



PONTIFICIA UNIVERSIDAD JAVERIANA  
Bogotá, Colombia

## TRABAJO DE GRADO

---

ESTUDIO COMPARATIVO ENTRE CONTROLADORES IMPLEMENTADOS EN  
UN SISTEMA DE ENERGÍA SOLAR FOTOVOLTAICO

---

*Autor:*  
Andres Felipe Cordoba Pacheco

*Director:*  
Fredy Orlando Ruiz Palacios Ph.D.

Julio, 2018

## **AGRADECIMIENTOS**

Agradezco a mi director de trabajo de grado Fredy Orlando Ruiz Palacios Ph.D quien me ayudó y me apoyó a lo largo de este proceso, por sus valiosos y apreciados aportes, críticas, comentarios y sugerencias durante el desarrollo de este proyecto.

A los docentes de la universidad Javeriana asociados al proyecto de Regalías por hacerme partícipe y brindarme la oportunidad de continuar con mis estudios de maestría, por su tiempo y por los conocimientos que me transmitieron.

Agradezco a Dios por darme fortaleza y fe cuando sentía desfallecer. A mis padres Guiovanny y Orfa Piedad, por su amor, su apoyo incondicional y por mostrarme el camino de superación y despertar mi amor al estudio.

---

## ÍNDICE GENERAL

---

1. INTRODUCCIÓN . . . . .	4
1.1. Descripción del problema . . . . .	5
1.2. Objetivos . . . . .	5
1.3. Descripción del sistema . . . . .	6
2. CONTROLADOR CONVERTIDOR DC-DC . . . . .	8
2.1. Modelado del convertidor DC-DC . . . . .	8
2.2. Control MPPT y tensión de baterías . . . . .	17
2.2.1. Controlador Digital . . . . .	23
2.2.2. Controlador Analógico . . . . .	24
3. CONTROLADOR INVERSOR DC-AC . . . . .	26
3.1. Modelado del inversor DC-AC . . . . .	26
3.2. Control del Inversor con Feedforward . . . . .	29
3.2.1. Controlador Digital . . . . .	29
3.2.2. Controlador Analógico . . . . .	31
4. EVALUACIÓN EXPERIMENTAL . . . . .	33
4.1. Implementación . . . . .	33
4.1.1. Adaptación y adquisición de las señales . . . . .	34
4.1.2. Implementación digital . . . . .	35
4.2. Análisis de resultados . . . . .	36
4.2.1. Estrategias de control convertidor DC-DC . . . . .	37
4.2.2. Estrategias de control inversor DC-AC . . . . .	38
4.3. Comparación de controladores . . . . .	44
5. CONCLUSIONES . . . . .	46
Lista de Figuras . . . . .	46
Lista de Tablas . . . . .	48

---

## INTRODUCCIÓN

---

Una de las principales problemáticas a nivel mundial es el uso de minerales fósiles para generar energía, no sólo porque se contamina el medio ambiente sino también porque parte de la economía mundial depende de un recurso finito. Dado que la energía eléctrica es necesaria para el progreso del ser humano, se deben garantizar fuentes de energía que no amenacen el medio ambiente, es decir, que permitan aprovechar recursos renovables y que además aporten a la economía. En los últimos años las energías renovables han sido un camino para lograr éste objetivo, dentro de estas, la energía solar fotovoltaica presenta un gran potencial debido a su disponibilidad en todo el planeta y la fiable generación de energía eléctrica a pequeña y gran escala, razón por la cual realizar estudios alrededor del tema se hace inevitable.

En Colombia muchas regiones no tienen conexión al sistema interconectado nacional (SIN), es decir, no cuentan con el servicio de energía eléctrica; estas zonas se definen como “zonas no interconectadas” (ZNI). Los sistemas de energía solar en Colombia, son una solución para el abastecimiento eléctrico en las áreas rurales, su ubicación en la zona ecuatorial permite aprovechar más radiación solar disminuyendo la cantidad de paneles solares haciendo más económico y eficiente el sistema a largo plazo. El proyecto “Incremento en las estrategias sustentables en el uso del recurso de energía eléctrica para la población vulnerable en el depto. de Cundinamarca”, financiado por el sistema general de regalías, desarrollado por la Pontificia Universidad Javeriana - Universidad de los Andes - Universidad Nacional de Colombia y el centro internacional de física, tiene como uno de sus objetivos implementar sistemas de energía solar fotovoltaica que suministre energía eléctrica a 5 escuelas veredales que carecen de conexión al SIN [1].

Un sistema fotovoltaico está compuesto por paneles solares encargados de transformar la energía solar en energía eléctrica, luego pasa al regulador que controla la carga y descarga de las baterías, cuya función es almacenar la energía generada por los paneles. Este sistema va acompañado de un inversor de corriente, para pasar de corriente continua a corriente alterna, y así distribuir la energía a las diferentes cargas (Ver Figura 1).

Conforme avanza la tecnología, los requerimientos de los sistemas de generación se vuelven más exigentes en cuanto especificaciones, por ende, administrar el consumo energético de los dispositivos se convierte

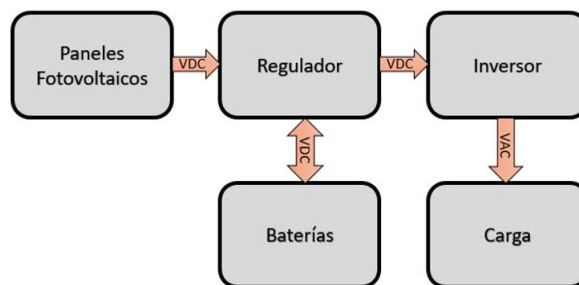


Figura 1: Sistema de energía solar fotovoltaico

en un parámetro determinante para el diseño, esto implica técnicas de control más avanzadas para cumplir con los requerimientos técnicos. Los sistemas digitales permiten desarrollar procesos de control con mayor precisión y al mismo tiempo permite trabajar con procesos de mayor complejidad, además de facilitar la ampliación de algoritmos sin hacer cambios de hardware. Por esta razón, este trabajo de grado presenta un estudio comparativo entre una estrategia de control digital y un sistema de control analógico implementados en un sistema de energía solar fotovoltaico.

## 1.1 DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA

Alrededor del mundo se han evidenciado diversas problemáticas por la falta de acceso a la energía eléctrica, esto genera efectos negativos en la calidad de vida. Por esta razón, las personas deciden implementar algún sistema de energía alternativa para suplir sus necesidades y poder acceder a este recurso. No obstante, administrar el recurso energético se vuelve un factor determinante para la vida útil de los dispositivos electrónicos y el diseño del sistema.

Por este motivo, surgen diversas investigaciones replanteando mecanismos de control y de esta forma tener un manejo eficiente de la energía. Para un sistema de energía solar, se deben controlar variables como: máxima potencia entregada por los paneles, manejo en la carga a la salida del convertidor y voltaje a la salida del inversor. El sistema de energía solar del proyecto “Incremento en las estrategias sustentables en el uso del recurso de energía eléctrica para la población vulnerable en el depto. de Cundinamarca” ha implementado un sistema de control analógico para cumplir con los requerimientos del sistema planteado. Teniendo en cuenta los avances tecnológicos y el surgimiento de sistemas digitales, se plantea un estudio comparativo para analizar eficiencia del sistema, es decir, que tanta potencia se puede adquirir del sistema y que cantidad de esta potencia puede entregar, la distorsión armónica, que indica un porcentaje de deformación de la señal de voltaje a la salida del inversor con respecto a una señal con forma de onda sinusoidal y por último la velocidad de respuesta del convertidor DC/DC y el inversor, tanto para el control digital como para el analógico.

## 1.2 OBJETIVOS

### **Objetivo general**

- Desarrollar una estrategia de control digital, para un sistema de energía solar fotovoltaico, comparable con el sistema de control analógico existente.

### **Objetivos específicos**

- Escoger uno entre tres métodos de MPPT (Maximum Power Point Tracker) con base en su eficiencia ante variaciones de irradiación y temperatura.
- Diseñar una estrategia de control digital para el inversor que garantice una distorsión armónica menor al 5 % con cargas que tengan un factor de cresta no mayor a 2,5.
- Implementar, validar y medir el costo computacional del método de MPPT y la estrategia de control del inversor en un DSC “TMS320F28335”.

- Realizar un estudio comparativo entre el control digital y el control analógico ya existente en términos de eficiencia, distorsión armónica y velocidad de respuesta del convertidor DC/DC y el inversor.

### 1.3 DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

La energía fotovoltaica por medio de paneles solares transforma la radiación solar en energía eléctrica, basado en la teoría del efecto fotoeléctrico. En el sistema, esta tarea es realizada por los paneles solares. Para esto se usan 5 módulos fotovoltaicos en serie de 265W, sin embargo, para hacer las pruebas del sistema se utiliza una fuente Magna Power, que permite la simulación de su comportamiento. Debido a que el sistema fotovoltaico es aislado, es necesario almacenar la energía producida por los paneles garantizando su autonomía para los periodos en los que los módulos no reciben radiación, por este motivo el proyecto decidió usar 20 baterías conectadas en serie MK DEKA 12V 40Ah (C20) tipo gel, no obstante, para las pruebas experimentales se usan baterías KB1250 12V 5Ah. Teniendo en cuenta que se debe preservar la vida útil de las baterías, se hizo necesario tener un convertidor DC-DC que permitiera proteger las baterías de un exceso de carga o un exceso de descarga, y que además permitiera extraer la máxima potencia de los paneles para garantizar una alta eficiencia en el sistema.

El proyecto cuenta con un convertidor boost modificado para carga y descarga de las baterías. La literatura revisada indica que un convertidor de esta topología es un circuito que eleva su voltaje usando las características del inductor y el capacitor para almacenar energía, esto permite elevar la corriente entregada por la fuente de alimentación para suministrarla al condensador produciendo niveles de tensión mayores en la carga. No obstante, la modificación permitió tener una transferencia de energía entre los condensadores y un voltaje de salida dual, el esquemático de la topología usada se puede ver en la figura 2 [2].

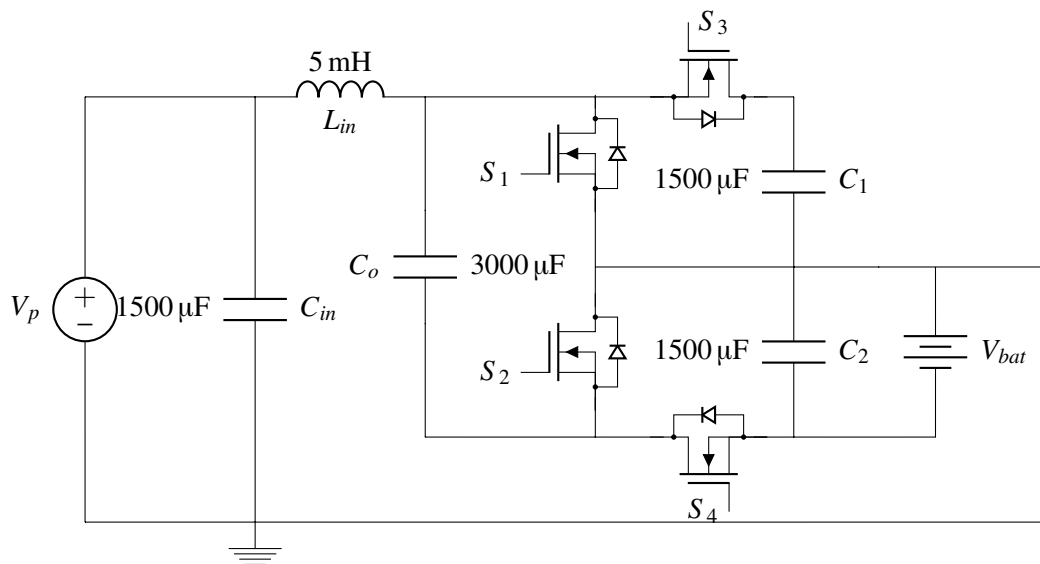


Figura 2: Topología Boost modificada

Un inversor DC-AC que permite fijar la frecuencia y la amplitud de la onda de salida entregada a las diferentes cargas, los equipos eléctricos no industriales en Colombia requieren  $120 V_{ac}$  para su funcionamiento a una frecuencia de  $60 Hz$  según la comisión de regulación de energía y gas.

Teniendo en cuenta que el convertidor DC-DC que permite un voltaje de salida dual, este será la entrada del inversor con topología Half-Bridge utilizado en el proyecto<sup>1</sup>, ver Figura 3. La configuración de medio puente es usada normalmente para sistemas de energía con un nivel de potencia bajo, como el de la escuela, no obstante, se deben tener en cuenta los picos de corriente que deben soportar los Mosfet utilizados, de esta forma, mantener un nivel de eficiencia alto como lo permite su topología.

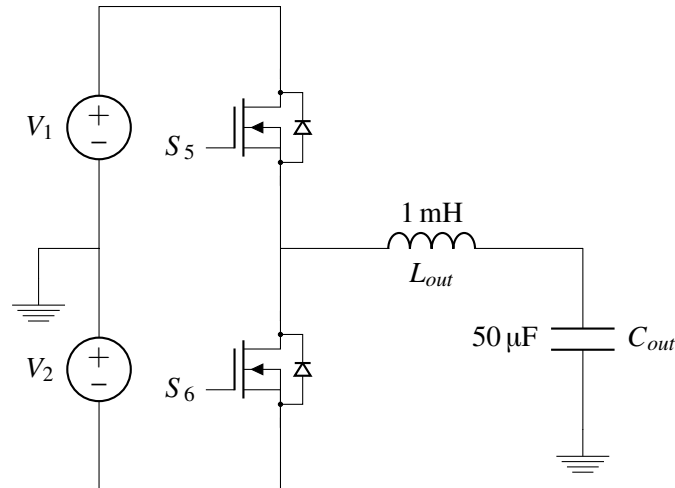


Figura 3: Configuración medio puente

Para garantizar las especificaciones y un buen rendimiento en el sistema se deben controlar variables como, máxima potencia entregada por los paneles, voltaje de flotación de baterías y voltaje a la salida del inversor, en la figura 4 se muestra el diagrama en bloques del sistema de control necesario para cumplir los requerimientos del proyecto.

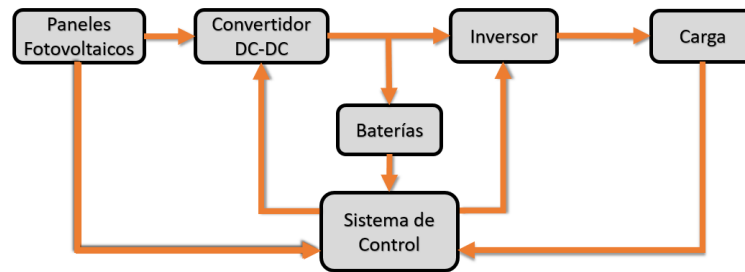


Figura 4: Diagrama en bloques sistema de control general

<sup>1</sup> Proyecto: “Incremento en las estrategias sustentables en el uso del recurso de energía eléctrica para la población vulnerable en el Departamento De Cundinamarca”, tiene como objetivo general, “Implementar Sistemas de generación de energía solar en 5 escuelas veredales que no poseen energía eléctrica y llevar a cabo las estrategias que incrementen el uso racional de modo auto-sostenible en el tiempo”; y como objetivos específicos: 1. “Diseñar un sistema de monitoreo y limitación de energía en el sistema de generación con paneles solares mediante la predicción de capacidad de generación del sistema para el día siguiente.”, y 2. “Desarrollar e implementar un sistema de generación con paneles solares para cada una de las cinco escuelas ubicadas en los municipios de Caparrapí, Medina y Nocaima. Cada sistema tendrá una capacidad aproximada de 4 kWh/día con una potencia pico de 500 W.”

---

 CONTROLADOR CONVERTIDOR DC-DC
 

---

Para prolongar de la vida de los componentes usados en el sistema de energía solar, además, cumplir las especificaciones requeridas por el proyecto, se desarrolla una estrategia de control que alcance el máximo punto de potencia en los paneles, hasta que las baterías estén cargadas, es decir, lleguen al voltaje de flotación. Este procedimiento se desglosa en dos secciones: por un lado, se desarrolla el control digital del trabajo de grado, y por el otro, se describe el controlador analógico implementado en el sistema de energía solar.

## 2.1 MODELADO DEL CONVERTIDOR DC-DC

El modelo de un convertidor DC-DC es una herramienta que responde a interrogantes sobre la planta física sin tener que recurrir a la experimentación sobre dicho sistema. Esta representación simplificada permite predecir comportamientos del objeto físico, así mismo, determinar las variables a controlar.

Para obtener el modelo del convertidor se plantearon las ecuaciones del circuito por etapas, estas serán descritas a continuación. No obstante, se debe tener en cuenta que se realizaron algunas suposiciones con el fin de simplificar el modelo.

Como primera instancia se analiza el circuito mostrado en la figura 2, omitiendo el condensador de entrada con los paneles dejando un voltaje de entrada  $V_{in}$ , además dos fuentes de corriente  $I_1$  y  $I_2$  en paralelo a los condensadores  $C_1$  y  $C_2$ , respectivamente.

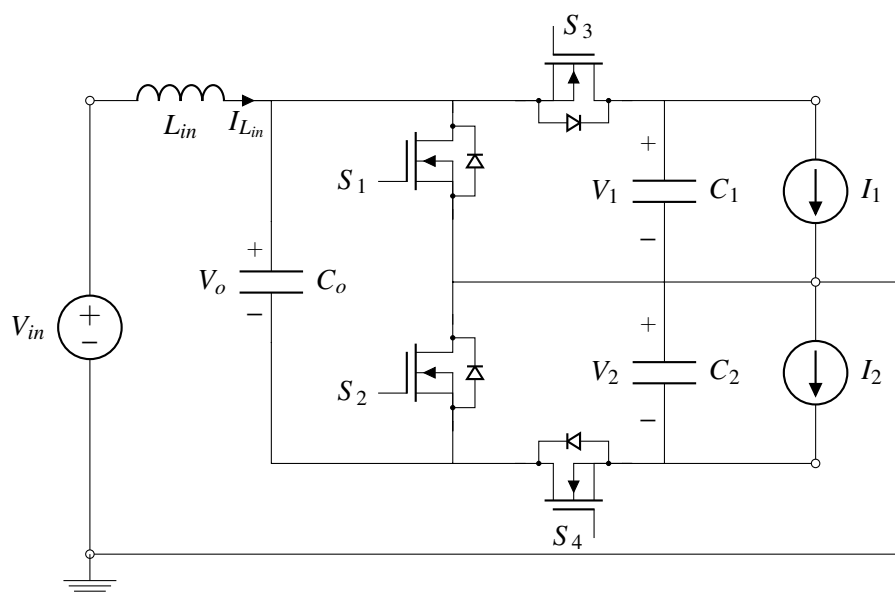


Figura 2: Esquemático modelo convertidor



El convertidor está diseñado para operar en modo conducción continua de corriente. Se debe tener en cuenta que  $S_2$  y  $S_3$  operan de forma complementaria a  $S_1$  y  $S_4$ , sólo se dan dos estados de funcionamiento: el estado uno (1) cuando  $S_1$  &  $S_4$  *ON*,  $S_2$  &  $S_3$  *OFF* con  $\Delta t = \delta \cdot T$  y el estado dos (2) cuando  $S_1$  &  $S_4$  *OFF*,  $S_2$  &  $S_3$  *ON* con  $\Delta t = (1 - \delta) \cdot T$  donde  $\delta$  es la relación entre el tiempo en que la señal esta activa con su periodo, y su valor oscila entre 0 y 1.

