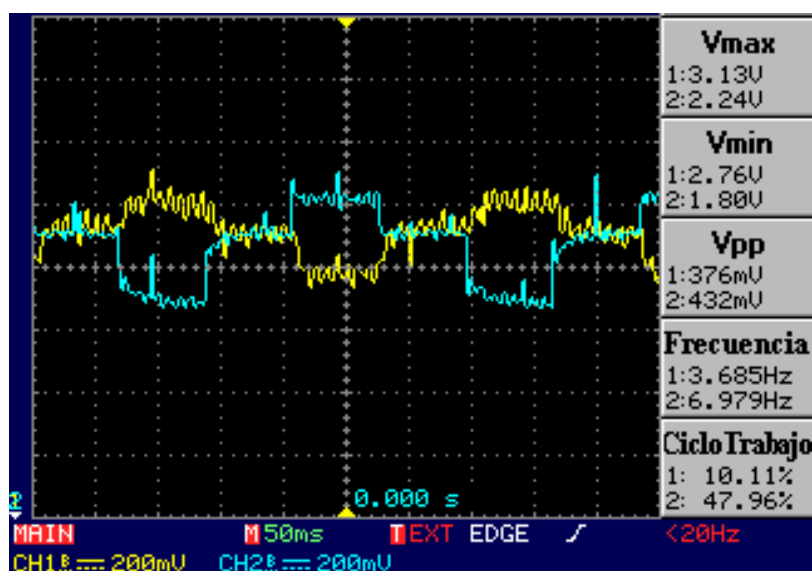


Figura 4.20: Canal 1(amarillo) corriente .Canal 2 (Azul) voltaje.

Cotejando el máximo punto obtenido en simulación en estado estable (ver figura 4.21) con el máximo punto experimental (ver figura 4.22), se encontró un error en el máximo punto de 4.12% como se verá más adelante, cabe destacar que aunque en la curva de potencia experimental presenta ruido, esta tiene el comportamiento de la curva lograda en simulación.

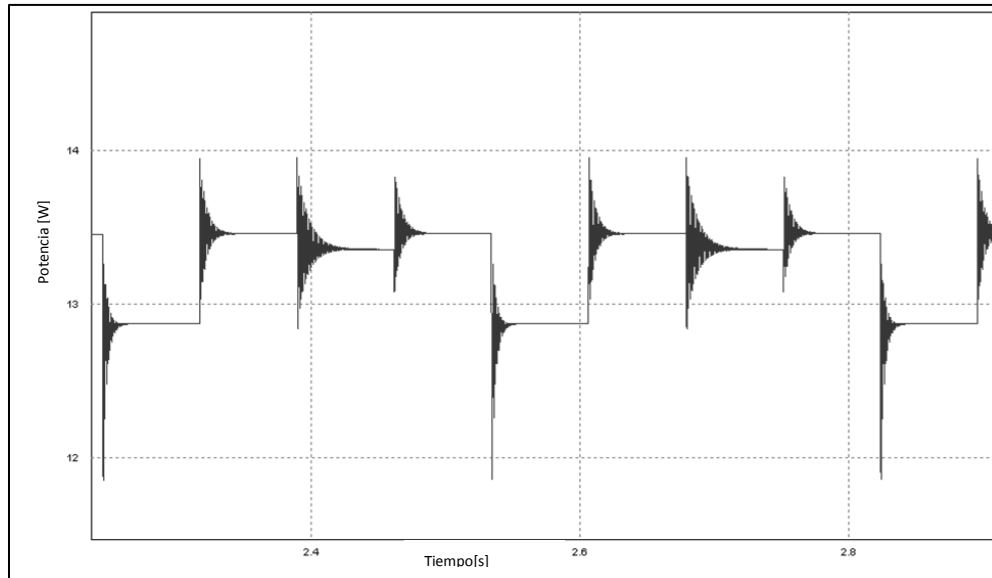


Figura 4.21: *Máximo Punto de potencia simulación.*

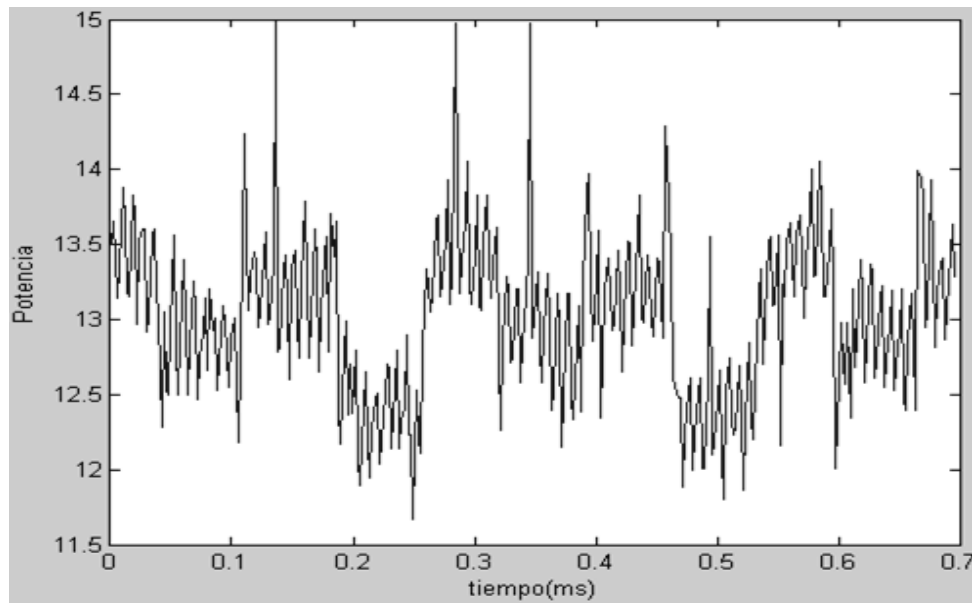


Figura 4.22: *Máximo punto de potencia experimental.*

El tiempo en el cual el algoritmo llega al MPP es dado por la respuesta transitoria de voltaje y corriente de la figura 4.23, donde el máximo punto es alcanzado a los 1.7s(ver figura 4.24), este tiempo difiere en 0.2s respecto al tiempo alcanzado en simulación (ver figura 4.25). Las restantes respuestas transitorias no se muestran ya que alcanzan el máximo punto en el mismo tiempo.

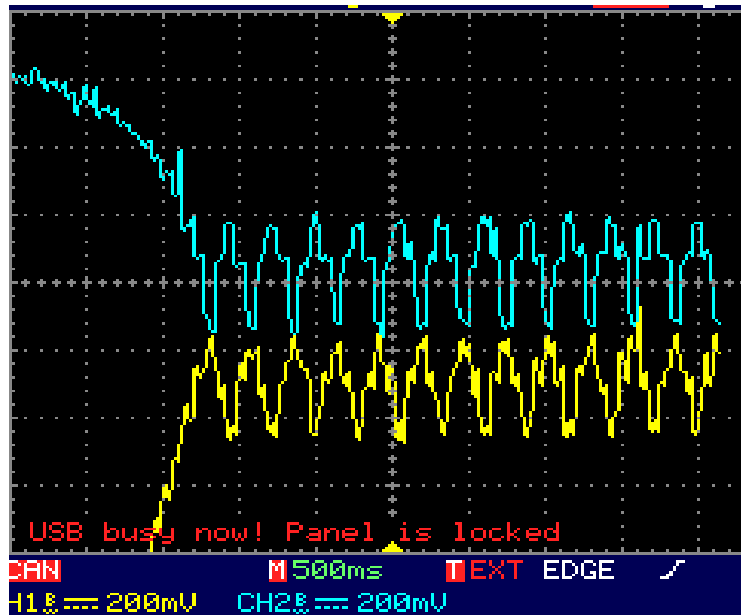


Figura 4.23: Respuesta transitoria. : Canal 1(amarillo) corriente .Canal 2 (Azul) voltaje.

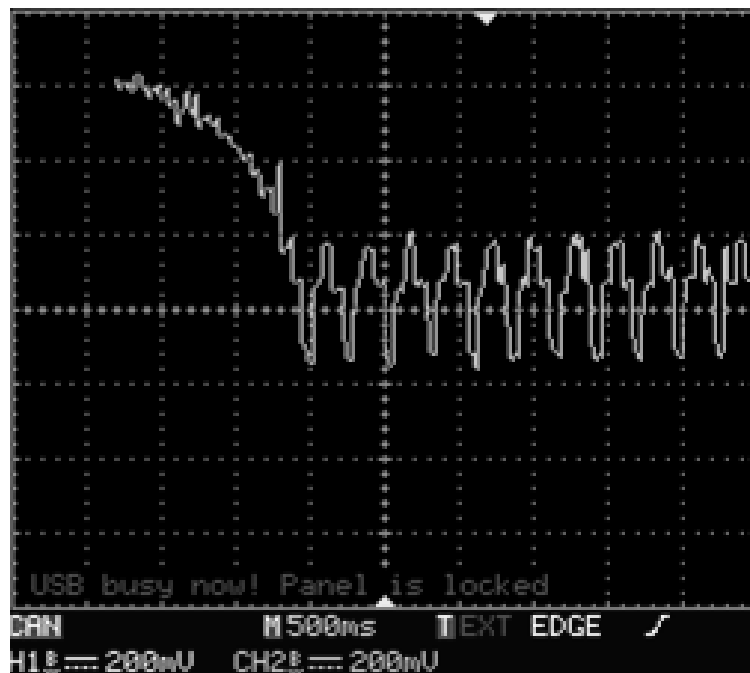


Figura 4.24: Respuesta transitoria de voltaje experimental.