Para el estado uno, el capacitor  $C_o$  está conectado en paralelo con el capacitor  $C_1$  y el estado dos con el condensador  $C_2$ , es decir, que la carga se transfiere de forma instantánea lo que permite igualar los voltajes, de esta forma, se puede deducir que hay una nivelación de voltajes en los dos rieles sin necesidad de un circuito externo de control.

- Para plantear las ecuaciones en el estado (1) se hace la representación del circuito equivalente visto en la Figura 3:

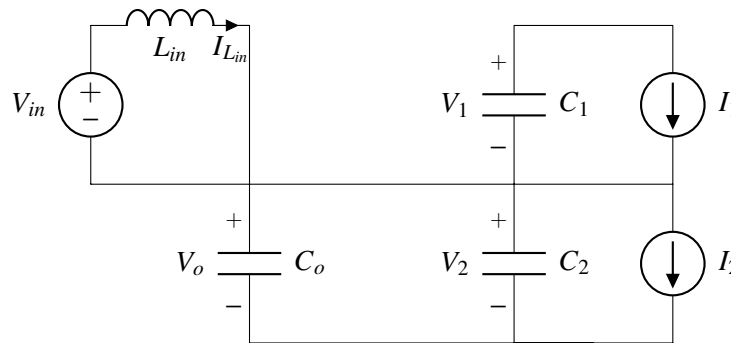


Figura 3: Circuito Estado Uno

Aplicando las leyes de Krichhoff:

$$L_{in} \cdot \frac{dI_{L_{in}}}{dt} = V_{in} \tag{1}$$

$$C_1 \cdot \frac{dV_1}{dt} = -I_1 \tag{2}$$

$$(C_o + C_2) \cdot \frac{dV_2}{dt} = -I_2 \tag{3}$$

- De igual manera las ecuaciones del estado (2) con la representación del circuito equivalente visto en la Figura 4:

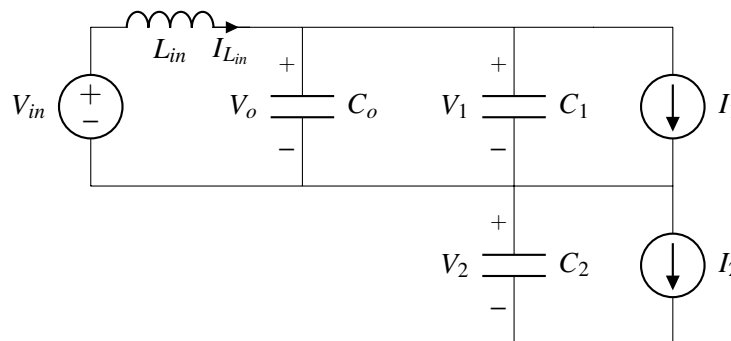


Figura 4: Circuito estado dos

Aplicando las leyes de Kirchoff:

$$L_{in} \cdot \frac{dI_{L_{in}}}{dt} = V_{in} - V_o \quad (4)$$

$$(C_o + C_1) \cdot \frac{dV_1}{dt} = I_{L_{in}} - I_1 \quad (5)$$

$$C_2 \cdot \frac{dV_2}{dt} = -I_2 \quad (6)$$

Realizando el balance de amperios y voltios por segundo se llegan a los siguientes resultados:

$$L_{in} \cdot \frac{dI_{L_{in}}}{dt} \cdot \delta + L_{in} \cdot \frac{dI_{L_{in}}}{dt} \cdot (1 - \delta) = V_{in} \cdot \delta + (V_{in} - V_o) \cdot (1 - \delta)$$

$$L_{in} \cdot \frac{dI_{L_{in}}}{dt} = V_{in} - V_o \cdot (1 - \delta) \quad (7)$$

$$C_1 \cdot \frac{dV_1}{dt} \cdot \delta + (C_o + C_1) \cdot \frac{dV_1}{dt} \cdot (1 - \delta) = -I_1 \cdot \delta + (I_{L_{in}} - I_1)(1 - \delta)$$

$$(C_o \cdot (1 - \delta) + C_1) \cdot \frac{dV_1}{dt} = I_{L_{in}} \cdot (1 - \delta) - I_1 \quad (8)$$

$$(C_o + C_2) \cdot \frac{dV_2}{dt} \cdot \delta + C_2 \cdot \frac{dV_2}{dt} \cdot (1 - \delta) = -I_2 \cdot \delta - I_2 \cdot (1 - \delta)$$

$$(C_2 + C_o \cdot \delta) \cdot \frac{dV_2}{dt} = -I_2 \quad (9)$$

Las ecuaciones planteadas describen el comportamiento del circuito de forma general, por este motivo, se realiza el circuito que representa cada una de estas ecuaciones con el fin de obtener el modelo lineal del convertidor reduciendo la complejidad de análisis.

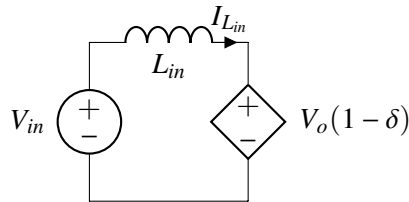


Figura 5: Representacion de la ecuacion (7)

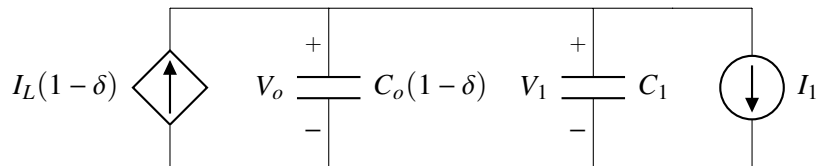


Figura 6: Representacion de la ecuacion (8)

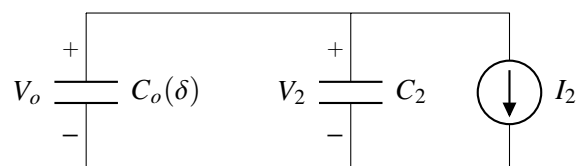


Figura 7: Representacion de la ecuacion (9)

En vista que el convertidor tiene como función igualar el voltaje en el riel positivo y negativo, transfiriendo la carga de forma instantánea entre los condensadores, se puede deducir que el voltaje entre ellos es aproximadamente el mismo, es decir,  $V_1 \approx V_2 \approx V_o$ , por consiguiente, en la Figura 8 se relacionan las ecuaciones 7, 8 y 9 teniendo en cuenta los circuitos equivalentes de cada una de ellas(ver Figuras 5, 6, 7)[3].

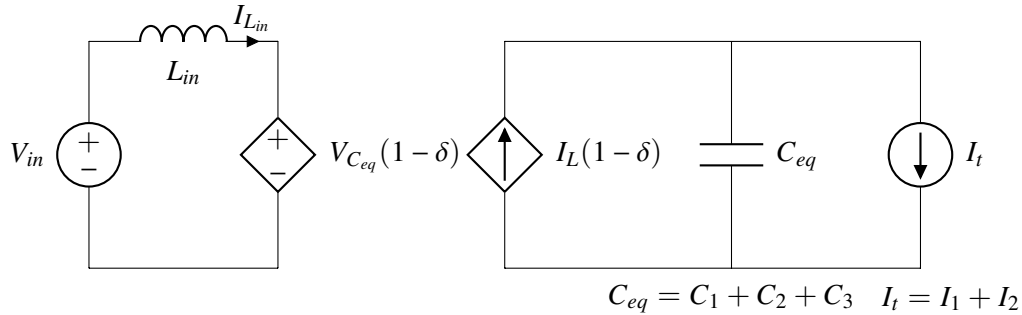


Figura 8: Representación del convertidor

Con el análisis planteado y la representación simplificada del convertidor se procede a hacer el cambio de la fuente de voltaje en la entrada por un modelo de panel [4], y el condensador de entrada. De igual manera, la corriente de salida es reemplazada por el banco de baterías con su resistencia en serie que debe ser cargado.

- **Modelo Simplificado del panel solar:** Con el fin de obtener una entrada similar a la de un panel solar, se representa el panel solar con el circuito mostrado en la figura 9 teniendo en cuenta las características de  $V - I$  [4] [5].

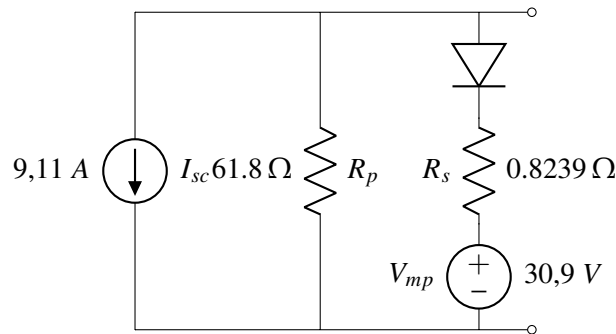


Figura 9: Modelo del panel solar

Para el cálculo de  $R_p$  se supone el panel en el punto de máxima potencia:

$$R_p = \frac{V_{mp}}{I_{rp}}$$

$$I_{rp} = I_{sc} - I_{mp}$$

$$R_p = \frac{30,9V}{9,11A - 8,61A}$$

$$R_p = 61.8 \Omega$$

Sin embargo, para el cálculo de  $R_s$  se deja el circuito abierto teniendo en cuenta que la fuente de voltaje asociada a la resistencia es el voltaje de máxima potencia  $V_{mp}$ :

$$I_{rs} = I_{sc} - \frac{V_{oc}}{R_p}$$

$$R_s = \frac{V_{oc} - V_{mp}}{I_{rs}}$$

$$R_s = \frac{37,9V - 30,9V}{9,11A - \frac{37,9V}{61,8\Omega}}$$

$$R_s = 823.846 \text{ m}\Omega$$

Considerando que el modelo del convertidor hallado es para controlar el punto de máxima potencia, el panel siempre estará operando en el *MPP* por lo que el modelo de panel se reduce a su mínima expresión(ver Figura 12).

- Se realiza un thevenin de  $I_{sc}$  y  $R_p$ :

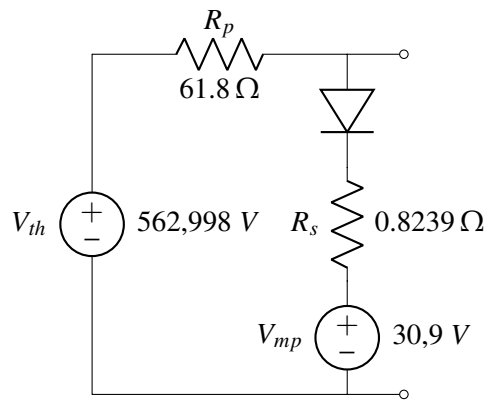


Figura 10: Thevenin  $I_{sc}$   $R_p$

- Dado que el panel se encuentra en el *MPP* se asegura que el diodo esté encendido:

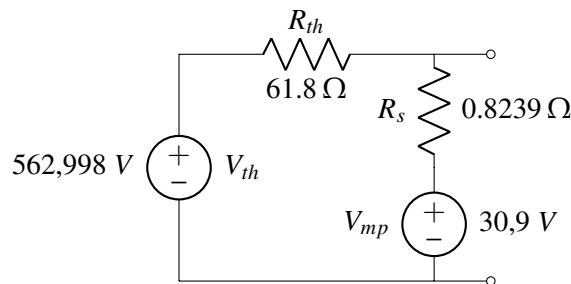


Figura 11: Representación del panel en el *MPP*

- Simplificando el circuito se obtiene el modelo del panel en su mínima expresión:

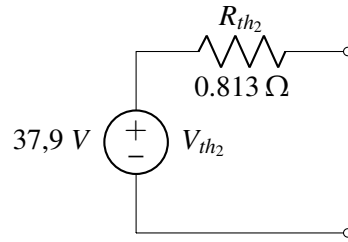


Figura 12: Modelo de panel reducido

De esta manera la representación completa y simplificada del convertidor se puede apreciar en la Figura 13, no obstante,  $V_{in}$  será 5 veces el voltaje del modelo de panel, dado que esta es la cantidad de paneles solares usados en el proyecto. A partir del circuito hallado se plantean las ecuaciones de estados para hacer la representación en matricial.

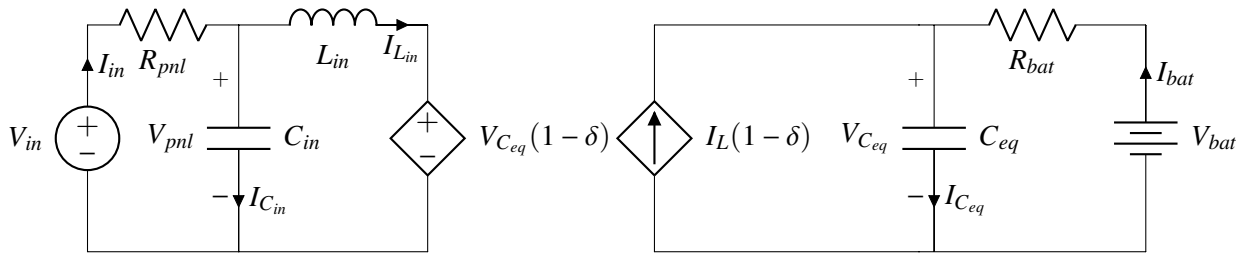


Figura 13: Representación simplificada del convertidor

Planteando las ecuaciones de estado para  $C_{in}$ ,  $L_{in}$ ,  $C_{eq}$ :

- Para  $C_{in}$ :

$$\begin{aligned} \frac{V_{in} - V_{pnl}}{R_{pnl}} &= C_{in} \cdot \frac{dV_{pnl}}{dt} + I_L \\ \frac{dV_{pnl}}{dt} &= \frac{V_{in}}{R_{pnl} \cdot C_{in}} - \frac{I_L}{C_{in}} - \frac{V_{pnl}}{R_{pnl} \cdot C_{in}} \end{aligned} \quad (10)$$

- Para  $L_{in}$ :

$$\begin{aligned} V_{pnl} - V_{C_{eq}}(1 - \delta) &= L_{in} \cdot \frac{dI_{L_{in}}}{dt} \\ \frac{dI_{L_{in}}}{dt} &= \frac{V_{pnl}}{L_{in}} - \frac{V_{C_{eq}}(1 - \delta)}{L_{in}} \end{aligned} \quad (11)$$

- Para  $C_{eq}$ :

$$\begin{aligned} I_{L_{in}}(1 - \delta) + \frac{V_{bat} - V_{C_{eq}}}{R_{bat}} &= C_{eq} \cdot \frac{dV_{C_{eq}}}{dt} \\ \frac{dV_{C_{eq}}}{dt} &= \frac{I_{L_{in}}(1 - \delta)}{C_{eq}} - \frac{V_{C_{eq}}}{C_{eq} \cdot R_{bat}} + \frac{V_{bat}}{C_{eq} \cdot R_{bat}} \end{aligned} \quad (12)$$

Dadas las ecuaciones 10,11 y 12 se puede deducir que el sistema es no lineal, dado que la entrada de control ( $\delta$ ) multiplica las variables de estado. Para linealizar el sistema se igualan las derivadas a cero, teniendo en

cuenta que el punto de operación de  $V_{pnl}$  es el *MPP*. Con este valor se tiene la facilidad de encontrar el punto de equilibrio de  $\delta$ , así, obtener el modelo linealizado en espacio de estados del convertidor.

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{pnl} \\ \dot{I}_{Lin} \\ \dot{V}_{Ceq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{C_{in} \cdot R_{pnl}} & \frac{-1}{C_{in}} & 0 \\ \frac{1}{L_{in}} & 0 & \frac{(\delta^* - 1)}{L_{in}} \\ 0 & \frac{(1 - \delta^*)}{C_{eq}} & \frac{-1}{C_{eq} \cdot R_{bat}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{pnl} \\ I_{Lin} \\ V_{Ceq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{in} \cdot R_{pnl}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{V_{Ceq}^*}{L_{in}} \\ 0 & \frac{1}{C_{eq} \cdot R_{bat}} & \frac{-I_{Lin}^*}{C_{eq}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{in} \\ V_{bat} \\ \delta \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$Y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{pnl} \\ I_{Lin} \\ V_{Ceq} \end{bmatrix}$$

Con el modelo (13) se hallan las funciones de transferencia del sistema, de estas, tomamos las variables que se desean controlar, el voltaje de flotación de las baterías ( $V_{Ceq}$ ) y el voltaje de panel para el *MPP* ( $V_{pnl}$ ). Los parámetros usados para la solución se muestran en el cuadro 1.

$\delta^*$	$V_{pnl}^*$	$V_{Ceq}^*$	$I_{Lin}^*$	$L_{in}$	$C_{in}$	$R_{pnl}$	$C_{eq}$	$R_{bat}$
401.723 m	154,5 V	258,242 V	8,6101 A	5 mH	1500 $\mu$ F	4.065 $\Omega$	6000 $\mu$ F	0.150 $\Omega$

Cuadro 1: Parámetros de solución

El sistema cuenta con tres entradas, sin embargo, la única entrada manipulable para controlar las variables  $V_{Ceq}$  y  $V_{pnl}$  es el ciclo útil ( $\delta$ ), por esta razón solo se tendrán en cuenta las ecuaciones 14,15 para la sintonización del controlador.

$$\frac{V_{pnl}}{\delta} = \frac{-30.76 \text{ M} \cdot S - 42.85 \text{ G}}{S^3 + 1553 \cdot S^2 + 376.1 \text{ k} \cdot S + 187.6 \text{ M}} \quad (14)$$

$$\frac{V_{Ceq}}{\delta} = \frac{-1435 \cdot S^2 + 4.915 \text{ M} \cdot S + 653.3 \text{ G}}{S^3 + 1553 \cdot S^2 + 376.1 \text{ k} \cdot S + 187.6 \text{ M}} \quad (15)$$

Para comprobar el comportamiento en pequeña señal de las ecuaciones planteadas anteriormente, se realiza una co-simulación entre PSIM y MATLAB, el primero es un programa diseñado para simular circuitos electrónicos, específicamente para electrónica de potencia, este se usó para adquirir la respuesta del convertidor DC-DC (Planta) y por medio de un módulo que permite la interacción directa con Simulink de MATLAB se recibe la señal de PWM y se exporta las señales de salida  $V_{bat}$  y  $V_{pnl}$ , por otro lado, Simulink es el encargado de obtener la respuesta de las funciones de transferencia  $V_{pnl}$  y  $V_{Ceq}$ , así como realizar las perturbaciones de ciclo útil para la señal de PWM, de esta forma se puede analizar la dinámica del sistema (planta) contra la respuesta del modelo calculado, Ver figura 14.

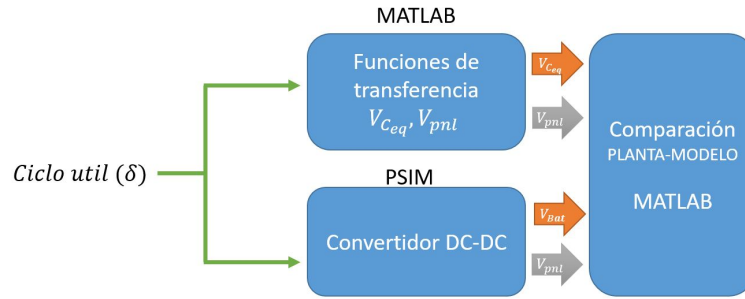


Figura 14: Co-simulación Planta-PSIM vs. Modelo-MATLAB

Las figuras 15 y 16 evidencian la superposición de las curvas de voltaje obtenidas mediante la simulación de la planta no lineal y las funciones de transferencia. Realizando la comparación de los resultados presentados, se puede observar la similitud de comportamiento entre ellos. Para dar validez a los modelos planteados anteriormente, se calcula el error cuadrático medio, de esta forma medir el error que hay entre los dos conjuntos de datos, el predicho que sería la representación del modelo y el valor conocido de la planta no lineal, ver cuadro 2, de igual forma el error pico, ver cuadro 3.

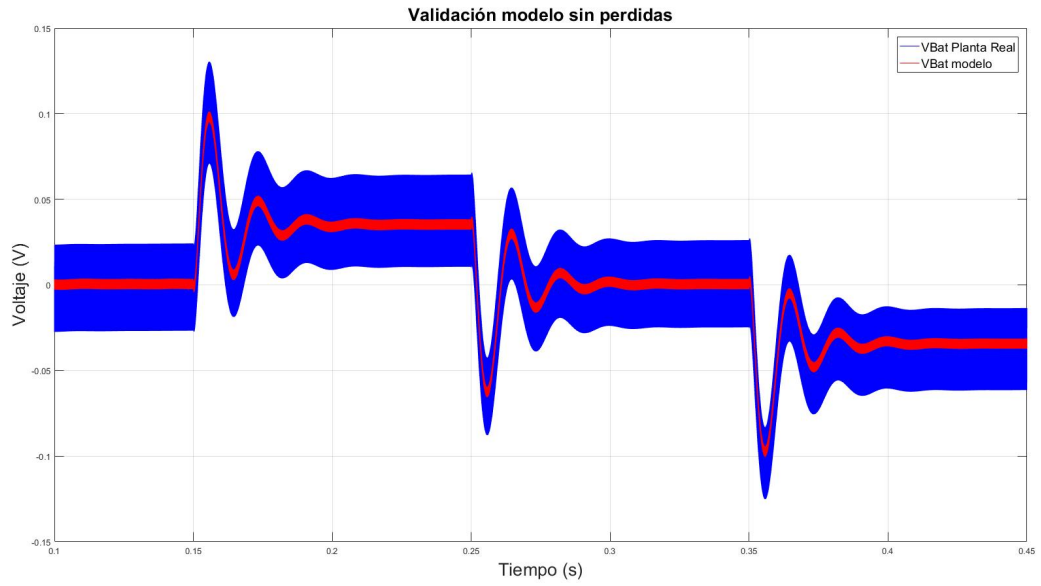
$E_{rms} V_{bat}$ sin pérdidas	$E_{rms} V_{bat}$ con pérdidas	$E_{rms} V_{panel}$ sin pérdidas	$E_{rms} V_{panel}$ con pérdidas
0,0156 V – 0,0068 %	0,1778 V – 0,0773 %	0,0042 V – 0,0025 %	0,0693 V – 0,0416 %

Cuadro 2: Error cuadrático medio - Modelo vs. Planta no lineal

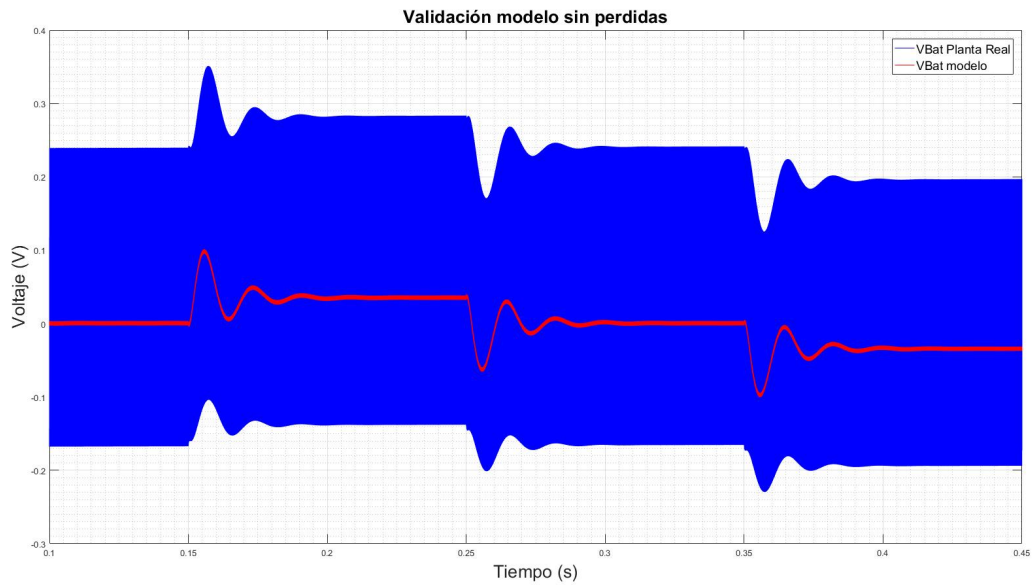
$E_{pico} V_{bat}$ sin pérdidas	$E_{pico} V_{bat}$ con pérdidas	$E_{pico} V_{panel}$ sin pérdidas	$E_{pico} V_{panel}$ con pérdidas
0,0312 V – 0,0136 %	0,2781 V – 0,1209 %	0,0173 V – 0,0104 %	0,3316 V – 0,1991 %

Cuadro 3: Error pico - Modelo vs. Planta no lineal

Presentada la respuesta a la co-simulación de los dos sistemas planteados anteriormente, la figura 15 hace referencia al voltaje de batería, la curva con pequeñas oscilaciones es la respuesta del modelo promedio, mientras que la otra hace alusión al  $V_{Bat}$  en la planta no lineal, el rizado en las gráficas se debe a la conmutación de los mosfet debido a la acción del ciclo útil. De igual forma, en la figura 16, se percibe la semejanza de curvas del voltaje de panel frente a variaciones de ciclo útil, esta presenta una pequeña diferencia observando en detalle debido a los componentes parásitos de la Planta no lineal, sin embargo se corrobora la validez del modelo dinámico promediado, presentado el error cuadrático medio de los modelos.



(a) VBat Planta vs. VBat Modelo sin pérdidas



(b) VBat Planta vs. VBat Modelo con pérdidas

Figura 15: Voltaje batería-Planta vs. Voltaje batería-Modelo



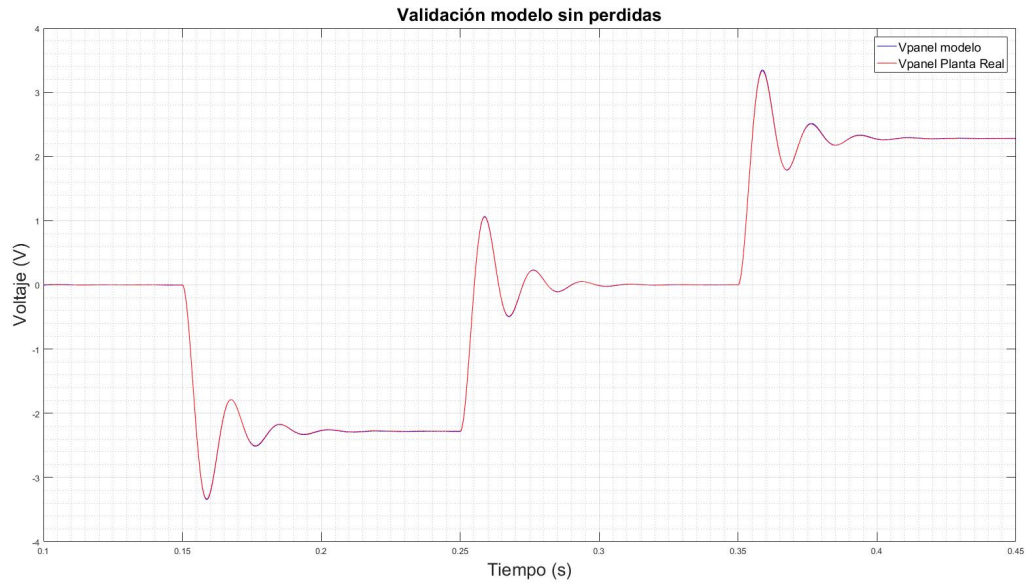
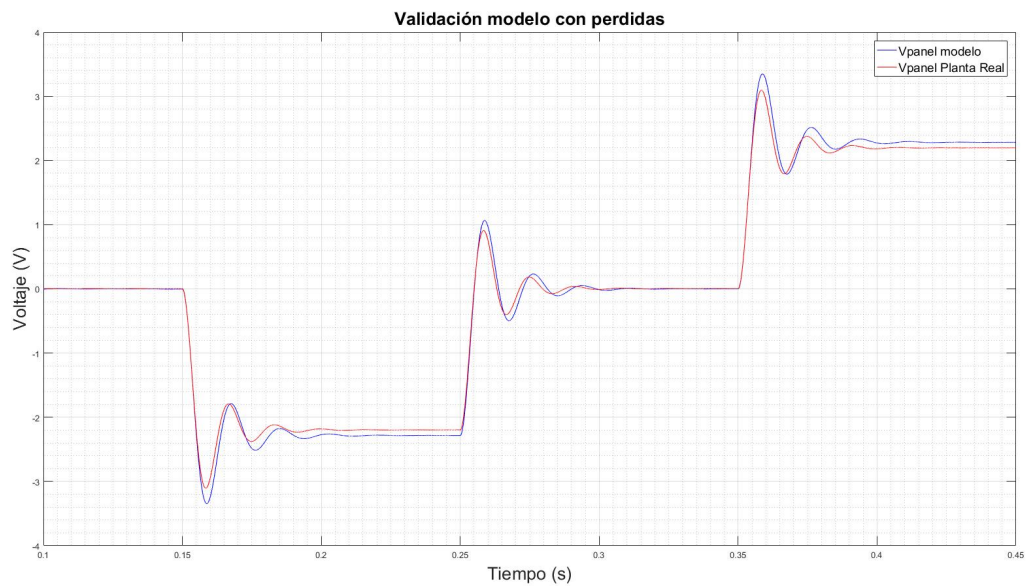
(a)  $V_{\text{panel Planta}}$  vs.  $V_{\text{panel Modelo}}$  sin pérdidas(b)  $V_{\text{panel Planta}}$  vs.  $V_{\text{panel Modelo}}$  con pérdidas

Figura 16: Voltaje Panel-Planta vs. Voltaje panel-Modelo

## 2.2 CONTROL MPPT Y TENSIÓN DE BATERÍAS

La eficiencia en los paneles solares por lo general es baja, razón por la cual se requieren sistemas que permitan obtener la máxima potencia de las celdas fotovoltaicas independientemente de la variación que se tenga respecto a temperatura, radiación y carga conectada.

Para determinar el método más eficiente, y que genere mejores resultados con el convertidor usado en el proyecto, se hace un estudio en la literatura para definir tres estrategias de control que se puedan desarrollar. Estos métodos serán descritos a continuación, mostrando resultados de simulación por medio de las herra-

mientas MATLAB y PSIM, así, definir el método a implementar, que sea capaz de proporcionar la máxima energía al sistema, se debe tener en cuenta que el control que se desea implementar es digital por esta razón las simulaciones no serán en tiempo continuo.

- Perturbación y observación(*P&O*):

El principio de este método es hacer una pequeña modificación en el ciclo útil y de tal forma perturbar el voltaje a la entrada del convertidor, y observar la variación de la potencia de salida. Por lo tanto, si la potencia aumenta, la perturbación debe seguir ejecutándose en el mismo sentido para alcanzar el MPP, por otro lado, si disminuye la potencia, la perturbación debe ser invertida. En la figura 17 se presenta el algoritmo *P&O* que se debe seguir para desarrollar el método[6].

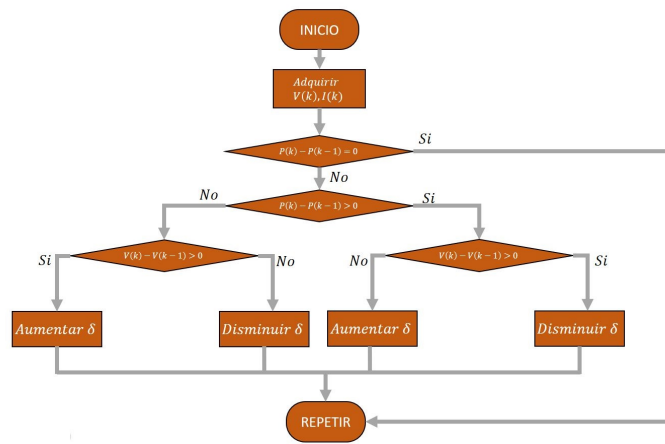


Figura 17: Algoritmo Perturbación y Observación

Las desventajas mas grandes de este algoritmo para encontrar el máximo punto de potencia son la oscilación que presenta alrededor del *MPP* y la cantidad de tiempo que puede tardar en encontrarlo, debido a esto se pierde una gran cantidad de energía. En la figura 18 está la respuesta del controlador ante variaciones de irradiancia y temperatura.

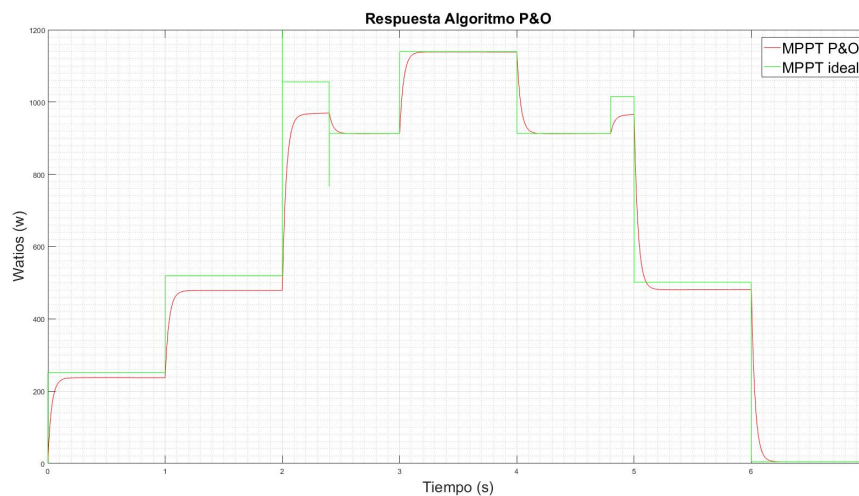


Figura 18: *MPP* encontrado con el algoritmo *P&O*

■ Conductancia incremental(*CondInc*):

El método de conductancia incremental es similar al de perturbación y observación, sin embargo sirve para responder a cambios rápidos de temperatura e irradiación, usando la alteración en la conductancia se determina el signo de  $dP/dV$  sin necesidad de perturbar(ver figura 19)[7].

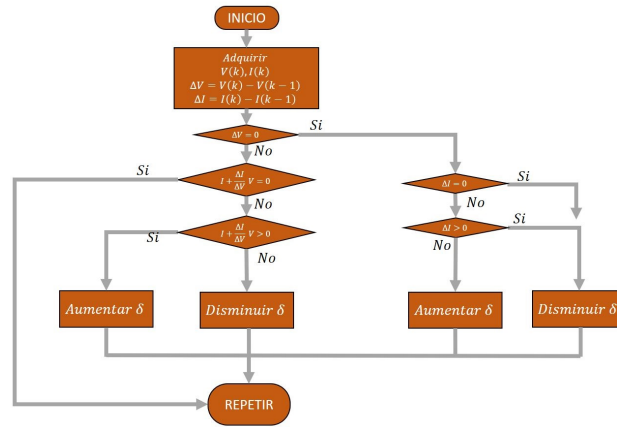


Figura 19: Algoritmo Conductancia Incremental

La conductancia es la propiedad inversa a una resistencia eléctrica, en otras palabras la facilidad que se tiene para conducir corriente eléctrica. Basados en este principio se analiza la pendiente de la curva de potencia vs. voltaje del panel para hallar el *MPP*, en la figura 20 presenta la respuesta al algoritmo en el convertidor usado.

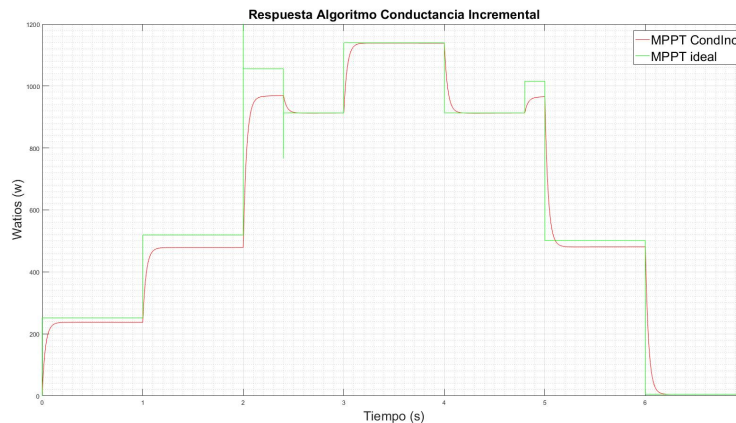


Figura 20: *MPP* encontrado con el algoritmo *CondInc*

■ Controlador proporcional integral con ajuste de referencia:

Presentada la función de transferencia que permite ver los cambios de voltaje de panel con respecto a la variación de ciclo útil 14, un controlador proporcional integral que genere una señal de control conforme al error y que regule la velocidad de acción de este, es una buena alternativa para encontrar el máximo punto de potencia además disminuir las oscilaciones alrededor del *MPP*.