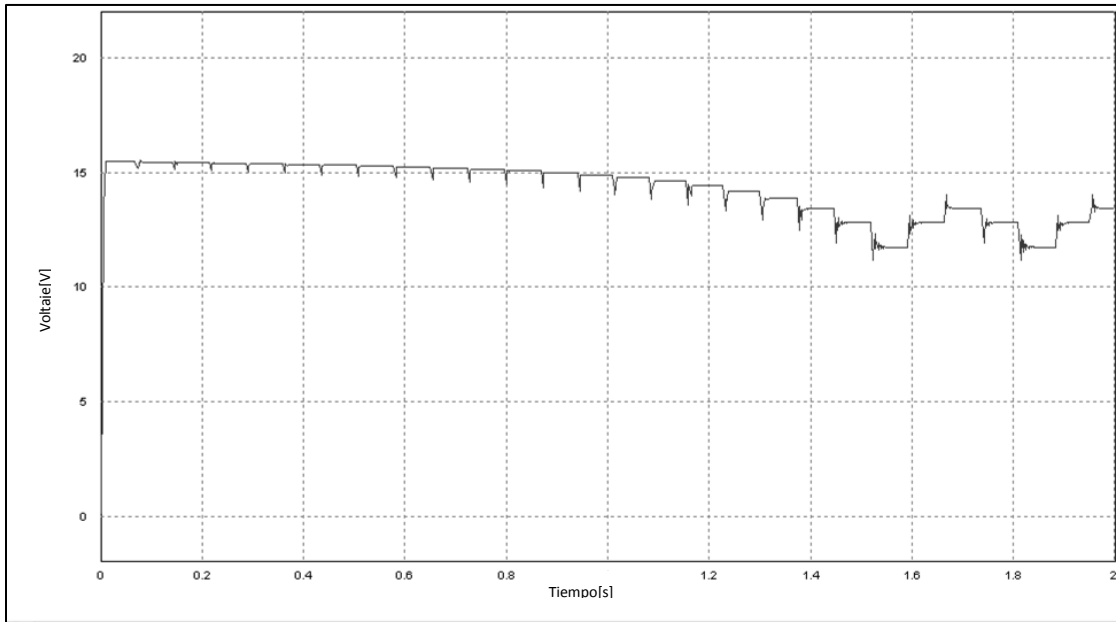


Figura 4.25: Respuesta transitoria de voltaje simulación.

Las Figuras 4.25 a 4.28 presentan los resultados alcanzados en simulación y los obtenidos experimentalmente, donde se observa que los perfiles de corriente y voltaje presentan un comportamiento similar al obtenido en la simulación. Sin embargo tienen un pequeño error en sus valores.

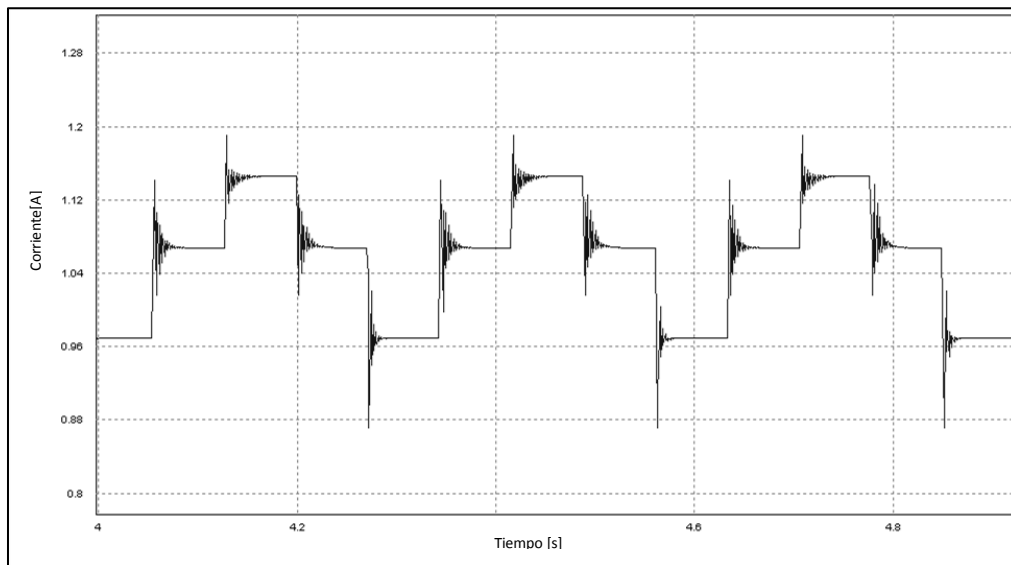


Figura 4.25: Respuesta de corriente del panel en simulación.

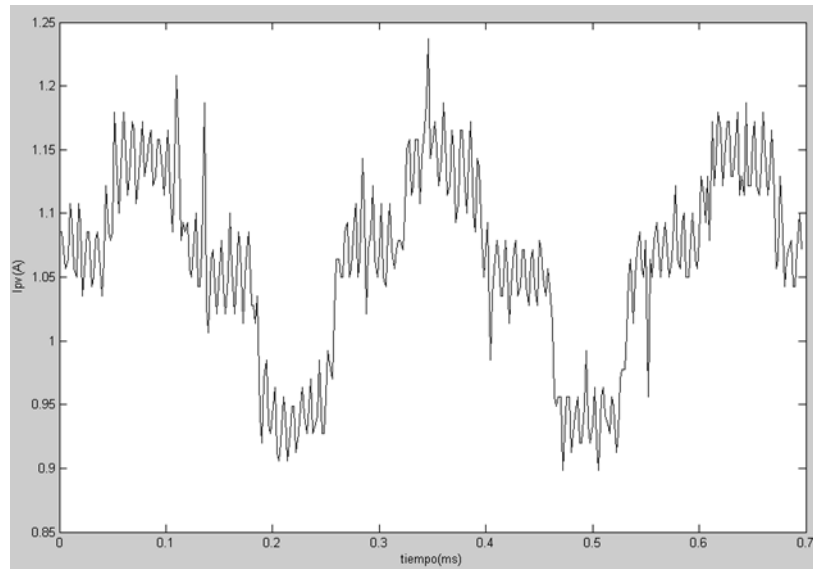


Figura 4.26: Respuesta de corriente del panel experimental.

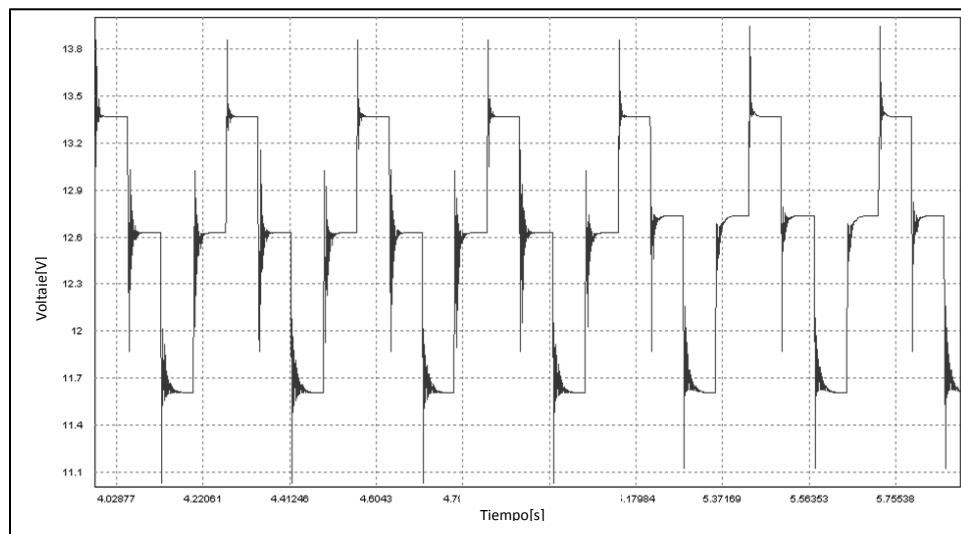


Figura 4.27: Respuesta de voltaje del panel en simulación.