Por otro lado un controlador está diseñado para que siga una referencia, por este motivo el lazo de control *PI* tendrá un lazo externo que tome la potencia de entrada y ajuste el punto de referencia con

un algoritmo de *P&O* para tener la certeza de estar ubicado en el *MPP*, el diagrama en bloques que describe lo mencionado se puede ver en la figura 21.

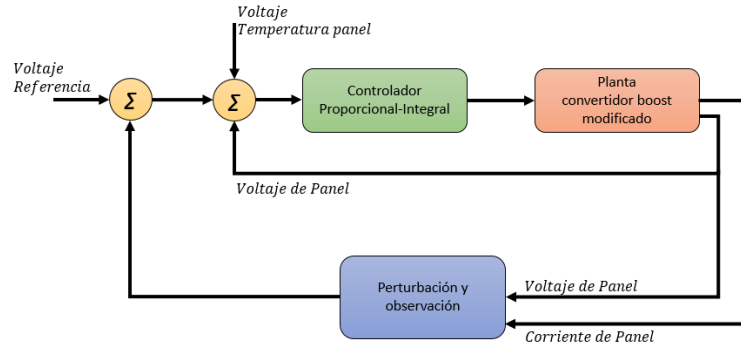


Figura 21: Diagrama en bloques control *PI* con ajuste de referencia

Según la especificaciones del panel, el punto de máxima potencia (*MPP*) no presenta mucha variación en el voltaje de máxima potencia ( $V_{mpp}$ ) cuando hay cambios de irradiación, sin embargo con la temperatura sí (ver figura 22). Con la hoja de especificaciones se puede determinar a condiciones estándar el valor del  $V_{mpp}$  y ver el factor de variación de este punto con respecto a la temperatura, esto permite encontrar una relación entre las dos variables y de esta forma se fija el Voltaje de referencia.

$$\begin{aligned}
 V_{mpp} \cdot K_{panel} + V_{temp} \cdot K_{temp} &= V_{ref} & (16) \\
 V_{mpp} &= 154,5 @ 25^{\circ}C \\
 V_{temp} &= \frac{10\text{ mV}}{^{\circ}C}
 \end{aligned}$$

La ecuación 16 presenta la relación que hay entre el  $V_{mpp}$  y  $V_{temp}$ , se fija el voltaje de referencia a un valor específico, para este caso será  $V_{ref} = 2,3V$ ,  $K_{temp} = 1$  y dando solución a la ecuación se obtiene que  $K_{panel} = 0,14875$ . Ya teniendo el voltaje de referencia fijo el controlador *PI* debe encontrar el  $V_{mpp}$  a condiciones estándar y con variaciones de temperatura, no obstante el lazo externo de *P&O* permite ajustar ese voltaje de referencia según la potencia que se este extrayendo del panel.

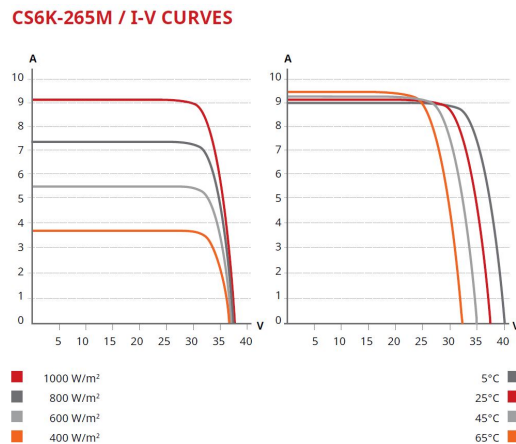


Figura 22: CS6K-265M / Curvas I-V

Para obtener los parámetros del lazo del controlador  $PI$ , se hallaron las características de la planta  $V_{pnl}/\delta$  frente a una entrada paso, ver figura 23.

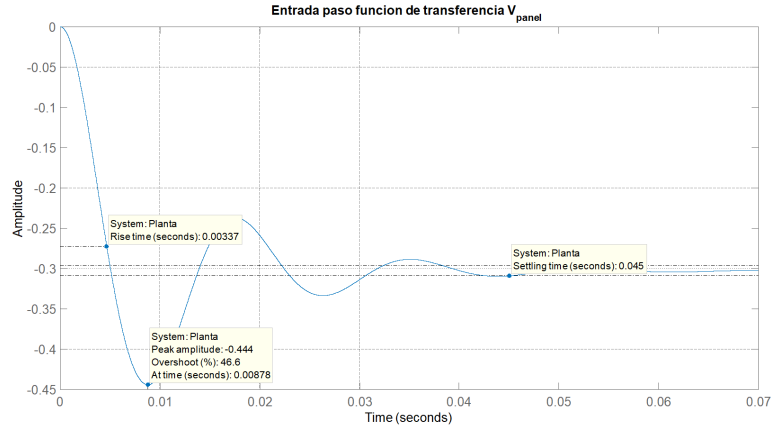


Figura 23: Respuesta entrada paso función de transferencia  $V_{pnl}$

Fijando un tiempo de establecimiento menor a 0,045 Segundos y un máximo sobre-pico menor al 20 %, se sintoniza el controlador en tiempo discreto, teniendo en cuenta que la base de tiempo del controlador es 50 kHz. A continuación se presenta la planta discretizada y el controlador hallado, de igual forma la figura 24 muestra la respuesta paso y sus características.

$$\frac{V_{pnl}}{\delta} = \frac{-81.5 \mu \cdot z^2 - 2.153 \mu \cdot z + 79.18 \mu}{z^3 - 2,969 \cdot z^2 + 2,939 \cdot z - 0,9694} \tag{17}$$

$$\frac{\delta}{V_{error}} = \frac{-57.25 m \cdot z + 56.26 m}{z - 1} \tag{18}$$

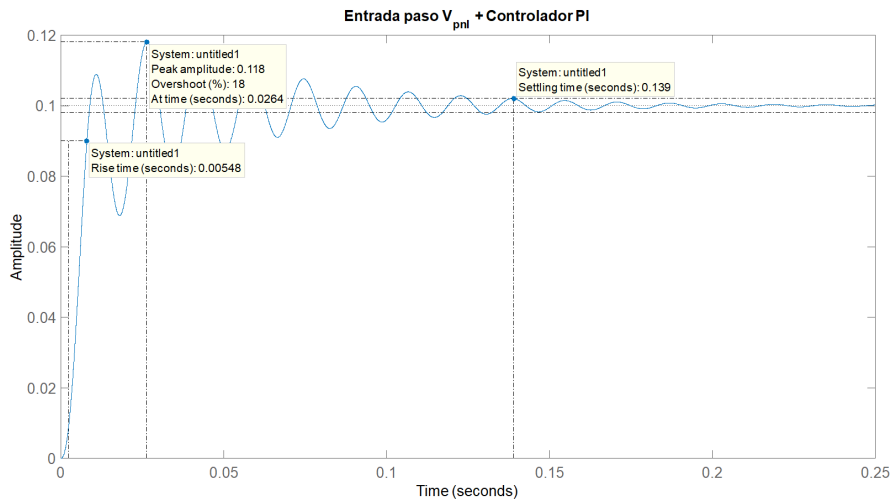


Figura 24: Respuesta entrada paso  $V_{pnl} + Controlador PI$

En la figura 25 se encuentra el resultado de simulación y la respuesta que tiene el convertidor encontrando el *MPP* con el controlador hallado frente a variaciones de temperatura e irradiación.

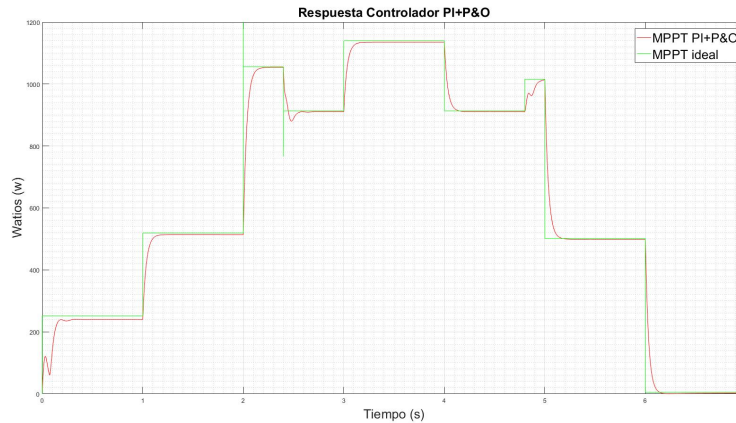


Figura 25: *MPP* encontrado con controlador *PI + PO*

■ Controlador proporcional integral voltaje de flotación baterías:

Con el fin de prolongar la vida útil de las baterías es necesario implementar un controlador para evitar que sobrepasen su voltaje de flotación, así no hacer mal uso de ellas.

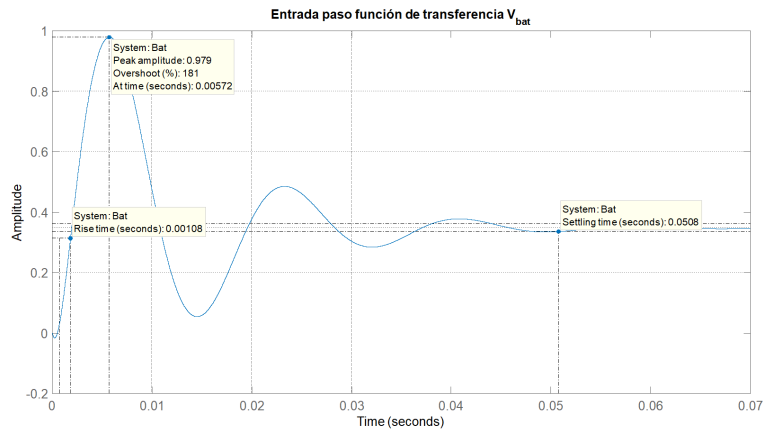


Figura 26: Respuesta entrada paso función de transferencia  $V_{bat}$

La ecuación 15 describe los cambios del voltaje de baterías con respecto al ciclo útil, discretizando el sistema y teniendo las características de respuesta, ver figura 26, se sintoniza un controlador con tiempo de estabilización menor a 0,0508 segundos, máximo sobre-pico menor al 10 %, las ecuaciones de la planta y el controlador *PI* son expresados en 19, 20, así como sus parámetros de desempeño en la figura 27 teniendo en cuenta la base de tiempo de es 50 kHz .

$$\frac{V_{bat}}{\delta} = \frac{-27.28 m \cdot z^2 + 56.51 m \cdot z - 29.22 m}{z^3 - 2,969 \cdot z^2 + 2,939 \cdot z - 0,9694} \tag{19}$$

$$\frac{\delta}{V_{ref}} = \frac{34.076 m \cdot z - 33.36 m}{z - 1} \tag{20}$$

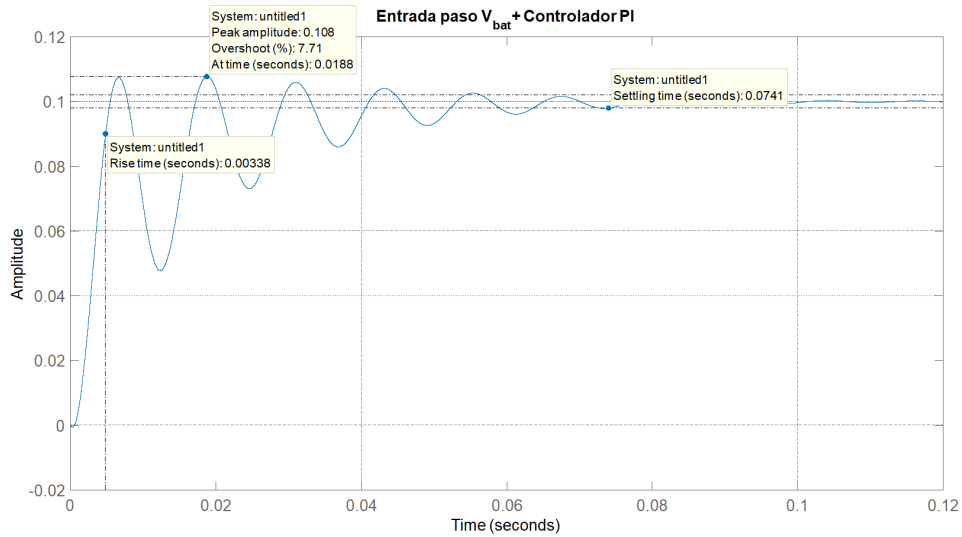


Figura 27: Respuesta entrada paso  $V_{bat}$  + Controlador PI

La figura 28 denota el resultado de simulación y la respuesta que tiene el convertidor cuando las baterías llegan al voltaje de flotación con el controlador PI hallado.

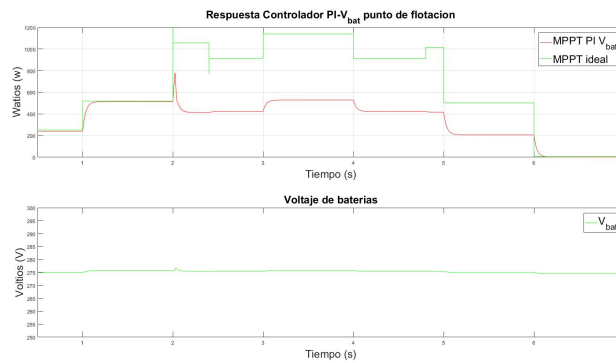


Figura 28: Respuesta sistema de control punto de flotación  $V_{bat}$

### 2.2.1 Controlador Digital

La mayoría de los métodos empleados para alcanzar el máximo punto de potencia, presentan una pequeña oscilación alrededor de él. Esta oscilación es directamente proporcional al cambio de ciclo útil, es decir, que reduciendo el cambio de ciclo útil podría mejorar estas condiciones, sin embargo el tiempo de establecimiento sería mas lento. En el cuadro 4, se encuentra el  $E_{rms}$  de la potencia ideal entregada por los paneles contra la

potencia adquirida por cada controlador. Basados en los resultados de simulación expuestos, la mejor opción para implementar es el controlador *PI* con ajuste de referencia.

$E_{rms} P\&O$	$E_{rms} CondInc$	$E_{rms} PI+P\&O$
27,54 W – 3,79 %	28,14 W – 3,87 %	18,55 W – 2,55 %

Cuadro 4: Error cuadrático medio MPPT

Implementando el controlador *PI* para evitar la sobrecarga en las baterías y el controlador para encontrar el máximo punto de potencia, el convertidor DC-DC está en condiciones para extraer la máxima energía al sistema hasta que las baterías lleguen al voltaje de flotación, la figura 29 muestra el diagrama en bloques del controlador digital implementado para el convertidor boost modificado.

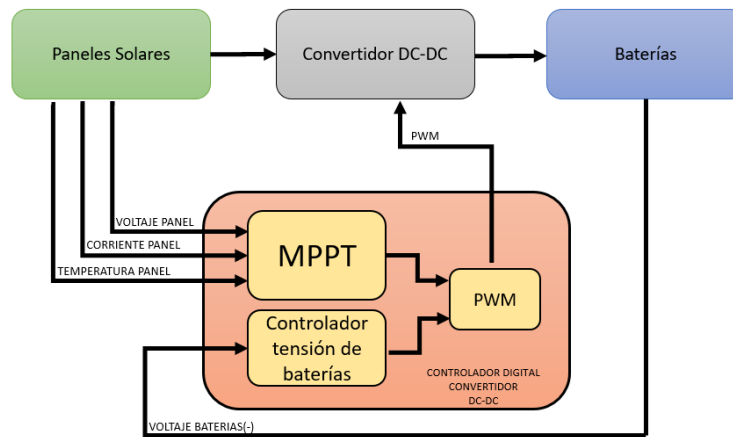


Figura 29: Diagrama de bloques control digital convertidor Boost modificado

### 2.2.2 Controlador Analógico

En la figura 30 se muestra el diagrama en bloques del sistema de control analógico para el convertidor DC-DC implementado en el proyecto de regalías. Para su desarrollo se diseñaron dos controladores con acción proporcional e integral (PI), cuyas variables controladas son, el máximo punto de potencia obtenido de la medición del voltaje y temperatura del panel, y el voltaje las baterías para mantenerlas en el punto de flotación según la hoja de especificaciones. Para corregir el MPP o limitar el voltaje de las baterías se manipula la variable de PWM.



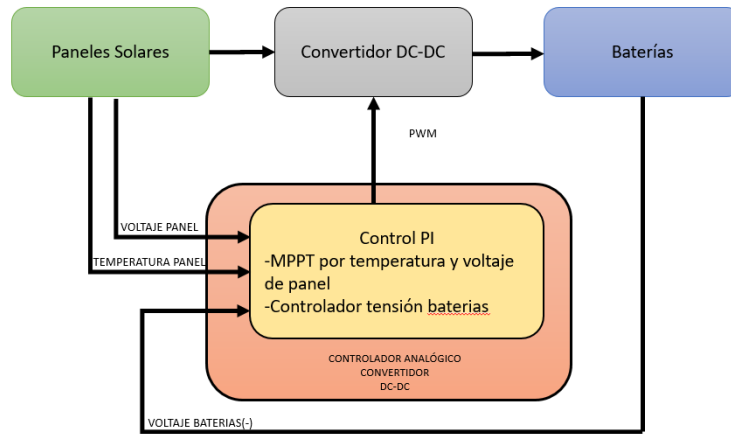


Figura 30: Diagrama de bloques sistema de control analógico Convertidor DC-DC

En las ecuaciones 21 y 22 se encuentran las funciones de transferencia de los controladores usados, se debe aclarar que los controladores no pueden actuar al mismo tiempo, es decir mientras las baterías no estén en el punto de flotación se debe encontrar el máximo punto de potencia, por el contrario si las baterías llegan a este nivel se debe mantener el voltaje sin inyectarles más carga.

$$\frac{V_{pnl}}{\delta} = \frac{103.4 \text{ m} \cdot S + 1}{3466 \cdot S^2 + 157.6 \text{ m} \cdot S} \tag{21}$$

$$\frac{V_{bat}}{\delta} = \frac{126.9 \text{ m} \cdot S + 1}{1339 \cdot S^2 + 49.62 \text{ m} \cdot S} \tag{22}$$

Por medio de la co-simulación entre MATLAB y PSIM se obtienen los resultados del controlador analógico implementado en el proyecto. En la figura 31 se observa el resultado al obtener el *MPP* frente a variaciones de temperatura e irradiación con el controlador analógico mencionado en la ecuación 21. Para validar la información obtenida se halla el error cuadrático medio de la potencia adquirida vs. la potencia ideal entregada, obteniendo como resultado un error de 19,49W es decir 2,68 % de error.

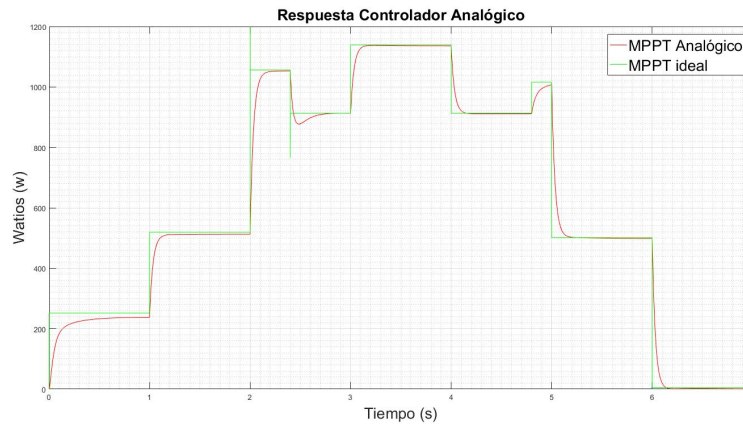


Figura 31: Respuesta Controlador Analógico

---

 CONTROLADOR INVERSOR DC-AC
 

---

Según la comisión de regulación de energía y gas en la resolución No.024 y No.082 de 2005 y 2002 respectivamente, cuando se usa un equipo para distribuir energía con nivel de tensión menor a 1kV la distorsión armónica (*THD*) debe ser de máximo 5%. Para el desarrollo de este trabajo de grado se debe garantizar una distorsión armónica menor al 5% con una carga con un factor de cresta no mayor a 2.5.

Para garantizar las especificaciones se debe desarrollar una estrategia de control que permita ajustar el voltaje de salida y su frecuencia, así, evitar la distorsión armónica frente a cargas con un alto factor de cresta. para llevar a cabo este proceso el capítulo se desglosa en dos secciones: en primer lugar se hallará el modelo del inversor DC-AC utilizado en el proyecto y se sintonizará el controlador digital a implementar en el proyecto, en segundo lugar se hará la descripción del controlador analógico ya implementado.

### 3.1 MODELADO DEL INVERSOR DC-AC

El inversor de medio puente o convertidor de dos niveles consta de un interruptor en la parte superior e inferior del sistema, estos son conectados a dos condensadores en serie de igual valor, encargados de suministrar el voltaje DC con un punto central entre ellos indicando la tierra del sistema, dado que el convertidor DC-DC tiene como función igualar el riel positivo y negativo se toman estos condensadores como fuentes de voltaje teniendo en cuenta que  $V_1 \approx V_2$ . Cada Mosfet se compone por un interruptor unidireccional totalmente controlable por ancho de pulso (PWM) y está en conexión anti-paralela con un diodo, ver figura 32[8].

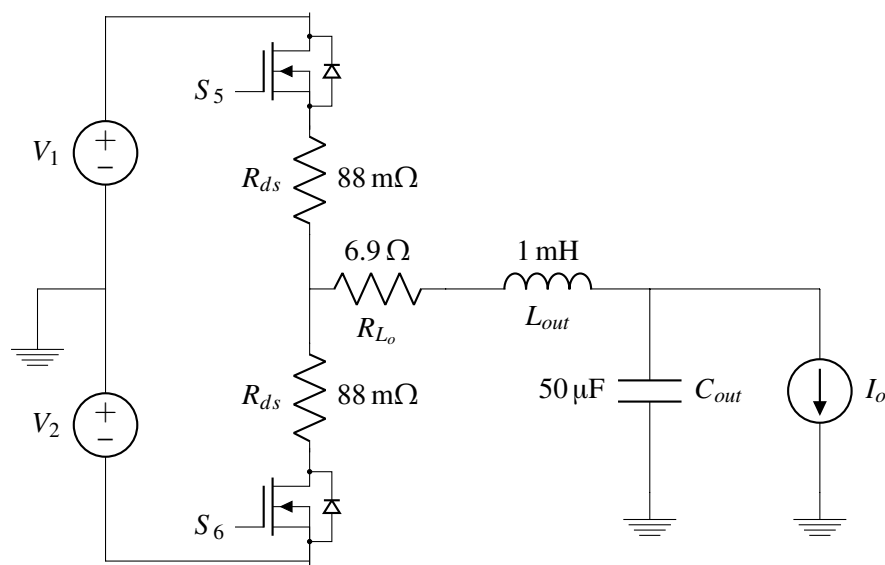


Figura 32: Configuración medio puente con pérdidas y corriente de salida

Como se dijo anteriormente las fuentes  $V_1$  &  $V_2$  tienen aproximadamente el mismo potencial, no obstante,  $V_2$  es negativo con respecto al punto medio entre ellas, de esta forma se puede generar una señal con valores positivos y negativos, para facilitar de comprensión en el análisis del modelo  $V_1$  &  $V_2$  serán denominada  $V_{in}$ . Las señales de PWM  $S_5$  &  $S_6$  manejan la conmutación del mosfet y son complementarias, es decir, se analizan dos estados de conmutación para obtener el modelo del inversor, el primero  $S_5$  ON &  $S_6$  OFF con  $\Delta t = \delta \cdot T$  donde la corriente transita a través de  $V_1$  y el segundo  $S_6$  ON &  $S_5$  OFF con  $\Delta t = (1 - \delta) \cdot T$ , en el cual la corriente transita a través de  $V_2$ , las dos desembocando en  $L_{out}$  y  $C_{out}$ [[9],[10]].

- El circuito equivalente para plantear la ecuaciones en el estado (1) se puede apreciar en la Figura 33:

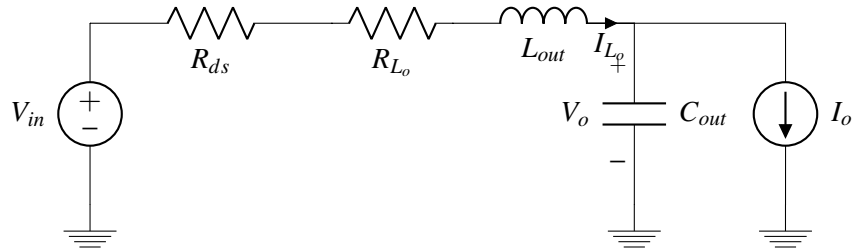


Figura 33: Circuito equivalente estado dos inductor

Aplicando las leyes de Kirchhoff:

$$L_{out} \cdot \frac{dI_{L_o}}{dt} = V_{in} - I_{L_o} \cdot (R_{ds} + R_{L_o}) - V_o \quad (23)$$

$$C_{out} \cdot \frac{dV_o}{dt} = I_{L_o} - I_o \quad (24)$$

- Para el estado (2)  $V_{in}$  queda con signo negativo ver Figura 34:

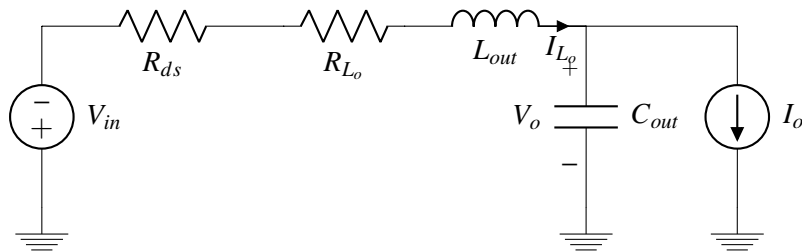


Figura 34: Circuito equivalente estado uno inductor

Aplicando las leyes de Kirchhoff:

$$L_{out} \cdot \frac{dI_{L_o}}{dt} = -V_{in} - I_{L_o} \cdot (R_{ds} + R_{L_o}) - V_o \quad (25)$$

$$C_{out} \cdot \frac{dV_o}{dt} = -I_{L_o} - I_o \quad (26)$$

Realizando el balance de amperios y voltios por segundo se llega a los siguientes resultados:

$$\begin{aligned}
L_{out} \cdot \frac{dI_{L_o}}{dt} \cdot \delta + L_{out} \cdot \frac{dI_{L_o}}{dt} \cdot (1 - \delta) &= (V_{in} - I_{L_o} \cdot (R_{ds} + R_{L_o}) - V_o) \cdot \delta + \\
&(-V_{in} - I_{L_o} \cdot (R_{ds} + R_{L_o}) - V_o) \cdot (1 - \delta) \\
L_{out} \cdot \frac{dI_{L_o}}{dt} &= V_{in} \cdot (2 \cdot \delta - 1) - I_{L_o} \cdot (R_{ds} + R_{L_o}) - V_o
\end{aligned} \tag{27}$$

$$\begin{aligned}
C_{out} \cdot \frac{dV_o}{dt} \cdot \delta + C_{out} \cdot \frac{dV_o}{dt} \cdot (1 - \delta) &= (I_{L_o} - I_o) \cdot \delta + (-I_{L_o} - I_o) \cdot (1 - \delta) \\
C_{out} \cdot \frac{dV_o}{dt} &= I_{L_o} \cdot (2 \cdot \delta - 1) - I_o
\end{aligned} \tag{28}$$

Las ecuaciones 27 y 28 dependen del ciclo útil. Se debe linealizar el sistema teniendo en cuenta los puntos de operación del sistema  $V_{in}$ ,  $I_o$  y  $V_o$ , de esta forma hallar el punto de equilibrio, así, obtener el modelo linealizado en espacio de estados del inversor.

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{L_o} \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(R_{ds} + R_{L_o})}{L_{out}} & \frac{-1}{L_{out}} \\ \frac{L_{out}}{(2 \cdot \delta^* - 1) C_{out}} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{L_o} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{(2 \cdot \delta^* - 1)}{L_{out}} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_o} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_o \\ \delta \end{bmatrix} \tag{29}$$

$$Y = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{L_o} \\ V_o \end{bmatrix}$$

$\delta^*$	$R_{ds}$	$R_{L_o}$	$L_{out}$	$C_{out}$	$V_{in}^*$	$V_o^*$	$I_o^*$	$I_{L_o}^*$
891.4 m	88 m $\Omega$	6.9 $\Omega$	1 mH	50 $\mu$ F	240 V	170 V	1.41 mA	1,3382 A

Cuadro 5: Parámetros de solución

Con el espacio de estados (29) se halla la función de transferencia del voltaje de salida ( $V_o$ ) con respecto al ciclo útil( $\delta$ ). Los parámetros usados para la solución se muestran en el cuadro 5.

$$\frac{V_o}{\delta} = \frac{53.53 \text{ k} \cdot S + 7.548 \text{ G}}{S^2 + 6.988 \text{ k} \cdot S + 14.95 \text{ M}} \tag{30}$$

Con la función de transferencia (30) y el modelo no lineal se realiza la co-simulación entre los programas usados anteriormente, de esta forma adquirir la respuesta del inversor DC-AC (Planta) y la función de transferencia (Modelo), así, comprobar su comportamiento. Para Validar el modelo, se calcula el error cuadrático medio y el error pico, de esta forma medir el error que hay entre los dos conjuntos de datos, el predicho que sería la representación del modelo y el valor conocido de la planta no lineal, ver cuadro 6.

$E_{rms} V_o$	$E_{pico} V_o$
5,7732 V - 4,81 %	9,2023 V - 5,4 %

Cuadro 6:  $E_{rms}$ ,  $E_{pico}$ -Modelo vs. Planta Inversor

La figura 35 muestra la superposición de la curva de voltaje a la salida del inversor, tanto de la planta como del modelo, en esta se puede observar la similitud de comportamiento entre ellos.

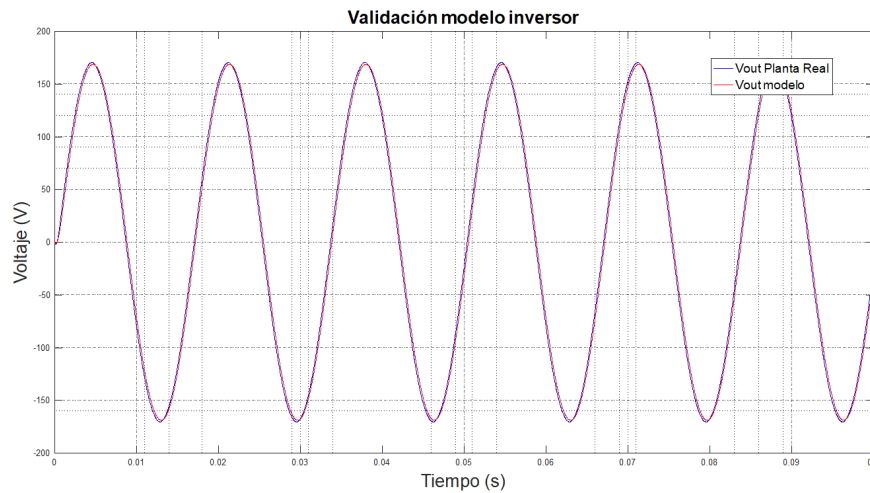


Figura 35:  $V_{out}$  Planta vs.  $V_{out}$  Modelo

### 3.2 CONTROL DEL INVERSOR CON FEEDFORWARD

La regulación de voltaje, frecuencia y distorsión armónica son factores importantes al momento de alimentar equipos eléctricos y electrónicos, por este motivo se requiere un sistema de control que mantenga la referencia de estos parámetros independientemente de factores externos que puedan modificarlos.

El inversor de medio puente implementado para desarrollar este proyecto es alimentado por medio de dos condensadores como se explicó en la sección 1.3, estos voltajes presentan variación debido a que su referencia está dada por el voltaje de baterías, por este motivo esta variación debe ser compensada por medio de una acción Feedforward. Este capítulo no solo describirá cómo realizar esta acción, sino también cómo por medio de un controlador proporcional integral se pueden regular los factores mencionados anteriormente.

#### 3.2.1 Controlador Digital

Los cambios en el voltaje a la salida del inversor con respecto al ciclo útil son representados en la ecuación 30, un controlador proporcional integral que genere una señal sinusoidal con frecuencia de  $60\text{Hz}$  conforme al error de voltaje, es una alternativa factible para regular  $V_o$ , Frecuencia y  $THD$ . La figura 36 presenta el diagrama en bloques del controlador  $PI$  diseñado para seguir la referencia de  $120V_{rms}$  a  $60\text{Hz}$ , de igual forma el bloque responsable de tomar el voltaje de batería y hacer la acción Feedforward.

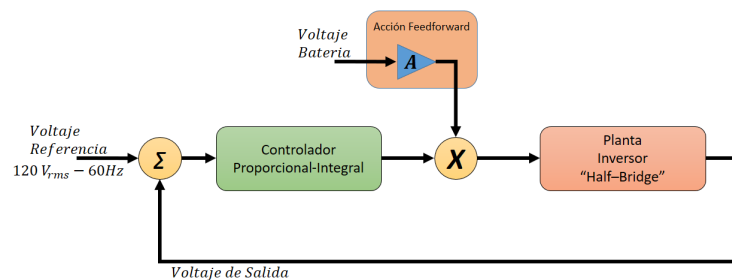


Figura 36: Diagrama en bloques control PI con acción Feedforward

Para la sintonización del controlador PI, se extraen las características de la planta frente a una entrada paso, ver figura 37.

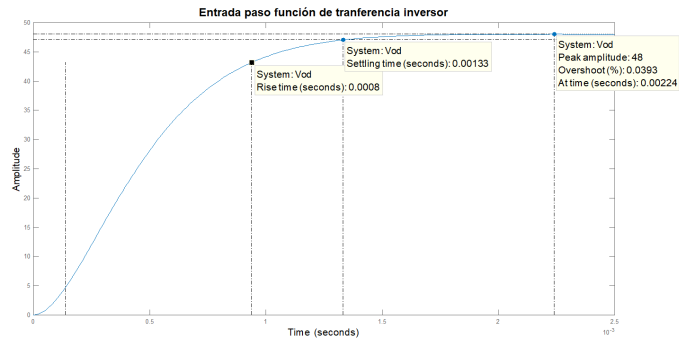


Figura 37: Respuesta entrada paso función de transferencia  $V_{out} / \delta$

Fijando un tiempo de establecimiento menor a 0.00133 Segundos y un máximo sobre-pico menor al 10 % se hace el cálculo del controlador en tiempo discreto con ayuda de la herramienta Sisotool de MATLAB con base de tiempo 50 kHz, ver ecuaciones 31 y 32.

$$\frac{V_o}{\delta} = \frac{1,3 \cdot z + 1,238}{z^2 - 1,864 \cdot z + 0,8696} \quad (31)$$

$$\frac{\delta}{V_{error}} = \frac{57.107 \mu \cdot z - 27.354 \mu}{z - 1} \quad (32)$$

De igual forma, se presenta la respuesta a una entrada paso con el sistema realimentado, así, ver el cumplimiento de las características mencionadas anteriormente, ver figura 38.

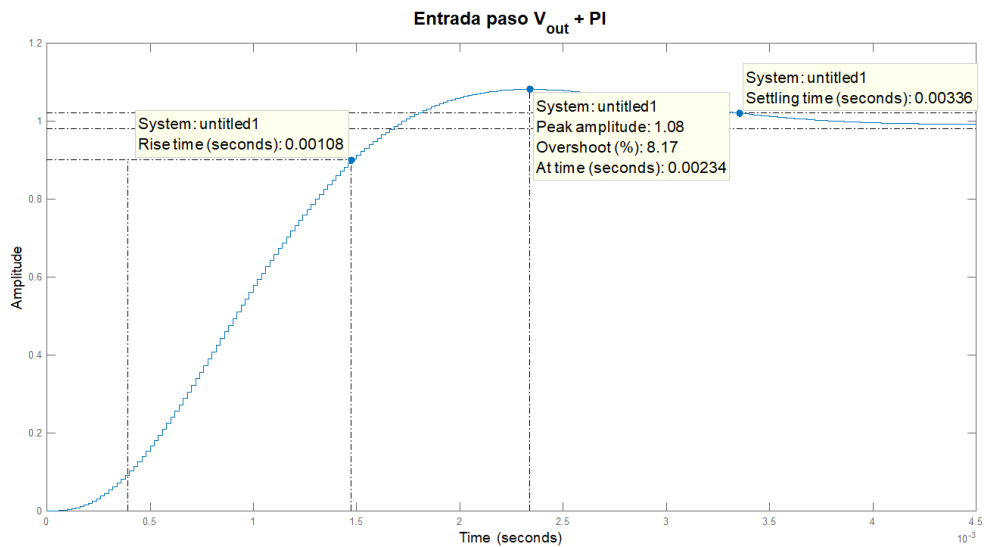


Figura 38: Respuesta entrada paso  $V_o +$  Controlador  $PI$

Con el fin de evitar cambios en el voltaje de salida por la variación que tienen las baterías, se emplea la acción Feedforward. En este proceso se halla una ganancia proporcional ( $A$ ) que varíe con respecto al voltaje

de flotación de las baterías, es decir se varía la ganancia de la señal modulada PWM. Esta ganancia debe ser calculada en el instante de tiempo que se ejecute el control teniendo en cuenta el voltaje de flotación y el voltaje medido, ver ecuación 33.

$$A = \frac{V_{MaxBat}}{V_{BatMedido}} \quad (33)$$

Con base en estos resultados se procede a hacer la simulación del controlador con y sin acción Feedforward, la figura 39 denota el resultado de la simulación y la respuesta que tiene al aplicar cambios en el voltaje de baterías, de igual forma el cuadro 7 presenta el error cuadrático medio y el error pico para cada controlador, confirmando que el feedforward mejora el desempeño.