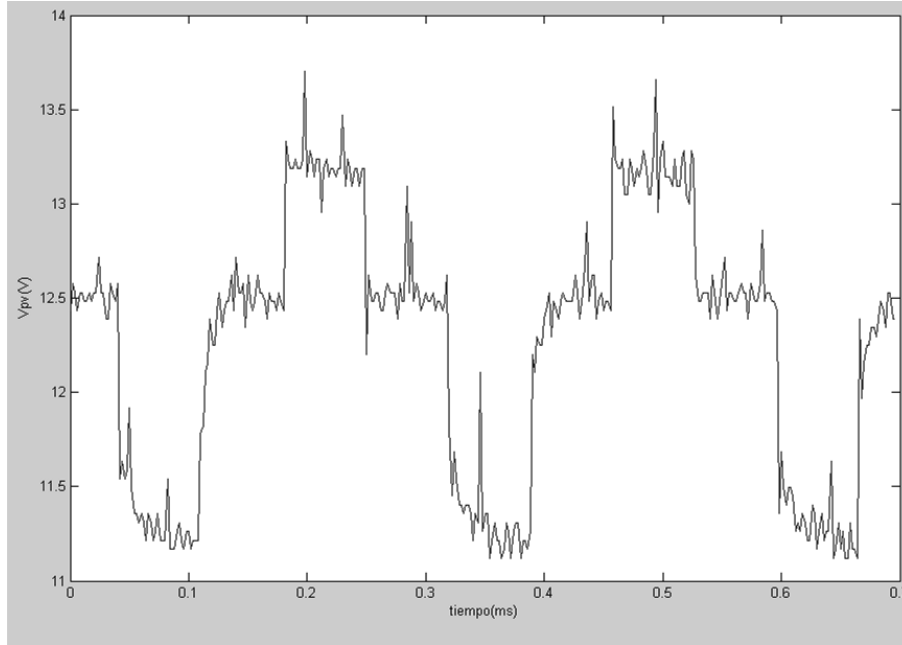


Figura 4.28: Respuesta de voltaje del panel experimental.

En el análisis del error se debe tener en cuenta que el algoritmo implementado posee un perfil de tres puntos (ver figura 4.18), donde se tendrá un valor máximo para la señal, un valor medio y un valor mínimo. Por ello se hace análisis del error en cada uno de los tres valores de la señal. Las ecuaciones 4.10-4.12 se utilizan para calcular los correspondientes errores, donde el subíndice “e” hace referencia a el valor experimental y el subíndice “t” hace referencia al valor teórico.

$$\%Duty_{max} = \left| \frac{Duty_{max,e} - Duty_{max,t}}{Duty_{max,t}} \right| ec(4.10)$$

$$\%Duty_{med} = \left| \frac{Duty_{med,e} - Duty_{med,t}}{Duty_{max,t}} \right| ec(4.11)$$

$$\%Duty_{min} = \left| \frac{Duty_{min,e} - Duty_{min,t}}{Duty_{min,t}} \right| ec(4.12)$$

Dónde:

$Duty$ Ciclo de trabajo.

$Duty_{max}$ Ciclo de trabajo en el punto máximo.

$Duty_{med}$ Ciclo de trabajo en el punto medio.

$Duty_{min}$ Ciclo de trabajo en el punto mínimo.

En las siguientes tablas se resumen los errores encontrados en el ciclo de trabajo y Potencia para dos diferentes Irradiaciones con un C de 3%. Donde se encontró un error máximo en el ciclo de trabajo de 4.44% a una irradiación de 273.97W/m^2 y un error máximo en la potencia de 5.69% a una irradiación de 383.15W/m^2 .

Tabla 4.3: Porcentaje de error en el ciclo de trabajo con una irradiación de 273.97W/m^2 .

Duty	Experimental	Teórico	%error
Duty _{max}	0.602	0.63	4.44
Duty _{med}	0.576	0.6	4
Duty _{min}	0.548	0.57	3.856

Tabla 4.4: Porcentaje de error en el duty con una irradiación de 383.15W/m^2 .

Duty	Experimental	Teórico	%Error
Duty _{max}	0.692	0.69	0.28
Duty _{med}	0.66	0.66	0
Duty _{min}	0.64	0.63	1.58

Tabla 4.5: Porcentaje de error en la potencia con una irradiación de 273.97W/m^2 .

Potencia	Experimental	Teórico	%Error
P _{max}	13.5	13.4	0.74
P _{med}	12.8	13.35	4.12
P _{min}	12.5	12.87	2.87

Tabla 4.6: Porcentaje de error en la potencia con una irradiación de 383.15W/m^2 .

Potencia	Experimental	Teórico	%Error
P _{max}	20.8	20.5	1.46
P _{med}	20.2	20.3	0.49

P_{min}	18.2	19.3	5.69
-----------	------	------	------

CONCLUSIONES

- El script desarrollado por [4-5] en matlab permite encontrar las resistencias R_s y R_p del modelo en circuito de un panel fotovoltaico comercial a partir de la hoja de datos suministrada por el fabricante, tal como se constató con el modelo en circuito empleado para el ERDM85S el cual tiene un buen desempeño como lo muestran las simulaciones en Psim.
- La implementación de algoritmos MPPT debe realizarse, teniendo en cuenta su análisis estático y dinámico para así ajustar su desempeño de acuerdo a el valor comercial de los elementos necesarios para su implementación, ya que estos se constituyen en una gran limitante.
- El ajuste dinámico del algoritmo se relaciona con el tiempo en el cual se realiza un incremento o decremento en el ciclo de trabajo, de esta manera una reducción en este hará que el algoritmo responda más rápidamente ante cambios en la irradiación y temperatura, aunque en la validación del algoritmo no se trabajó con tiempos muy pequeños ya que se realizó en condiciones controladas de irradiación, el tiempo usado fue de 72.4ms. El ajuste estático del algoritmo se hace con el aumento o disminución del tamaño del paso o “C”, ya que un incremento muy grande hará que haya una pérdida apreciable de potencia, el mínimo C logrado experimentalmente sin afectar el comportamiento del algoritmo fue de 3%.
- La cámara de irradiación construida brinda unas buenas condiciones de repetividad para la validación del funcionamiento de algoritmos MPPT. Esta alcanza una irradiación de $383.15W/m^2$ y una temperatura nominal de $78^{\circ}C$. Sin embargo la temperatura se podría disminuir con la adición de extractores en la parte superior y la irradiación se podría aumentar reemplazando los bombillos de 100W a 120V por bombillos de 200W a 220V.

TRABAJO FUTURO

- Adicionar la electrónica necesaria para controlar por medio de una interfaz gráfica desarrollada en LABVIEW o Matlab, las condiciones de temperatura e irradiación de la cámara, esto con el fin de poder realizar pruebas de mayor complejidad.
- Con la estructura realizada en este trabajo, efectuar un estudio comparativo entre varios algoritmos MPPT para verificar su rendimiento.
- Agregar una topología inversora e implementar estrategias de control que permitan hacer interconexiones a la red.
- Realizar un estudio comparativo entre convertidores DC-DC aislados, comúnmente usados en estrategias MPPT, con las tarjetas de control desarrolladas en ese trabajo de grado.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Dondi, D.; Brunelli, D.; Benini, L.; Pavan, P.; Bertacchini, A.; Larcher, L.; ``Photovoltaic Cell Modeling For Solar Energy Powered Sensor Networks``, In 2nd International Workshop On Advances In Sensors And Interface, Pp. 1 – 6, Bari, Italia, June 2007.
- [2] Matagne, E. Chenni, R. El Bachtiri, R., “A Photovoltaic Cell Model Based On Nominal Data Only”, In International Conference On Power Engineering, Energy And Electrical Drives 2007, Pp. 562 - 565, Setubal, Portugal, April 2007 .
- [3] Bellini, A. Bifaretti, S. Iacovone, V. Cornaro, C., ``Simplified Model Of A Photovoltaic Module``, In Applied Electronics 2009, Pp. 47 – 51, Italia, September 2009.
- [4] Villalva, M.G. Gazoli, J.R. Filho, E.R. “Comprehensive Approach To Modeling And Simulation Of Photovoltaic Arrays”, In IEEE Transactions On Power Electronics, , Pp. 1198 – 1208, Brazil, May 2009.
- [5] Villalva, M.G. Gazoli, J.R. Filho, E.R. “Modeling And Circuit-Based Simulation Of Photovoltaic Arrays”, In Power Electronics Conference, 2009. Cobep '09, Pp. 1244 – 1254, Bonito-Mato Grosso Do Sul, Brazil, September 2009.
- [6] Kalantari, A. Rahmati, A. Abrishamifar, A. “A Faster Maximum Power Point Tracker Using Peak Current Control”, In Ieee Symposium On Industrial Electronics & Applications, 2009. Isiea 2009. Pp. 117 – 121, Kuala Lumpur, Oct 2009.
- [7] Kazmi, S. Goto, H. Ichinokura, O. Hai-Jiao Guo “An Improved And Very Efficient Mppt Controller For Pv Systems Subjected To Rapidly Varying Atmospheric Conditions And Partial Shading”, In Power Engineering Conference, 2009. Aupec 2009. Australasian Universities, Pp. 1 – 6, Sendai, Japan, Sep 2009.
- [8] Wu, Yu-En Shen, Chih-Lung Wu, Chia-Yu “Research And Improvement Of Maximum Power Point Tracking For Photovoltaic Systems”, In International Conference On Power Electronics And Drive Systems, 2009. Peds 2009. Pp. 1308 – 1312, Taiwan, Jan 2009.
- [9] Villalva, Marcelo G. F., Ernesto Ruppert “Analysis And Simulation Of The P&O Mppt Algorithm Using A Linearized Pv Array Model”, In 35th Annual Conference Of IEEE Industrial Electronics, 2009. Iecon '09. Pp. 231 – 236, Porto, Portugal, Nov 2009.