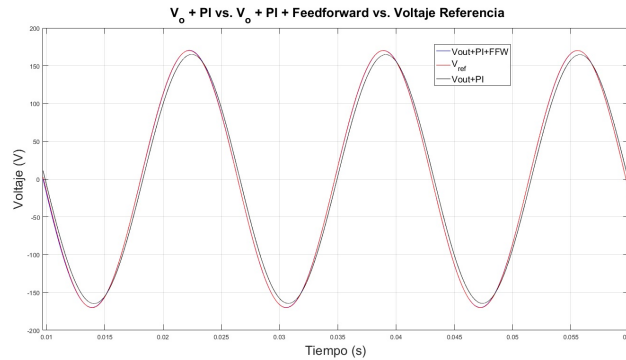


Figura 39: Respuesta Voltaje salida Inversor con Controladores

$E_{rms} V_o+PI$	$E_{pico} V_o+PI$	$E_{rms} V_o+PI+FFW$	$E_{pico} V_o+PI+FFW$
3,42 V – 2,85 %	5,74 V – 4,78 %	0,42 V – 0,3 %	2,85 V – 2,37 %

Cuadro 7:  $E_{rms}$ ,  $E_{pico}$  Inversor+Controladores

### 3.2.2 Controlador Analógico

En la figura 40 se encuentra el diagrama en bloques del sistema de control analógico para el inversor de medio puente utilizado en el proyecto de regalías. En su desarrollo se diseñaron tres controladores con acción proporcional integral (PI), dos de estos modifican la amplitud de la onda sinusoidal de referencia, teniendo en cuenta la corriente y el voltaje promedio con el objetivo de garantizar el valor RMS del voltaje de salida, el otro se encarga de encontrar el error entre la señal sinusoidal de referencia y la onda generada por el inversor, para garantizar que el voltaje de salida siga la referencia sinusoidal manipulando el ciclo útil del inversor, las ecuaciones 34, 35 y 36 representan en funciones de transferencia los controladores PI, el sistema, de igual forma, cuenta con un control Feedforward del voltaje de baterías para evitar cambios en la salida por su descarga.

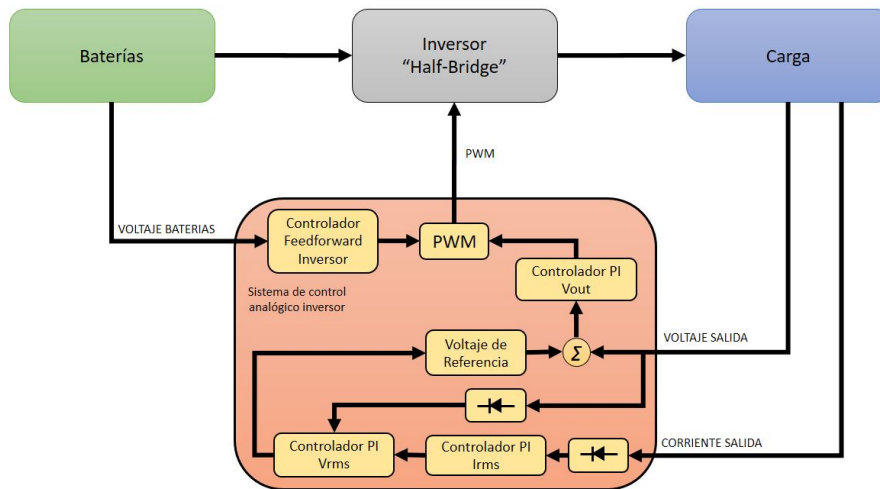


Figura 40: Diagrama en bloques controlador analógico - Inversor

El comportamiento del controlador analógico será evaluado en la sección 4.2.2.

$$\frac{I_{rms}}{V_{refI}} = \frac{10.34 \text{ m} + 1}{103.4 \text{ m} \cdot S} \quad (34)$$

$$\frac{V_{rms}}{V_{refV}} = \frac{47 \text{ n} \cdot S + 1}{22.09 \text{ m} \cdot S} \quad (35)$$

$$\frac{V_o}{VS en_{ref}} = \frac{1.83 \text{ m} \cdot S + 1}{10.34 \text{ m} \cdot S} \quad (36)$$



## EVALUACIÓN EXPERIMENTAL

En este capítulo se presenta el protocolo de pruebas para comprobar y comparar el desempeño de los controladores digitales anteriormente planteados, con el sistema de control ya implementado en el proyecto de regalías. Este capítulo está dividido en tres secciones, la primera describe la implementación, que desarrolla el diseño específico para realizar la adquisición y adecuación de la señales usadas para el sistema de control; de igual forma, la programación de dicho sistema. En segundo lugar, se presenta el análisis de resultados de forma cualitativa y cuantitativa de cada una de las estrategias de control. Para finalizar, se muestra la comparación del sistema de control analógico con las estrategias de control digital.

### 4.1 IMPLEMENTACIÓN

Este trabajo de grado presenta un sistema de control digital. Para llevar a cabo este proceso se usa un controlador *TMS320F28377S* conocido como procesador digital de señales(DSC, por sus siglas en inglés), diseñado para dar solución a aplicaciones de electrónica de potencia y control de movimiento.

Para facilitar el proceso de programación, hacer el código mas eficiente y organizar el flujo del programa se realiza una maquina de estados, ver figura 41. La maquina de estados representa el comportamiento que debe tener el sistema ante diferentes eventos, así como determinar las señales necesarias para realizar todo el proceso de control.

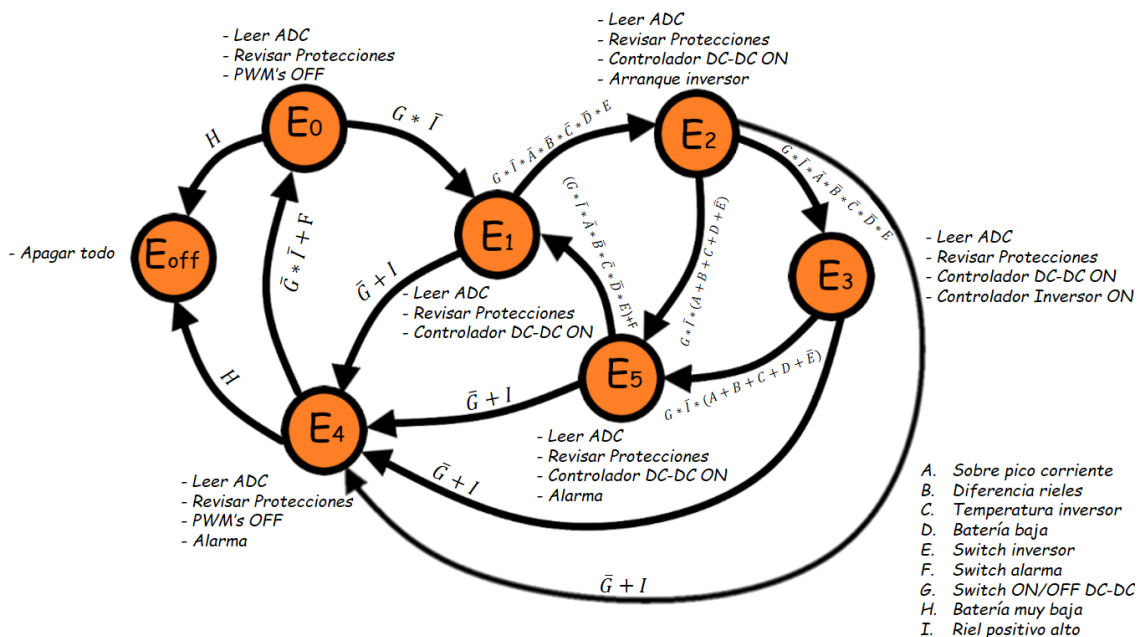


Figura 41: Máquina de estados- Sistema de control

#### 4.1.1 Adaptación y adquisición de las señales

El convertidor analógico digital(ADC, por sus siglas en ingles) de la tarjeta mencionada, solo acepta valores entre cero y tres voltios, la tabla 8 muestra los rangos de voltaje de las señales que se deben adquirir, teniendo en cuenta que las corrientes se miden con sensores LEM LA25-NP y la temperatura con sensores LM35. Debido a que algunos rangos son muy altos, se debe hacer una etapa de acondicionamiento de las señales, de esta forma poder procesar la información en el DSC.

Señal	Rangos de Voltaje
Voltaje Batería	-200 V a -280 V
Voltaje Panel	0 V a 189,5 V
Corriente Batería	5,11 V a -3,05 V
Corriente Panel	0 V a 5 V
Temperatura Panel	0 V a 1 V
Voltaje Riel positivo	0 V a 320 V
Voltaje Salida Inversor	-175 V a 175 V
Corriente Salida Inversor	-4,68 V a 4,68 V

Cuadro 8: Rangos de voltaje - Señales adquiridas

Para llevar a cabo el proceso de acondicionamiento de las señales se utilizó el circuito mostrado en la figura 42, capaz de atenuar la señal y sumar un voltaje promedio a la salida, no obstante para el voltaje de salida del inversor se realizó otro tipo de acondicionamiento, este circuito permite compensar el voltaje DC a la salida del inversor, de igual forma tiene la facilidad de atenuar la señal, ver figura 43.

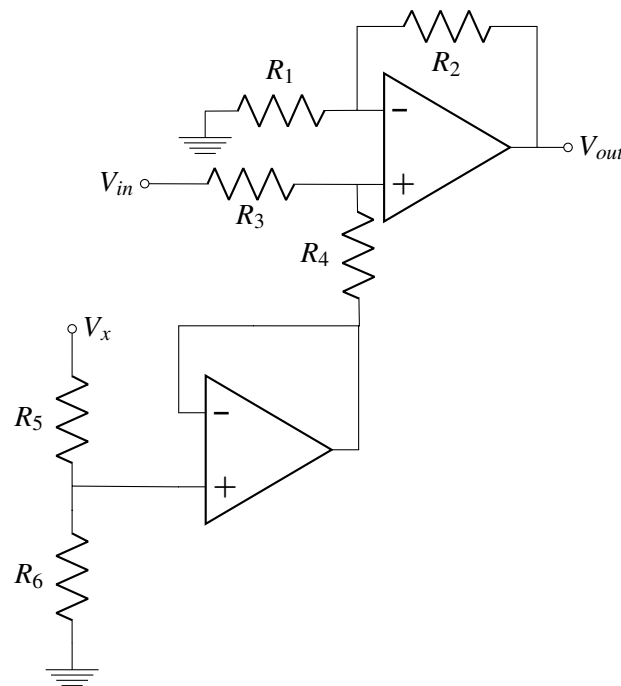


Figura 42: Circuito 1. Acondicionamiento Señales

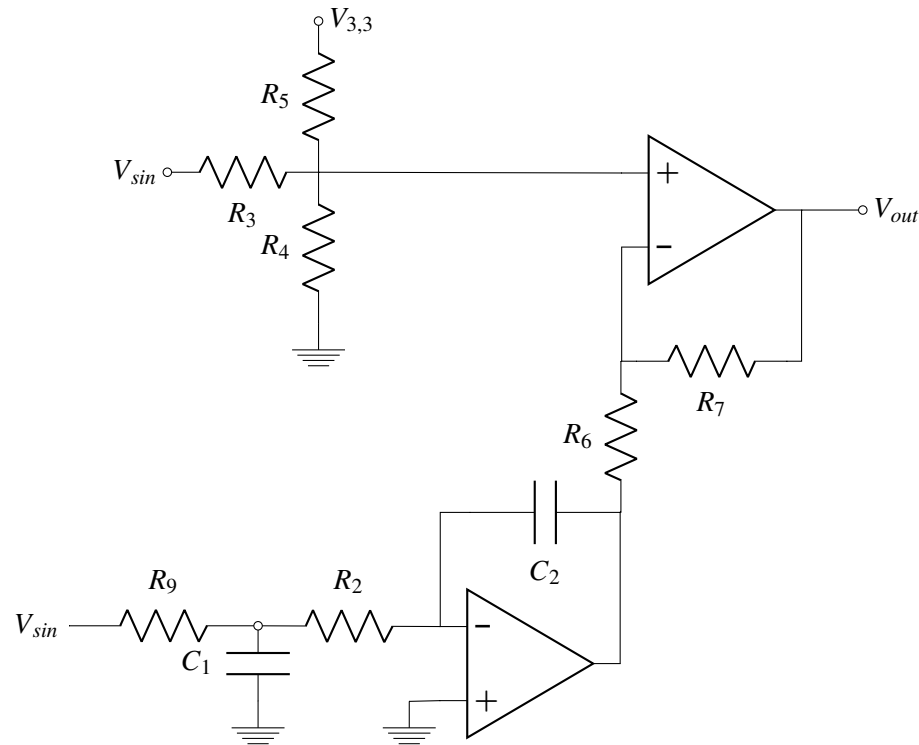


Figura 43: Circuito 2. Acondicionamiento Señal  $V_{out}$

Para completar el proceso de adecuación se usa un filtro *anti-aliasing* antes de entrar al ADC. Teniendo en cuenta la frecuencia de las señales a adquirir, se fija la frecuencia de corte del filtro con base en el criterio de Nyquist. La figura 44 muestra la configuración usada.

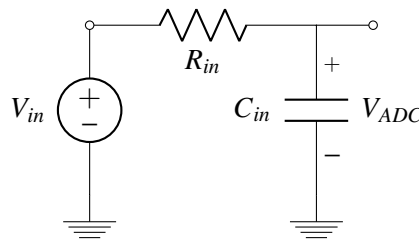


Figura 44: Filtro *anti-aliasing*

El desarrollo de esta tarjeta se llevó a cabo con la herramienta Altium. La tarjeta se adecuó no solo para desarrollar los controladores planteados, si no también para reemplazar la tarjeta de control analógica y sus funciones, teniendo en cuenta algunos objetivos del proyecto de regalías.

#### 4.1.2 Implementación digital

El DSC utilizado para implementar el trabajo de grado, cuenta con plataforma de desarrollo llamada Code Composer Studio (CCS). Esta herramienta permite la construcción y programación de aplicaciones en lenguaje de desarrollo C. Para implementar los controladores del sistema de energía solar, cada uno de ellos es expresado en forma de transformada inversa  $Z$  ( $z^{-1}$ ), de esta manera obtener las ecuaciones de diferencia y realizar la programación con mayor facilidad en dicho lenguaje, ver cuadro 9. De igual forma se implementa la máquina de estados a partir de las señales adquiridas, teniendo en cuenta una base de tiempo en el DSC

de 50 kHz, frecuencia a la cual se estarán ejecutando los controladores, la máquina de estados, las señales de control (PWM) y la adquisición de señales con el ADC.

Controlador	<i>Transformada Z Inversa</i>	<i>Ecuacion de Diferencia</i>
<i>Voltaje panel</i>	$\frac{\delta}{V_{ref}} = \frac{-57.25 \text{ m} + 56.26 \text{ m} \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}}$	$\delta = \delta[K - 1] - V_{error}[K] \cdot -57.25 \text{ m} + V_{error}[K - 1] \cdot 56.26 \text{ m}$
<i>Voltaje baterias</i>	$\frac{\delta}{V_{ref}} = \frac{34.076 \text{ m} - 33.36 \text{ m} \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}}$	$\delta = \delta[K - 1] + V_{error}[K] \cdot 34.076 \text{ m} - V_{error}[K - 1] \cdot 33.36 \text{ m}$
<i>Voltaje Salida Inversor</i>	$\frac{\delta}{V_{error}} = \frac{57.107 \mu - 27.354 \mu \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}}$	$\delta = \delta[K - 1] + V_{error}[K] \cdot 57.107 \mu - V_{error}[K - 1] \cdot 27.354 \mu$

Cuadro 9: Ecuaciones de diferencia controladores

## 4.2 ANÁLISIS DE RESULTADOS

Esta sección muestra los resultados obtenidos del sistema de energía solar de cada uno de los controladores. Para llevar a cabo el análisis de cada una de las estrategias de control se diseñó un protocolo de pruebas reproducibles con el fin de obtener resultados similares.

### ■ Protocolo de pruebas:

- Crear un perfil de panel basado en las hojas de especificaciones de los paneles usados en el proyecto con el fin de emularlos desde la Magna-Power.
- Encender convertidor DC-DC alimentado desde baterías.
- Cargar el perfil de panel a la Magna-Power.
- Conectar emulador de paneles a la entrada del convertidor.
- Activar perfil de paneles en la Magna-Power.
- Adquirir voltaje, corriente, potencia y temperatura de la Magna-Power a diferentes irradiaciones.
- Encender Inversor
- Conectar Carga resistiva de  $330 \Omega$  a la salida del inversor.
- Medir y adquirir voltaje, corriente y distorsión armónica.
- Variar carga resistiva hasta  $177 \Omega$ .
- Medir y adquirir voltaje, corriente y distorsión armónica.
- Variar carga resistiva hasta  $65 \Omega$ .
- Medir y adquirir voltaje, corriente y distorsión armónica.
- Desconectar carga lineal
- Conectar carga no lineal con factor de cresta variable y establecerlo en 2.5
- Medir y adquirir voltaje, corriente y distorsión armónica.
- Variar factor de cresta en la carga no lineal hasta 2.9
- Medir y adquirir voltaje, corriente y distorsión armónica.

4.2.1 Estrategias de control convertidor DC-DC

Las figuras 45, 46 y 47 denotan el punto de máxima potencia obtenido con el controlador analógico con cambios de irradiación de  $600W/m^2$ ,  $800W/m^2$  y  $1000W/m^2$ . La máxima desviación es de 1,4 %, este dato se obtiene como la diferencia entre el punto de equilibrio alcanzado por la estrategia de control y el *MPP* ideal, de igual forma, se halla un tiempo de establecimiento de 61.4 ms.

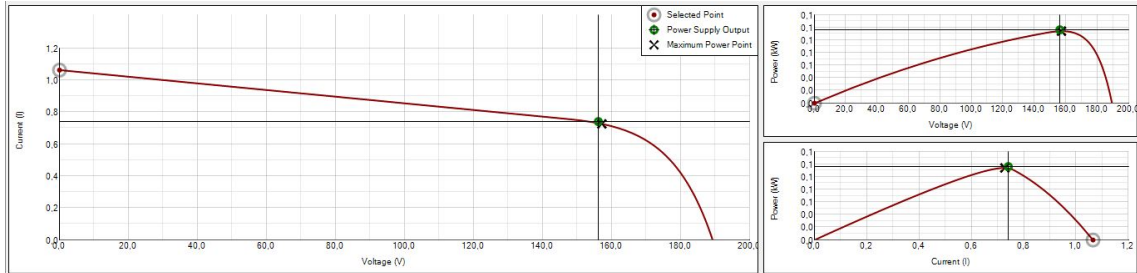


Figura 45: MPPT  $600W/m^2$  controlador analógico

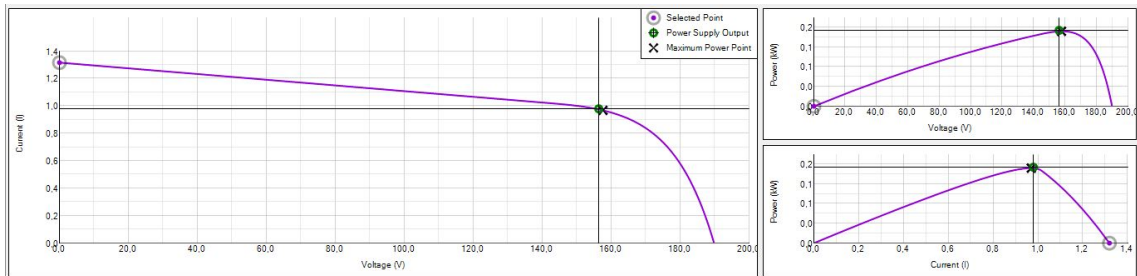


Figura 46: MPPT  $800W/m^2$  controlador analógico

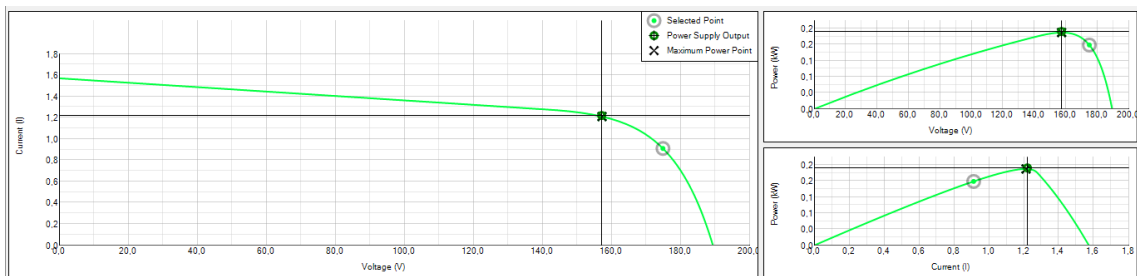


Figura 47: MPPT  $1000W/m^2$  controlador analógico

Las pruebas realizadas en el controlador analógico también son replicadas para el controlador digital, los resultados son presentados en las figuras 48,49 y 50, la máxima desviación obtenida es 0,88 % y el tiempo de establecimiento de 75.2 ms.

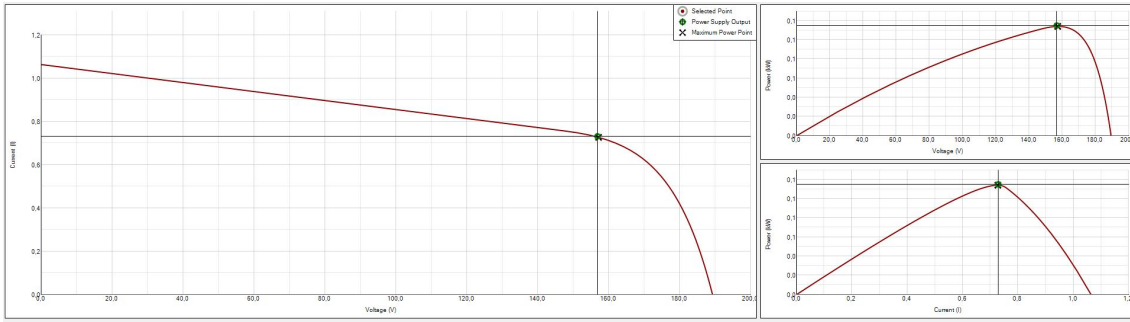


Figura 48: MPPT 600W/m<sup>2</sup> controlador digital

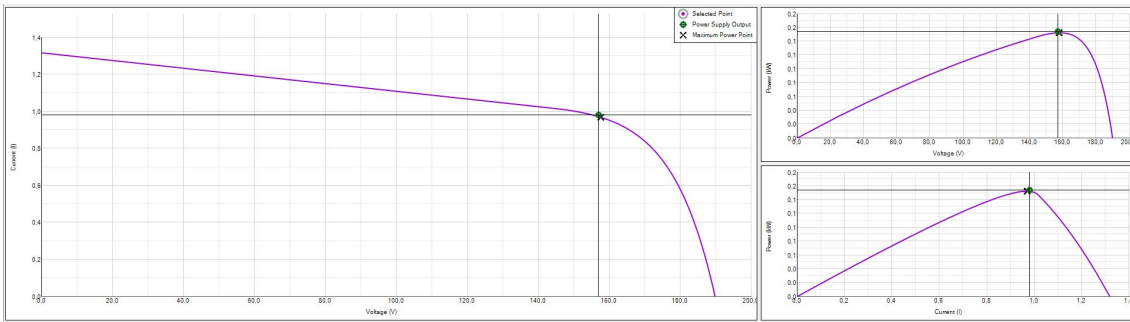


Figura 49: MPPT 800W/m<sup>2</sup> controlador digital

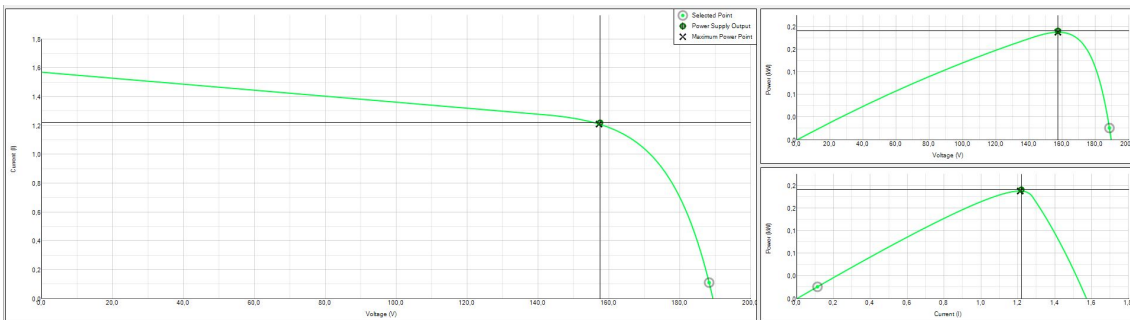


Figura 50: MPPT 1000W/m<sup>2</sup> controlador digital

4.2.2 Estrategias de control inversor DC-AC

Los parámetros mas importantes a la salida del inversor son la forma de onda del voltaje y su valor RMS, la frecuencia, y su distorsión armónica. Las figuras 51, 52 y 53 muestran los resultados obtenidos con el controlador analógico frente a variaciones de carga, con base en estos datos se evalúan los casos críticos en donde la desviación máxima de la frecuencia fue de 0,08 % con una distorsión armónica de 1,8 % y una variación del valor RMS del 3,12 %.

De igual forma para mostrar la respuesta del controlador frente a una carga no lineal se obtuvieron los mismos parámetros, ver figuras 54 y 54. Para una carga no lineal con un factor de cresta de 2.9 siendo el caso mas crítico la desviación máxima de la frecuencia fue de 0,17 % con una distorsión armónica de 2,7 % y una variación del valor RMS del 4,3 %.

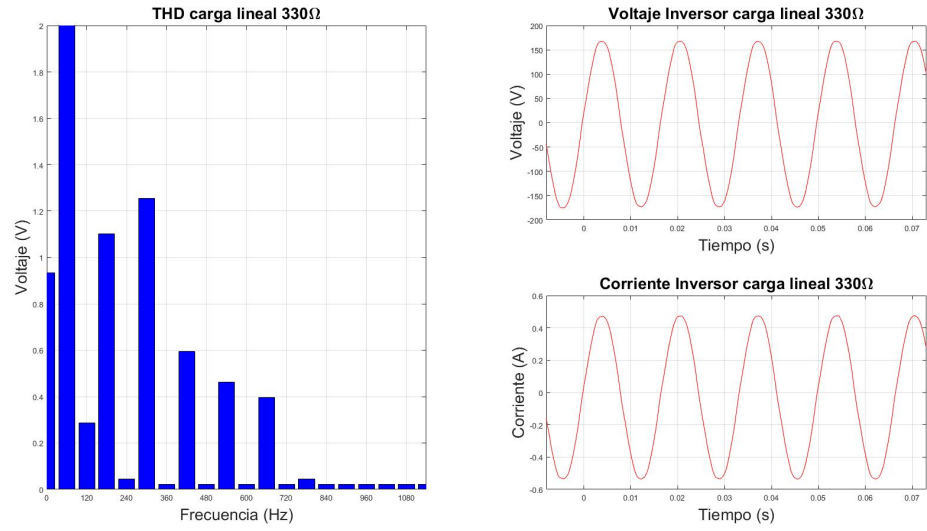


Figura 51: Resultados Inversor 330 Ω controlador analógico

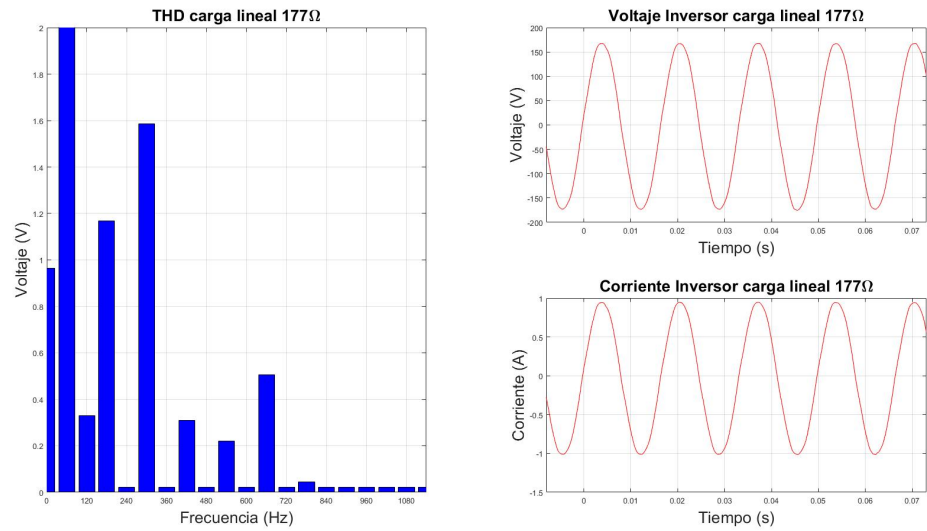


Figura 52: Resultados Inversor 177 Ω controlador analógico

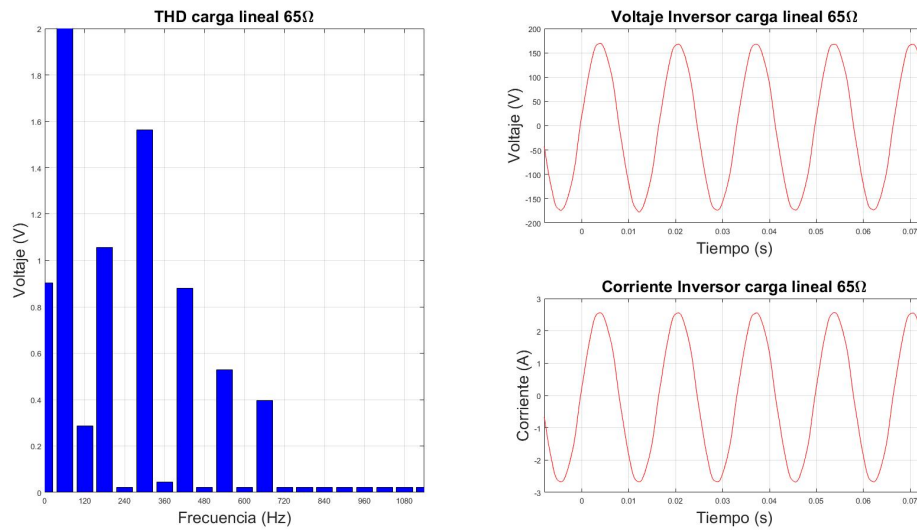


Figura 53: Resultados Inversor 65 Ω controlador analógico

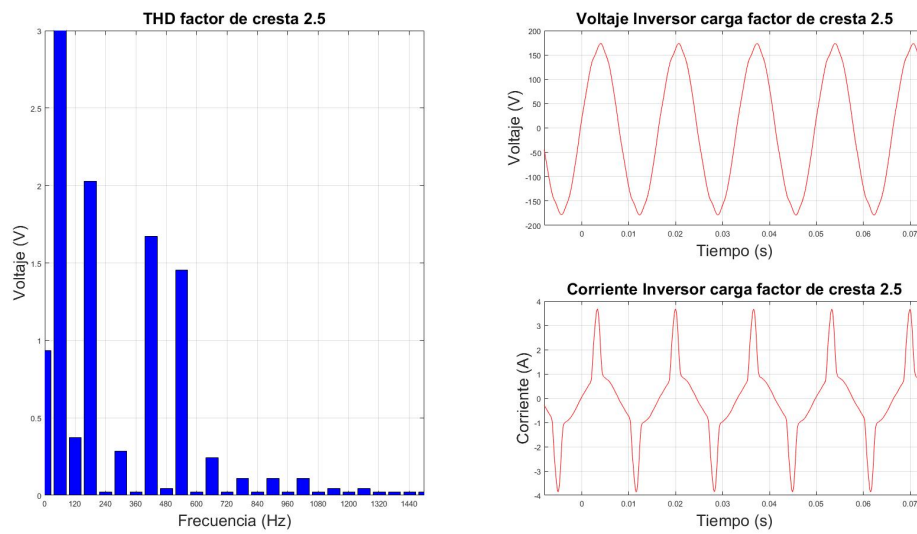


Figura 54: Resultados Inversor Factor de Cresta 2.5 controlador analógico



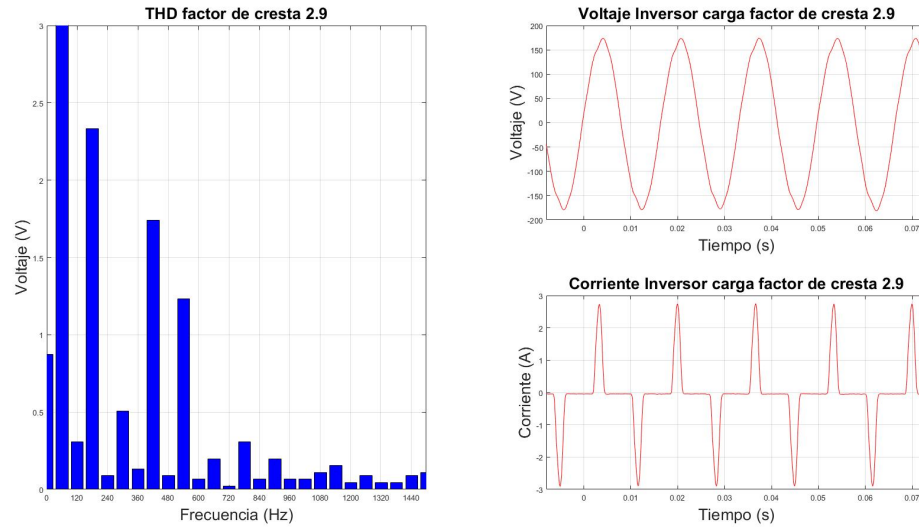


Figura 55: Resultados Inversor Factor de Cresta 2.9 controlador analógico

Las figuras 56, 57 y 58 denotan el comportamiento para el controlador digital con carga lineal, la desviación máxima de la frecuencia fue de 0,05 % con una distorsión armónica de 0,6 % y una variación del valor RMS del 0,8 %. Del mismo modo las figuras 59 y 59 muestran el desempeño del controlador para cargas no lineales, en el caso más crítico con una carga con factor de cresta de 2.9, la desviación máxima de la frecuencia fue de 0,05 % , la distorsión armónica fue de 2,8 % y una variación del valor RMS del 3,12 %.