[10] Guanghui Li Xinchun Shi Chao Fu Guoliang Zhou "Design And Implementation Of A Novel Mppt Controller Based On Sun Tracking Technology", In International Conference On Electrical Machines And Systems, 2008. Icems 2008. Pp. 2611 – 2615, Wuhan, Oct 2008.

[11] Página Principal IPSE. [Http://Www.Ipse.Gov.Co/](http://Www.Ipse.Gov.Co/)

[12] Pagina Principal Suntech. [Http://Www.Suntech-Power.Com](http://Www.Suntech-Power.Com)

[13] Mutoh, N. Ohno, M. Inoue, T. "A Method For Mppt Control While Searching For Parameters Corresponding To Weather Conditions For Pv Generation Systems", In Transactions On Industrial Electronics, IEEE Pp. 1055 – 1065, Tokyo, June 2006.

[14]Guanghui Li Xinchun Shi Chao Fu Guoliang Zhou "Design And Implementation Of A Novel Mppt Controller Based On Sun Tracking Technology", In International Conference On Electrical Machines And Systems, 2008. Icems 2008. Pp. 2611 – 2615, Wuhan, Oct 2008.

[15]Hussein, K., Muta, I., Hoshino, T., And Osakada, M.: 'Maximum Photovoltaic Power Tracking: An Algorithm For Rapidly Changing Atmosphere Conditions', IEEE Proc. Gen., 1995, 142, Pp. 59–64.

[16]Kobayashi, K., Matsuo, H., And Sekine, Y.: 'An Excellent Operating Point Tracker Of The Solar-Cell Power Supply System', IEEE Trans. Ind. Electron., 2006, 53, (2), Pp. 495–499.

[17] J.M. Enrique A,*, E. Dura'N A, M. Sidrach-De-Cardona B,1, J.M. Andu' Jar " Theoretical Assessment Of The Maximum Power Point Tracking Efficiency Of Photovoltaic Facilitieswith Different Converter Topologies", Solar Energy 81 Pp. 31–38, August 2006.

[18] Página Principal IDEAM. www.Ideam.Gov.Co

[19] Matagne, E. Chenni, R. El Bachtiri, R., "A Photovoltaic Cell Model Based On Nominal Data Only", In International Conference On Power Engineering, Energy And Electrical Drives 2007, Pp. 562 - 565, Setubal, Portugal, April 2007 .

[20]Joao Crispim, Micael Carreira, Rui Castro, "Validation Of Pv Electrical Models Against Manufacturer's Data And Experimental Results," In Proc. 2007 IEEE Power Engineering, Energy And Electrical Drives Conf., Pp. 556-561.

- [21] Bellini, A. Bifaretti, S. Iacovone, V. Cornaro, C. "Simplified Model Of A Photovoltaic Module" In Applied Electronics, 2009. Ae 2009. Pp. 47 - 51 9-10 Sept. 2009
- [22] Femia, N.; Petrone, G.; Spagnuolo, G.; Vitelli, M.; "Optimization Of Perturb And Observe Maximum Power Point Tracking Method", In Power Electronics, Pp. 963 - 973, Italy, July 2005.
- [23] Femia, N.; Petrone, G.; Spagnuolo, G.; Vitelli, M.; "Optimization Of Perturb And Observe Maximum Power Point Tracking Method", In Power Electronics Specialists Conference, 2004. Pesc 04. 2004 IEEE 35th Annual.
- [24] Femia, N.; Petrone, G.; Spagnuolo, G.; Vitelli, M.; "Perturb And Observe Mppt Technique Robustness Improved", In Industrial Electronics 2004.
- [25] Página Principal Kyocera. [Http://Www.Kyocerasolar.Com/](http://www.kyocerasolar.com/)
- [26] Andújar Márquez Enrique Gómez.; Durán Aranda, G.; Martínez Bohórquez.; "Sistema Para La Generación Automática De Curvasi-V, P-V Y Monitorización De Módulos Fotovoltaicos", Xxv Jornadas De Automática. Septiembre De 2004.
- [27] Libro. Robert W. Erickson, "Fundamentals Of Power Electronics". Second Edition
- [28] R. Faranda.; S. Leva.; V. Maugeri.; "Mppt Techniques For Pv Systems: Energetic And Cost Comparison".IEEE
- [29] V. Salas.; E. Olias.; A. Barrado.; A. La' Zaro.; "Review Of The Maximum Power Point Tracking Algorithms For Stand-Alone Photovoltaic Systems", In Solar Energy Materials & Solar Cells 90, 2006. Science Direct.
- [30] Trishan ESRAM.; Patrick .; Chapman; "Comparison Of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques", In IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol. 22, No. 2, June 2007.
- [31] Yen-Jung Mark Tung.; Aiguo Patrick Hu.; Nirmal-Kumar Nair.; "Evaluation Of Micro Controller Based Maximum Power Point Tracking Methods Using Dspace Platform", In Australian University Power Engineering Conference 2006.
- [32] D. P. Hohm.; M. E. Ropp.; "Comparative Study Of Maximum Power Point Tracking Algorithms Using An Experimental, Programmable, Maximum Power Point Tracking Test Bed", In IEEE.
- [33] S. Jain And.; V. Agarwal.; "Comparison Of The Performance Of Maximum Power Point Tracking Schemes Applied To Single-Stage Grid-Connected Photovoltaic Systems", In Iet Electr. Power Appl., 2007, 1, (5), Pp. 753–762.

[34] Femia, N.; Petrone, G.; Spagnuolo, G.; Vitelli, M.; “Reliability Issues In Photovoltaic Power Processing Systems”, In IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 55, No. 7, July 2008.

ANEXOS

ANEXO A: Código Algoritmo Rs y Rp

A continuación se detalla el código utilizado en Matlab tomado de [4-5] para encontrar las resistencias:

```
%% Parámetros Extraídos de la Hoja de datos del panel

Iscn = 5.81;      %Corriente Nominal de corto circuito [A]
Vocn = 22.1;      %Voltaje nominal de circuito abierto [V]
Imp = 5.31;       %Corriente del máximo punto de potencia [A]
Vmp = 17.9;       %Voltaje del máximo punto de potencia [V]
Pmax_e = Vmp*Imp; %Potencia máxima [W]
Kv = -0.08;       %Voltaje/temperatura coeficiente [V/K]
Ki = 0.0035;      %Corriente/temperatura coeficiente [A/K]
Ns = 36;          %Numero de celdas en serie

%% Constantes
k = 1.3806503e-23; %Boltzmann [J/K]
q = 1.60217646e-19; %Carga del Electron [C]
a = 1.3;          %constante del diodo

%% Valores nominales
Gn = 1000;        % Irradiación nominal [W/m^2] @ 25oC
Tn = 25 + 273.15; % Temperatura nominal del punto de operación [K]

%% Algoritmo de búsqueda de Rs y Rp

% El modelo es ajustado de acuerdo a la condiciones
T = Tn;
G = Gn;

%Voltaje térmico de la unión pn a temperatura nominal
Vtn = k * Tn / q;

%Voltaje nominal térmico de la unión pn a temperatura ambiente
Vt = k * T / q;

% Corriente nominal de diodo
Ion = Iscn/(exp(Vocn/a/Ns/Vtn)-1);
Io = Ion;

% Valores referencia de Rs y Rp
Rs_max = (Vocn - Vmp)/ Imp;
Rp_min = Vmp/(Iscn-Imp) - Rs_max;

% Suposición inicial para los valores de Rs y Rp
```

```

Rp = Rp_min;
Rs = 0;

% Tolerancia para la Potencia
tol = 0.001;

P=[0];

% Valor falso
error = Inf;

% Proceso iterativo para Rs y Rp hasta Pmax, modelo = Pmax, experimental.

while (error>tol) % Lazo de repetición

% Efecto de la Temperatura e irradiación en la corriente
dT = T-Tn;
% Corriente nominal generada por la irradiación
Ipn = (Rs+Rp)/Rp * Iscn;
% Corriente generada por la irradiación
Ipv = (Ipn + Ki*dT) *G/Gn;
% Corriente de corto circuito
Isc = (Iscn + Ki*dT) *G/Gn;
% Incremento de Rs
Rs = Rs + .01;

% Resistencia Paralela
Rp = Vmp*(Vmp+Imp*Rs)/(Vmp*Ipv-Vmp*Io*exp((Vmp+Imp*Rs)/Vt/Ns/a)+Vmp*Io-Pmax_e);

% Solución de la I-V, para par de datos V,I
I
clear V
clear I

V = 0:1:35; % Vector de voltaje
I = zeros(1,size(V,2)); % Vector de corriente

%Cálculo valores de voltaje
for j = 1 : size(V,2)

% Solución  $g = I - f(I,V) = 0$  con el método de "Newntonn-Raphson"

g(j) = Ipv-Io*(exp((V(j)+I(j)*Rs)/Vt/Ns/a)-1)-(V(j)+I(j)*Rs)/Rp-I(j);

while (abs(g(j)) > 0.001)

g(j) = Ipv-Io*(exp((V(j)+I(j)*Rs)/Vt/Ns/a)-1)-(V(j)+I(j)*Rs)/Rp-I(j);
glin(j) = -Io*Rs/Vt/Ns/a*exp((V(j)+I(j)*Rs)/Vt/Ns/a)-Rs/Rp-1;
I_(j) = I(j) - g(j)/glin(j);
I(j) = I_(j);

```

```

end

end % for j = 1 : size(V,2)

% Se Abilita el plott
plott = 1;

if (plott)

% Se Imprimen las curvas I-V y P-I

% Corriente vs Voltage
figure(1)
grid on
hold on
title('curva I-V de ajuste Rs y Rp');
xlabel('V [V]');
ylabel('I [A]');
xlim([0 Vocn+1]);%%Rango para el eje X
ylim([0 Iscn+1]);%%Rango para el eje Y

% Se Grafica Curva I vs V
plot(V,I,'LineWidth',2,'Color','k')

% Se grafican los puntos remarcados en la curva I vs V
plot([0 Vmp Vocn],[Iscn Imp 0],'o','LineWidth',2,'MarkerSize',5,'Color','k')

% Potencia Vs Voltaje
figure(2)
grid on
hold on
title(' Curva P vs V - Ajuste de pico máxima potencia');
xlabel('V [V]');
ylabel('P [W]');
xlim([0 Vocn+1])
ylim([0 Vmp*Imp+1]);

end

% Calculo de la potencia usando la ecuación I-V

$$P = (I_{pv} - I_o) * (\exp((V + I * R_s) / V_t / N_s / a) - 1) - (V + I * R_s) / R_p * V;$$


Pmax_m = max(P);

error = (Pmax_m-Pmax_e);

if (plott)

% Se Grafica curva P vs V
plot(V,P,'LineWidth',2,'Color','k')

```

```

% Se Grafica los puntos remarcados en la gráfica de potencia
plot([0 Vmp Vocn],[0 Vmp*Imp 0],'o','LineWidth',2,'MarkerSize',5,'Color','k')

end

end

%% Salidas

% Curva I vs V
figure(3)
grid on
hold on
title('Curva I vs V ajustada');
xlabel('V [V]');
ylabel('I [A]');
xlim([0 Vocn+1]);
ylim([0 Iscn+1]);

plot(V,I,'LineWidth',2,'Color','k') %

plot([0 Vmp Vocn ],[Iscn Imp 0 ],'o','LineWidth',2,'MarkerSize',5,'Color','k')

%curva P vs V

figure(4)
grid on
hold on
title('curva P vs V ajustada');
xlabel('V [V]');
ylabel('P [W]');
xlim([0 Vocn+1]);
ylim([0 Vmp*Imp+1]);

plot(V,P,'LineWidth',2,'Color','k') %

plot([0 Vmp Vocn ],[0 Pmax_e 0 ],'o','LineWidth',2,'MarkerSize',5,'Color','k')


disp(sprintf('Informacion del modelo:\n'));
disp(sprintf(' Rp_min = %f',Rp_min));
disp(sprintf(' Rp = %f',Rp));
disp(sprintf(' Rs_max = %f',Rs_max));
disp(sprintf(' Rs = %f',Rs));
disp(sprintf(' a = %f',a));
disp(sprintf(' T = %f',T-273.15));
disp(sprintf(' G = %f',G));
disp(sprintf(' Pmax,m = %f (model)',Pmax_m));
disp(sprintf(' Pmax,e = %f (experimental)',Pmax_e));

```

```
disp(sprintf('  tol = %f',tol));  
disp(sprintf('P_error = %f',error));  
disp(sprintf('  Ipv = %f',Ipv));  
disp(sprintf('  Isc = %f',Isc));  
disp(sprintf('  Ion = %f',Ion));  
disp(sprintf('\n\n'));
```

Anexo B: Simulación del modelo en Psim

La simulación del modelo se realizó con Psim, el cual es un software de simulación especialmente diseñado para electrónica de potencia y control de motores. Con una rápida ejecución de la simulación y una interface amigable al usuario, Psim proporciona un entorno de simulación de gran alcance para responder a las necesidades de simulación. Tiene una extensa ayuda en línea para cada componente. Para hacer frente a los grandes sistemas, PSIM proporciona la función subcircuito que permite que parte de un circuito se represente por un bloque subcircuito.

Características principales:

- Fácil de usar: PSIM es tan fácil de usar que apenas se necesita el manual del usuario para utilizar el software. Incluso sin experiencia previa con software de CAD.
- Simulación Rápida: PSIM es uno de los simuladores más rápidos para la simulación de electrónica de potencia.
- Representación flexible de control: PSIM puede simular el circuito de control en diversas formas: en circuito analógico, Función de transferencia en el dominio s , Función de tangencia en dominio z , código en C, o en Matlab / Simulink.
- Análisis de respuesta en frecuencia (ac Sweep): Psim puede realizar un análisis ac si el circuito está en "switchmode". Esto reduce en gran manera el tiempo requerido para obtener la respuesta en frecuencia.
- Co-simulación con Matlab / Simulink: PSIM puede realizar co-simulación con Matlab / Simulink. Esta característica permite a los usuarios hacer un uso completo de PSIM y Matlab de forma complementaria.
- Código C/ personalizado: PSIM soporta DLL (librería de enlace dinámico) bloques que permiten a los usuarios vincular código C a PSIM.

A continuación se describe la secuencia de pasos para realizar la simulación del modelo en este software.

Selección de elementos desde las Librerías de Psim:

Para adicionar los elementos se hace lo siguiente:

- En la parte superior en elementos > other > function block > DLL block (20-input), con esto se incluye la DLL en el esquemático. En la figura 1.b se detalla el procedimiento.

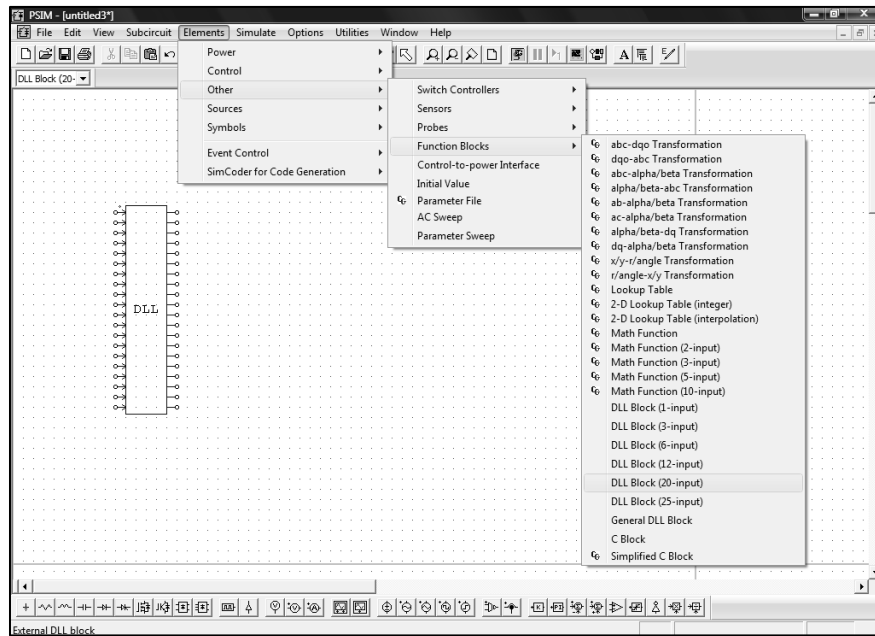


Figura 1.b. Selección de DLL.

- En la parte superior en elementos > Sources > Current > Voltage-controlled, con esto se incluye la fuente de corriente controlada por voltaje, esta fuente se debe ajustar con una ganancia unitaria para ello se da doble clic sobre el elemento y se configura este parámetro. En la Figura 2.b se detalla el procedimiento de la inclusión de la fuente.

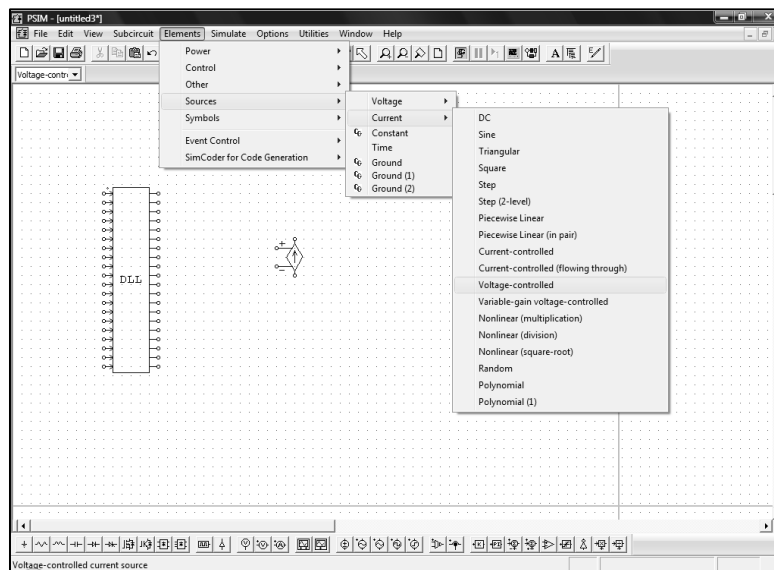


Figura 2.b: Selección de fuente de corriente controlada por voltaje.

- En la parte inferior se encuentran los elementos más comúnmente utilizados, con ello se inserta el sensor de voltaje, sensor de corriente y el capacitor de 10uF. En la figura 3.b, se establece la interconexión de estos elementos. Para interconectar los elementos se selecciona el icono en forma de lápiz  de la parte superior.

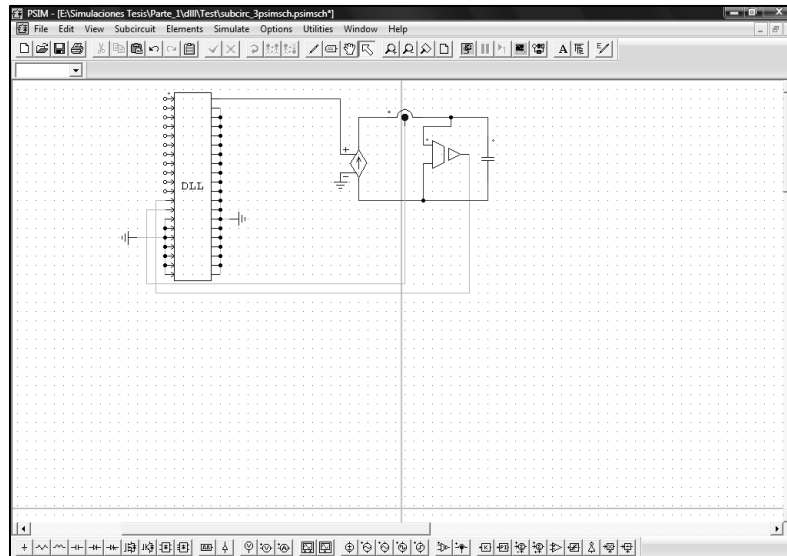


Figura 3.b: Interconexión de elementos.

- En la parte superior en Subcircuit > Place Bi-direccional Port, con esto se incluyen los puertos de entrada salida para el subcircuito, los nombres asignados a los puertos son : N_s , N_p , G , T , R_s , R_p , I_{sc} , V_{oc} , K_v , K_i y a . Por organización se utiliza "Label" que se encuentra en la parte superior con este icono . En la figura 4.b se detalla el procedimiento. Al terminar la interconexión de elementos se guarda y cierra este esquema con el nombre de "subcircuit_2."

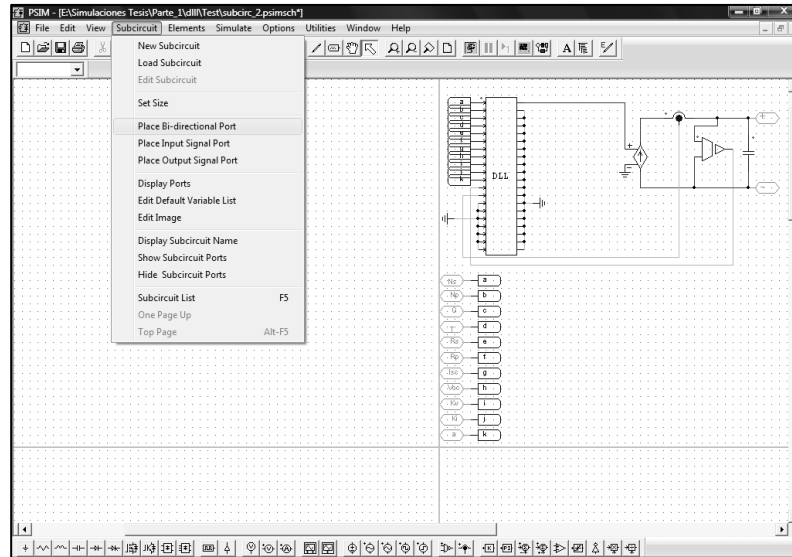


Figura 4.b: Interconexión de elementos.

- En un archivo nuevo, En la parte superior en Subcircuit > Load subcircuit , en la ventana de explorador de Windows emergente se busca "subcircuit_2", al terminar este proceso debe aparecer un cuadro como en la figura 5.b en el cual aparece el subcircuit_2 como una caja, con todos los siguientes puertos: N_s , N_p , G , T , R_s , R_p , I_{sc} , V_{oc} , a , K_v , K_i , $+$ y $-$. Este nuevo esquema se guarda con cualquier nombre.

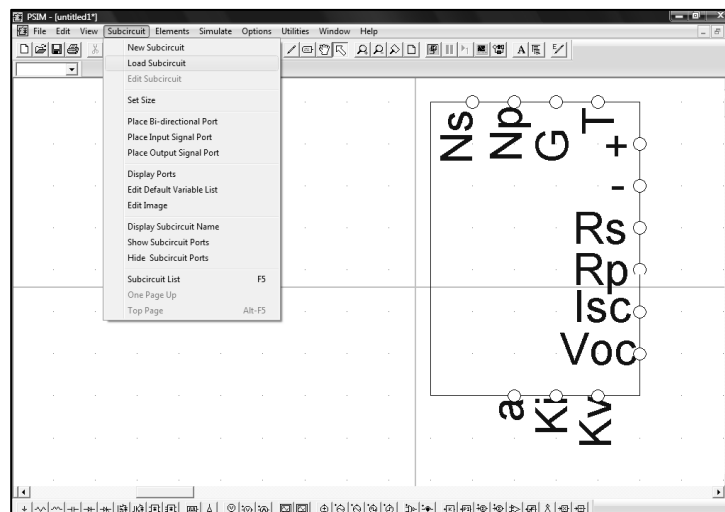


Figura 5.b: Creación subcircuito.

Creación del archivo .dll

Como anteriormente se mencionó entre las características más notables de Psim está su capacidad de cargar y ejecutar “dll”. A continuación se detalla el procedimiento para la creación de una “dll” en Visual C++ 2008.

- Creación de nuevo proyecto: En la parte superior en archivo › Nuevo › Proyecto. El proceso esquematiza en la figura 6.b.

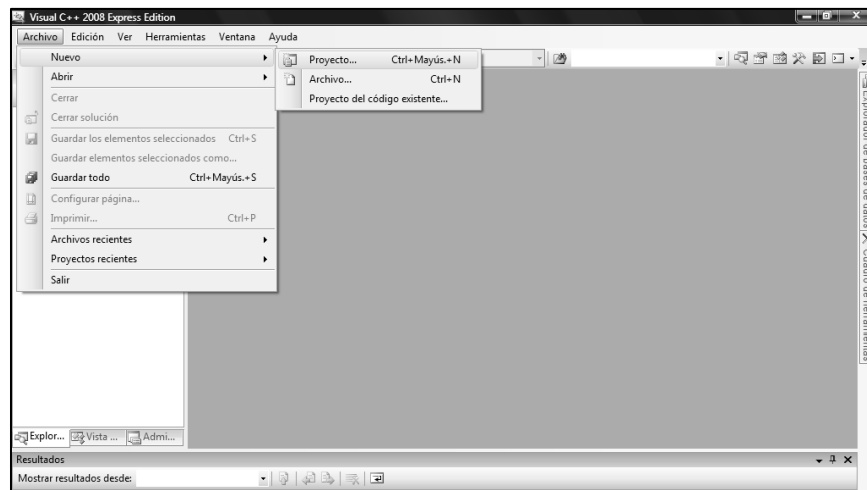


Figura 6.b: Creación Proyecto.

- Selección de tipo de proyecto y configuración de la aplicación: En la ventana emergente después de la creación del proceso, en la parte izquierda donde dice tipo de proyecto se selecciona “Win32”, en el menú de la derecha se debe escoger “Aplicación de consola”, Abajo se ponen el nombre del proyecto, nombre de la solución (Este va ser el nombre del archivo “dll”) y la ubicación donde se guardara el proyecto (Ver la **figura 7.b**). Al dar clic en aceptar saldrá una nueva ventana para configurar la aplicación, ahora en esta; en la parte izquierda se accede a “configuración de la aplicación” y en la parte derecha saldrán unas opciones como se aprecia en la figura 8.b, de este menú se seleccionan la opciones “biblioteca de vínculos dinámicos” y “proyecto vacío”.

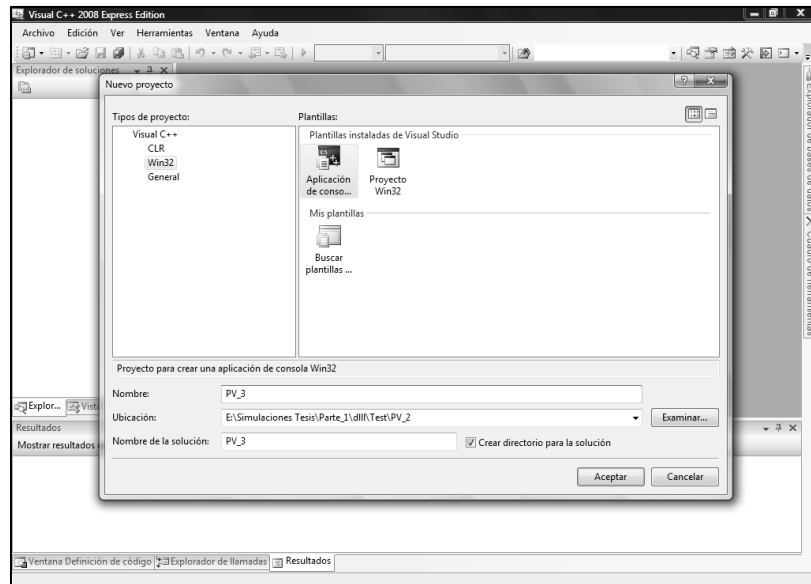


Figura 7.b: Selección del tipo de proyecto.

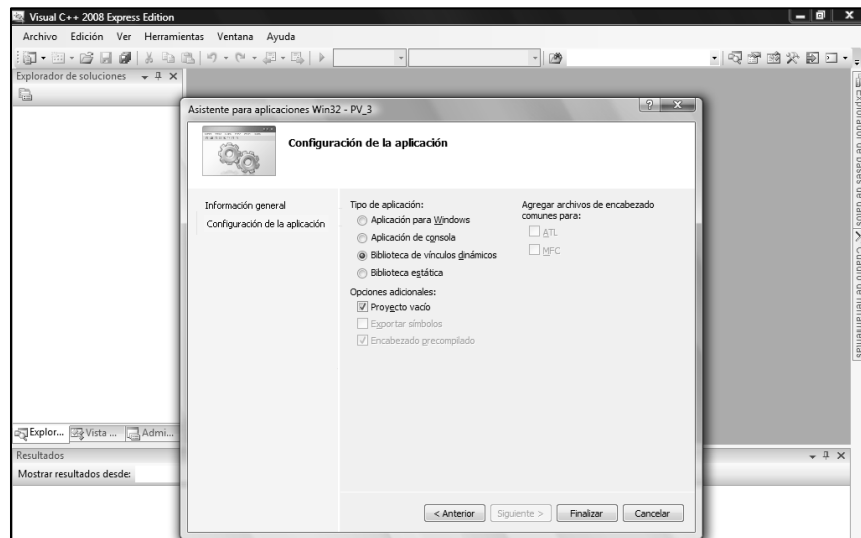


Figura 8.b: Configuración de la aplicación.

- Creación adición del archivo en C: inclusión En la parte superior en Proyecto › Agregar elemento existente, en el explorador de Windows emergente se busca el archivo escrito en lenguaje C (Este archivo se detallara en la siguiente sección), con el cual se desee hacer el archivo "dll", ahora el archivo adicionado al proyecto debe aparecer en el explorador de soluciones, como en la figura 9.b. Por recomendación de los autores de Psim el modo de crear la solución debe encontrarse en ""release"" como aparece en la figura 10.b.

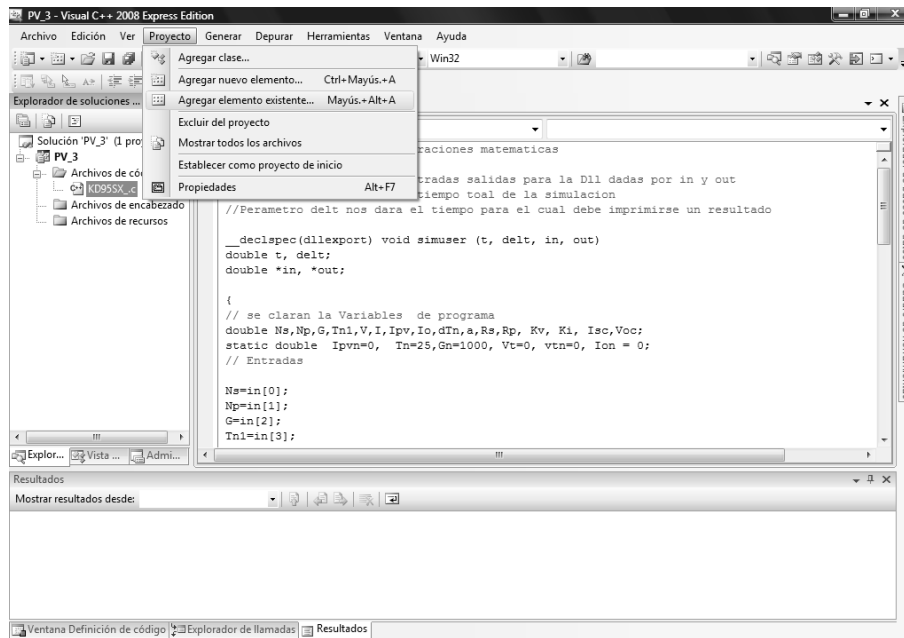


Figura 9.b: Adición de elemento existente.

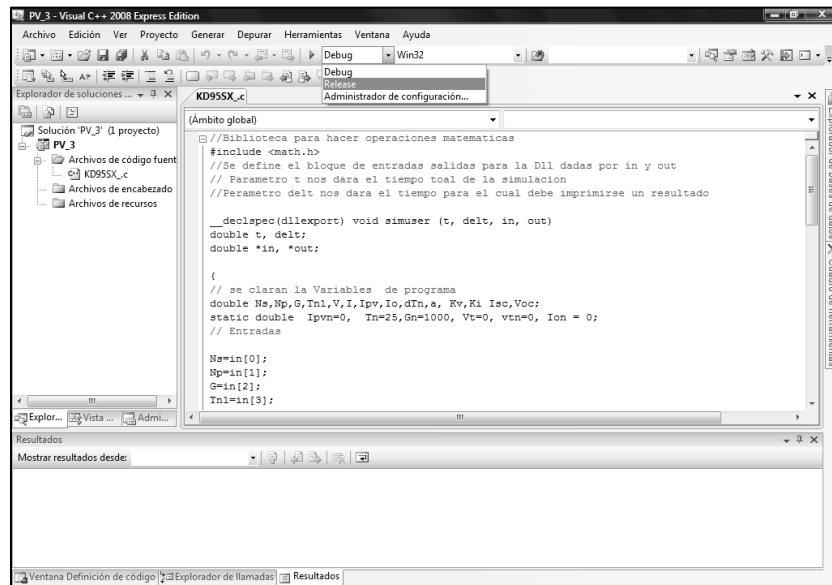


Figura 10.a: Selección modo realese.

- Creación del archivo ".dll": En la parte superior en Generar > Generar solución. Ver figura 11.b. Ahora se debe ir a la carpeta del proyecto, entrar en ella y buscar la carpeta "release" y copiar el archivo ".dll". Este archivo se copia a la carpeta donde se va a trabajar la simulación del modelo del panel.

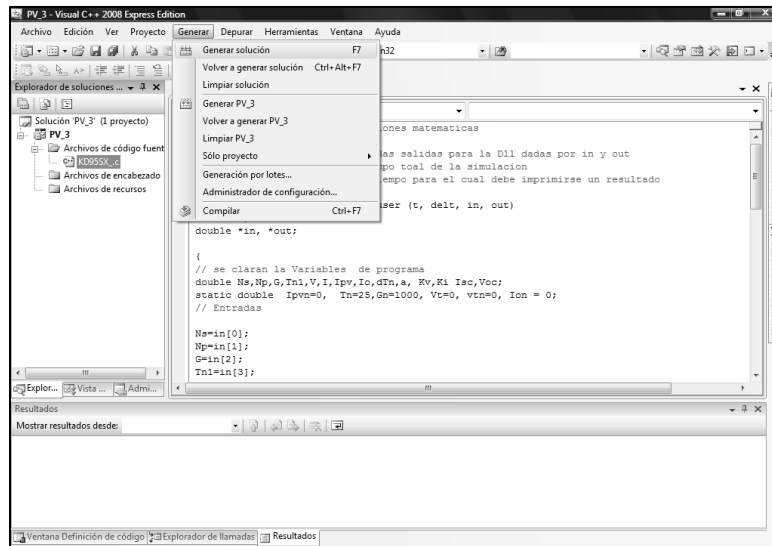


Figura 11.b Configuración de la aplicación

Código implementado en C

```
//Biblioteca para hacer operaciones matematicas
#include <math.h>
//Se define el bloque de entradas salidas para la Dll dadas por in y out
// Parametro t nos dara el tiempo total de la simulacion
//Parametro delt nos dara el tiempo para el cual debe imprimirse un resultado
```

```
__declspec(dllexport) void simuser (t, delt, in, out)
double t, delt;
double *in, *out;

{
// se declaran la Variables de programa
double Ns,Np,G,Tn1,V,I,Ipv,Io,dTn,a,Rs,Rp, Kv, Ki, Isc,Voc;
static double Ipvn=0, Tn=25,Gn=1000, Vt=0, vtn=0, Ion = 0;
// Entradas
```

```
Ns=in[0];
Np=in[1];
G=in[2];
Tn1=in[3];
Rs=in[4];
Rp=in[5];
Isc=in[6];
Voc=in[7];
Kv=in[8];
Ki=in[9];
a=in[10];
V=in[11];
I=in[12];
//Calculo del cambio en la temperatura
```

```

dTn= (Tn1-Tn);
//voltaje termico
Vt= (Ns*1.3806503*pow(10,-23)*(273.15+Tn1))/(1.60217646*pow(10,-19));
//Corriente se Saturacion
Io= (Isc + Ki*dTn)/(exp( (Voc + Kv*dTn)/(a*Vt) )-1); //
//Ipv
//Calculo de corriente nominal
Ipn = ((Rp+Rs)*Isc)/Rp;

//Caculo de la corriente producida por la irradiacion
Ipv= (Ipn + Ki*dTn)*G/Gn;

//Calculo de Corriente a la Salida del Panel
I= Np*Ipv-Np*Io*(exp((V+Rs*I)/(a*Vt))-1)-((V+Rs*I)/Rp); //

out[0] = I;
}

```

Anexo C: Calculo simbólico función de transferencia en matlab

```
clc ;
clear all;
L=sym('L');
ci=sym('ci');
co=sym('co');
vco=sym('vco');
vci=sym('vci');
R=sym('R');
Rmp=sym('Rmp');
IL=sym('IL');
Impp=4.8;
Vmpp=17.95;
d= 1-Vmpp/30;
S=sym('S');
d2=sym('d2');%%d2=(1-d)

A = [0 1/L -d2/L; -1/ci -1/(Rmp*ci) 0; d2/co 0 -1/(co*R)];
B=[0 1 0]*((S*[1 0 0;0 1 0;0 0 1]-A)^-1)*[vco/L; 0; -IL/co;];
C = simplify(B);

D= subs(C, {L, ci, co, vco, vci, R, Rmp, IL, d2}, {200e-6, 220e-6, 220e-6, 30, 30*(1-d),
11*110/121, Vmpp/Impp, 30/((11*110/121)*(1-d)), 1-d});
Dsim=simplify(D)
```

Anexo D: Código principal implementado en microcontrolador

/*****

This program was produced by the
CodeWizardAVR V2.03.4 Standard
Automatic Program Generator
© Copyright 1998-2008 Pavel Haiduc, HP InfoTech s.r.l.
<http://www.hpinfotech.com>

Project :
Version :
Date : 23/07/2011
Author :
Company :
Comments:

Chip type : ATmega32
Program type : Application
Clock frequency : 16,000000 MHz
Memory model : Small
External RAM size : 0
Data Stack size : 512

*****/

```
#include <mega32.h>
#include <math.h> // Librería para usar funciones matemáticas
#include <stdlib.h> //librería realizar conversión de datos
#include <delay.h> //librería para retardo
```

```
#define ADC_VREF_TYPE 0x00
```

```
// Read the AD conversion result
unsigned int read_adc(unsigned char adc_input)
{
    ADMUX=adc_input | (ADC_VREF_TYPE & 0xff);
    // retardo necesario para la estabilizacion del voltaje de entrada al ADC
    delay_us(10);
    // Inicio de la Conversion AD
    ADCSRA|=0x40;
    // Espera necesaria para la Conversion AD
    while ((ADCSRA & 0x10)!=0);
    ADCSRA|=0x10;
    return ADCW;
}
```

```

// Declaracion de las variables globales
float Im,Vm, Ile;
float P, dCs=0.03, out_min=0.05, out_max=0.8, V, I;
float Cs=0, P_1, t_1, dP, output;
int cnt=1, a=0;
void main(void)
{

// inicializacion de puertos de entrada-salida
// Inicializacion del puerto A
// Func7=In Func6=In Func5=In Func4=In Func3=In Func2=In Func1=In Func0=In
// State7=T State6=T State5=T State4=T State3=T State2=T State1=T State0=T
PORTA=0x00;
DDRA=0x00;

// Inicializacion del Puerto B
// Func7=In Func6=In Func5=In Func4=In Func3=In Func2=In Func1=In Func0=In
// State7=T State6=T State5=T State4=T State3=T State2=T State1=T State0=T
PORTB=0x00;
DDRB=0x00;

// Inicializacion del Puerto C
// Func7=In Func6=In Func5=In Func4=In Func3=In Func2=In Func1=In Func0=In
// State7=T State6=T State5=T State4=T State3=T State2=T State1=T State0=T
PORTC=0x00;
DDRC=0x00;

// Inicializacion del Puerto D
// Func7=In Func6=In Func5=Out Func4=In Func3=In Func2=In Func1=In Func0=In
// State7=T State6=T State5=0 State4=T State3=T State2=T State1=T State0=T
PORTD=0x00;
DDRD=0x20;


// Inicializacion del Timer/Counter 1
// Clock source: System Clock
// Clock value: 16000,000 kHz
// Mode: Fast PWM top=ICR1
// OC1A output: Inverted
// OC1B output: Discon.
// Noise Canceler: On
// Input Capture on Falling Edge
// Timer 1 Overflow Interrupt: Off
// Input Capture Interrupt: Off
// Compare A Match Interrupt: Off
// Compare B Match Interrupt: Off

```

```

TCCR1A=0xC2;
TCCR1B=0x99;
TCNT1H=0x00;
TCNT1L=0x00;
ICR1H=0x01;
ICR1L=0x40;
OCR1BH=0x00;
OCR1BL=0x00;

```

```

// Inicializacion del ADC
// ADC Clock frequency: 1000,000 kHz
// ADC Voltage Reference: AREF pin
ADMUX=ADC_VREF_TYPE & 0xff;
ADCSRA=0x84;

```

```

//inicio del codigo principal
while (1)
{

```

```

// Calculo de valor promedio de la señal en base a 40 datos
for ( a=0 ;a<40; ++a) {
    I=read_adc(0)/210.69;
    V=read_adc(1)/210.69;
    Im=Im+I;
    Vm=Vm+V;
    delay_us(60);}; //retardo para asegurar la conversión de datos

```

```

    Im=Im/40;
    Vm=(Vm/40)*6 +0.5;//Valor real de voltaje

```

```

    Ile=-0.9032*Im-1.5898; // Valor real corriente
    P = Ile*Vm;

```

```

    Im=0;
    Vm=0;

```

```

//inicio ejecucion de algoritmo
    if (output == out_min) {
        Cs = 1;
        P_1 = 0;
    }

```

```

    t_1 = 0;
};
    dP = P - P_1;

    if(dP < 0){
        Cs = Cs * -1;
    };

    output = Cs * dCs + output;

    if(output > out_max){
        output = out_max;
    };

    if(output < out_min) {
        output = out_min;
    };

    P_1 = P;
OCR1A = 320*output;
    delay_ms(60);
}

```