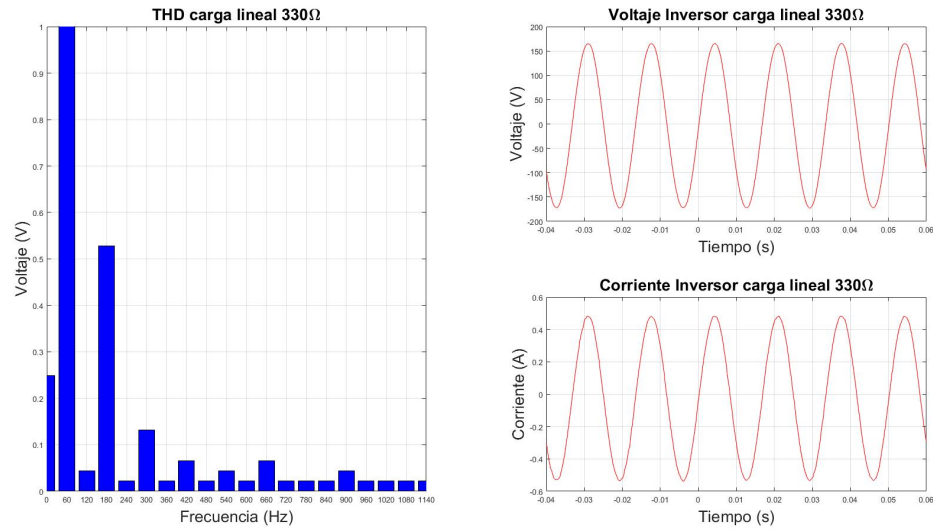


Figura 56: Resultados Inversor 330 Ω controlador digital

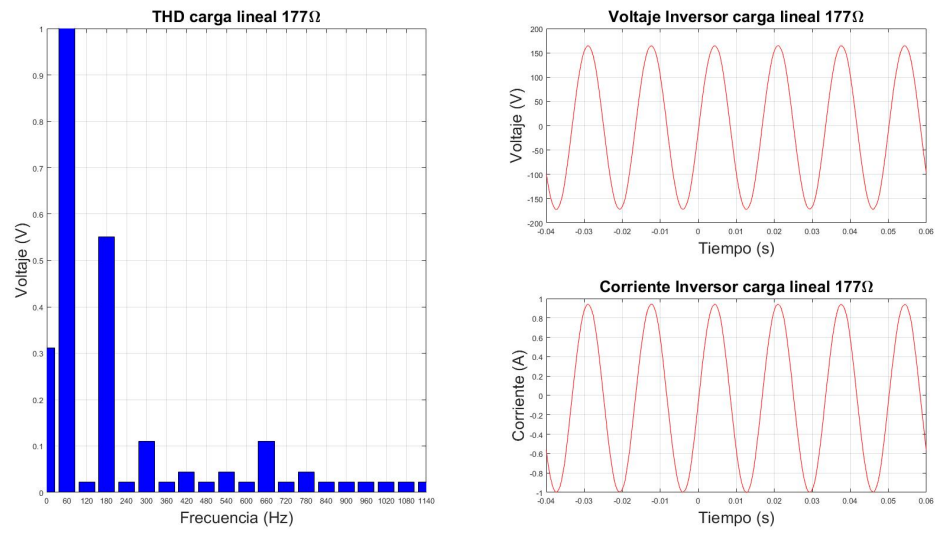


Figura 57: Resultados Inversor 177 Ω controlador digital

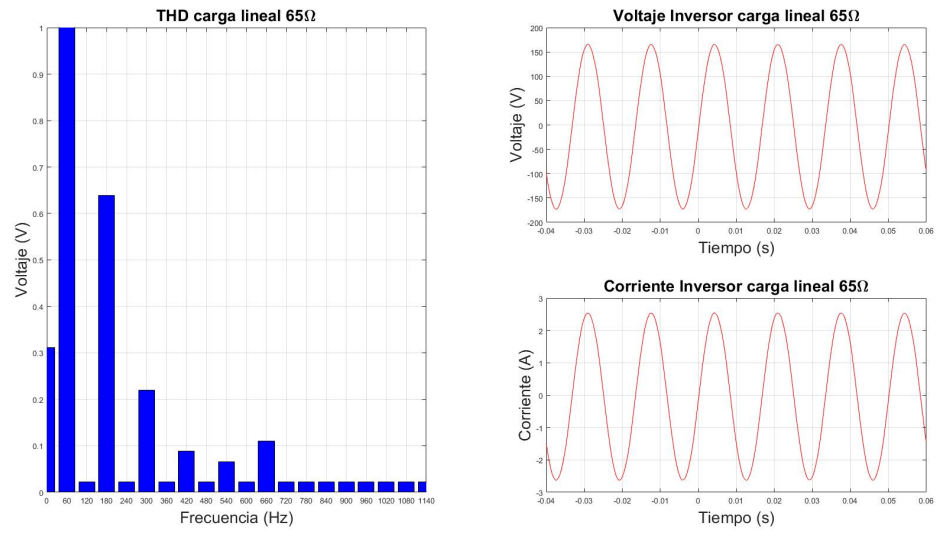


Figura 58: Resultados Inversor 65 Ω controlador digital

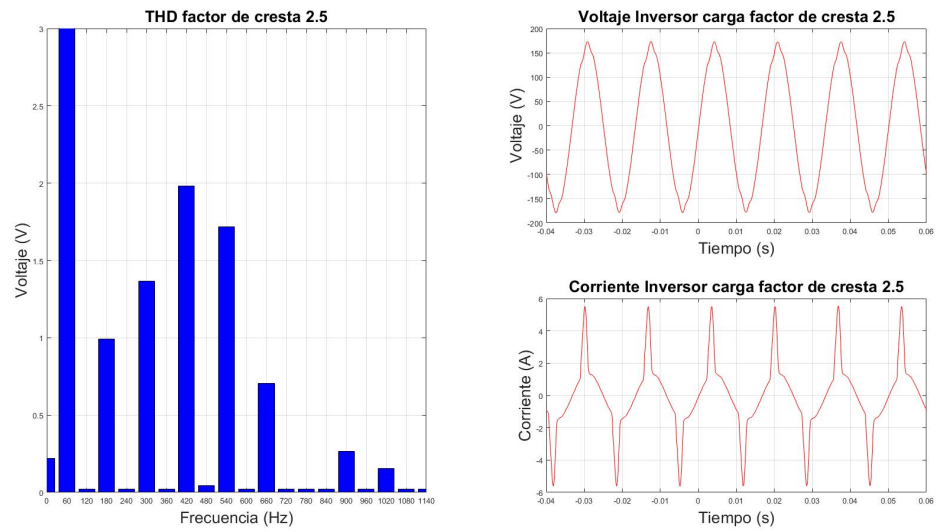


Figura 59: Resultados Inversor Factor de Cresta 2.5 controlador digital

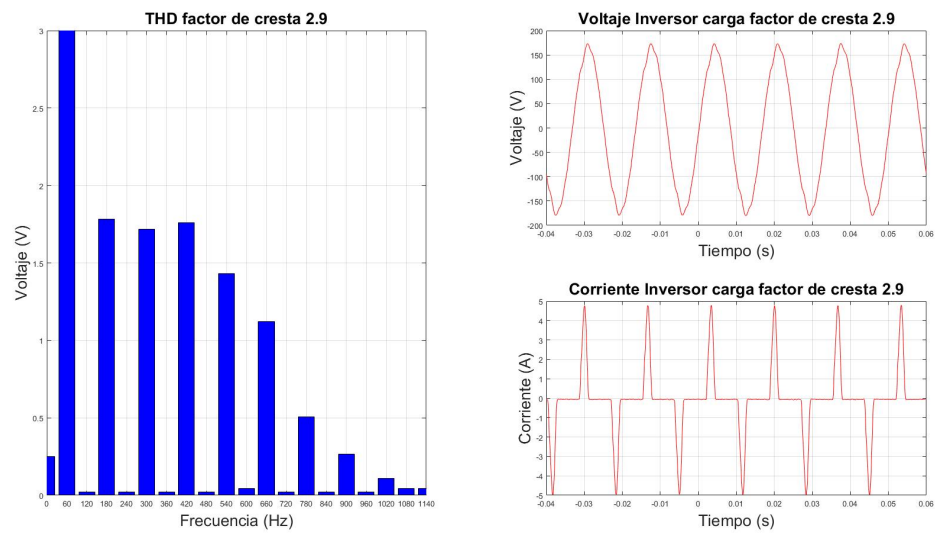


Figura 60: Resultados Inversor Factor de Cresta 2.9 controlador digital

La figura 61 muestra el instante en el que se conecta una carga no lineal con factor de cresta de 2.9 al sistema, el tiempo que tarda el controlador digital en recuperar la forma de onda a la salida del inversor es de 8.1 ms es decir menos del 50 % del periodo de la señal.

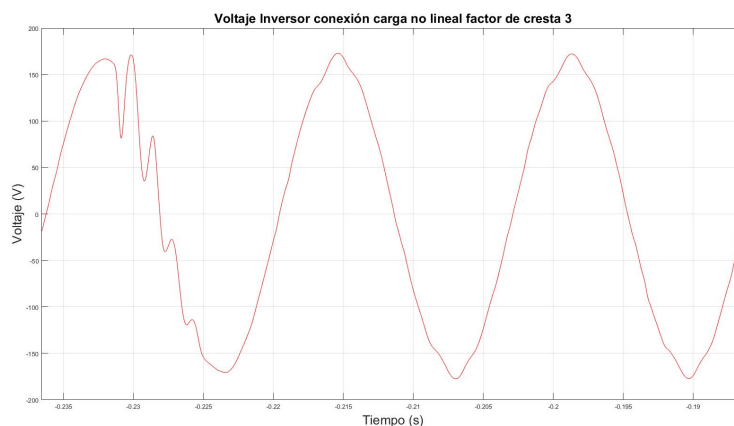


Figura 61: Resultados Inversor conexión carga no lineal

## 4.3 COMPARACIÓN DE CONTROLADORES

Las tablas 10 y 11 muestran los resultados finales tanto del sistema de control analógico como del digital, en esta tabla se evaluarán los resultados mostrados en la sección 4.2 para cada prueba realizada.

En el seguimiento de máxima potencia, el sistema de control analógico presenta un tiempo de respuesta más rápido que el sistema de control digital por 13.8 ms, no obstante al analizar el error cuadrático medio de la potencia generada por el panel con la potencia adquirida por el sistema con cada controlador, se determina que el controlador digital mejora en un 0,5 % este error, además, tiene la facilidad de adaptarse a cualquier cambio en los paneles dado que no solo utiliza voltaje y temperatura, si no también, cambia su punto de referencia según la potencia que se esté adquiriendo.

		MPPT	$E_{rms}$ MPPT
Sistema de Control Analógico	<i>Perfil panel 600W/m<sup>2</sup></i>	112,3W	1,59W – 1,4 %
	<i>Perfil panel 800W/m<sup>2</sup></i>	151,1W	1W – 0,65 %
	<i>Perfil panel 1000W/m<sup>2</sup></i>	188,22W	1,62W – 0,85 %
Sistema de Control Digital	<i>Perfil panel 600W/m<sup>2</sup></i>	112,9W	1W – 0,88 %
	<i>Perfil panel 800W/m<sup>2</sup></i>	151,1W	1,59W – 0,65 %
	<i>Perfil panel 1000W/m<sup>2</sup></i>	189,1W	0,77W – 0,4 %

Cuadro 10: Resultados seguimiento del punto de máxima potencia

Para comparar el desempeño de los controladores en el inversor, no solo se debe tener en cuenta el error cuadrático medio de la señal sinusoidal generada, si no también, variables como la distorsión armónica.

El comportamiento de la distorsión armónica frente a una carga lineal con el controlador digital presenta una mejora del 1,2 % respecto al controlador analógico, no obstante el sistema de control analógico muestra un desempeño mas alto frente a cargas no lineales con un 0,2 % menos de distorsión. El  $E_{rms}$  de la señal generada con el controlador analógico es ligeramente más bajo que el controlador digital con una diferencia de 20 mV en el peor caso.

		<i>THD</i>	<i>V<sub>rms</sub></i>	<i>Frecuencia</i>	<i>E<sub>rms</sub></i>
Sistema de Control Analógico	<i>Carga Lineal 330 Ω</i>	1,6 %	123.7 <i>V<sub>rms</sub></i>	60,012 <i>Hz</i>	4,11 <i>V</i> – 3,42 %
	<i>Carga Lineal 177 Ω</i>	1,7 %	123.4 <i>V<sub>rms</sub></i>	60,024 <i>Hz</i>	3,89 <i>V</i> – 3,24 %
	<i>Carga Lineal 65 Ω</i>	1,8 %	123.2 <i>V<sub>rms</sub></i>	60,048 <i>Hz</i>	3,57 <i>V</i> – 2,97 %
	<i>Carga No Lineal CF2,5</i>	2,5 %	123.2 <i>V<sub>rms</sub></i>	60,018 <i>Hz</i>	4,16 <i>V</i> – 3,47 %
	<i>Carga No Lineal CF2,9</i>	2,8 %	123.5 <i>V<sub>rms</sub></i>	60,033 <i>Hz</i>	4,48 <i>V</i> – 3,74 %
Sistema de Control Digital	<i>Carga Lineal 330 Ω</i>	0,5 %	120 <i>V<sub>rms</sub></i>	60,021 <i>Hz</i>	2,14 <i>V</i> – 1,78 %
	<i>Carga Lineal 177 Ω</i>	0,5 %	119.8 <i>V<sub>rms</sub></i>	60,026 <i>Hz</i>	1,89 <i>V</i> – 1,58 %
	<i>Carga Lineal 65 Ω</i>	0,6 %	120.2 <i>V<sub>rms</sub></i>	59,987 <i>Hz</i>	1,85 <i>V</i> – 1,54 %
	<i>Carga No Lineal CF2,5</i>	2,7 %	119.3 <i>V<sub>rms</sub></i>	59,958 <i>Hz</i>	4,04 <i>V</i> – 3,37 %
	<i>Carga No Lineal CF2,9</i>	3 %	119.9 <i>V<sub>rms</sub></i>	59,952 <i>Hz</i>	4,69 <i>V</i> – 3,91 %

Cuadro 11: Resultados de desempeño- Sistemas de control en el inversor

- Evaluación del costo computacional:

Al implementar la maquina de estados en el DSC se midió el tiempo de ejecución del sistema de control para evaluar el costo computacional. El cuadro 12 muestra los resultados de la prueba realizada.

	<i>Tiempo</i>
Mínimo	4.89 $\mu$ s
Típico	6.48 $\mu$ s
Máximo	7.11 $\mu$ s

Cuadro 12: Tiempo de ejecución - Maquina de estados

Para realizar la prueba se tomaron 300 datos, el histograma mostrado en la figura 62, muestra 6 estados de la maquina teniendo en cuenta que hay un estado en donde el sistema se apaga por completo .

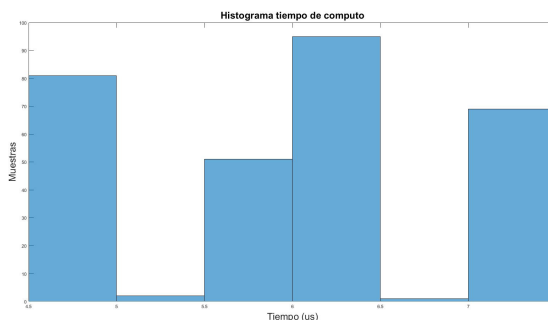


Figura 62: Histograma tiempo de ejecución - Maquina de estados

El tiempo de ejecución crítico es de 7.11  $\mu$ s, es decir, que el costo computacional es bajo en relación a la tarjeta usada en el desarrollo del proyecto, dado que representa el 35 % respecto al periodo de muestreo de 20  $\mu$ s. Por este motivo, se propone un DSC "DSPIC33EP512GP806" mas sencillo que permita la programación del sistema de control, además, reduzca los costos de implementación sin disminuir el rendimiento del controlador[11].

---

## CONCLUSIONES

---

Este trabajo de grado desarrolló un sistema de control digital para un sistema de energía solar fotovoltaico capaz de encontrar el máximo punto de potencia, generar una onda sinusoidal de  $60\text{Hz}$  y  $120$  voltios RMS y gestionar el arranque y todas las alarmas y protecciones del sistema empleando un único *DSC*.

El punto de máxima potencia se halló con éxito por medio de una nueva técnica de control que involucra la temperatura y el voltaje en un controlador *PI*, de igual forma se usa la corriente para ejecutar el algoritmo *P&O* que permita ajustar la referencia de seguimiento. El controlador presenta una pequeña oscilación alrededor del *MPP* debido al algoritmo *P&O*; sin embargo la potencia adquirida aumenta en  $1,2\%$  frente al controlador analógico. El método de *MPPT* se escogió con base en los resultados obtenidos en la co-simulación entre PSIM y MATLAB y los datos fueron convalidados con la implementación.

La estrategia de control digital utilizada para el inversor de medio puente presenta mejor desempeño que el controlador analógico frente a variaciones en la carga. Así mismo, presenta una distorsión armónica de  $2,7\%$  con una carga con factor de cresta de  $2.5$ , cumpliendo con las características planteadas en los objetivos.

El tiempo máximo de ejecución de la máquina de estados es de  $7.11\ \mu\text{s}$ , es decir, solo se utiliza el  $35\%$  de la CPU, se propuso otro *DSC* "DS-PIC33EP512GP806" que reduce el costo de implementación, además, tiene unas características de rendimiento menores a las del *DSC*-“TMS320F28335”. Sin embargo, no disminuye el rendimiento del controlador.

En cuanto a la comparación de los controladores se concluye que el sistema digital presenta un mejor rendimiento, no solo por que presenta ventajas de desempeño, si no también una reducción de costos económicos y de dimensiones.

Como trabajo futuro, se plantea hacer pruebas con baterías de mayor capacidad, además una prueba en campo con paneles solares para observar como se comporta el *MPPT*. Para el inversor de medio puente se propone implementar una estrategia de control de corriente que mejore la velocidad de respuesta del inversor. Por ultimo implementar el *boot – loader* que permita arrancar el sistema de control en el *DSC* sin tener de precargarlo desde un computador.

---

## ÍNDICE DE FIGURAS

---

1.	Sistema de energía solar fotovoltaico	4
2.	Topología Boost modificada	6
3.	Configuración medio puente	7
4.	Diagrama en bloques sistema de control general	7
2.	Esquemático modelo convertidor	8
3.	Circuito Estado Uno	9
4.	Circuito estado dos	9
5.	Representacion de la ecuacion (7)	10
6.	Representacion de la ecuacion (8)	10
7.	Representacion de la ecuacion (9)	10
8.	Representación del convertidor	11
9.	Modelo del panel solar	11
10.	Thevenin $I_{sc} R_p$	12
11.	Representación del panel en el <i>MPP</i>	12
12.	Modelo de panel reducido	13
13.	Representación simplificada del convertidor	13
14.	Co-simulación Planta-PSIM vs. Modelo-MATLAB	15
15.	Voltaje batería-Planta vs. Voltaje batería-Modelo	16
16.	Voltaje Panel-Planta vs. Voltaje panel-Modelo	17
17.	Algoritmo Perturbación y Observación	18
18.	<i>MPP</i> encontrado con el algoritmo <i>P&amp;O</i>	18
19.	Algoritmo Conductancia Incremental	19
20.	<i>MPP</i> encontrado con el algoritmo <i>CondInc</i>	19
21.	Diagrama en bloques control <i>PI</i> con ajuste de referencia	20
22.	CS6K-265M / Curvas I-V	20
23.	Respuesta entrada paso función de transferencia $V_{pnt}$	21
24.	Respuesta entrada paso $V_{pnt} + Controlador PI$	21
25.	<i>MPP</i> encontrado con controlador <i>PI + PO</i>	22
26.	Respuesta entrada paso función de transferencia $V_{bat}$	22
27.	Respuesta entrada paso $V_{bat} + Controlador PI$	23
28.	Respuesta sistema de control punto de flotación $V_{bat}$	23
29.	Diagrama de bloques control digital convertidor Boost modificado	24
30.	Diagrama de bloques sistema de control analógico Convertidor DC-DC	25
31.	Respuesta Controlador Analógico	25
32.	Configuración medio puente con perdidas y corriente de salida	26
33.	Circuito equivalente estado dos inversor	27
34.	Circuito equivalente estado uno inversor	27
35.	$V_{out}$ Planta vs. $V_{out}$ Modelo	29
36.	Diagrama en bloques control PI con acción Feedforward	29
37.	Respuesta entrada paso función de transferencia $V_{out}/\delta$	30
38.	Respuesta entrada paso $V_o + Controlador PI$	30
39.	Respuesta Voltaje salida Inversor con Controladores	31

40.	Diagrama en bloques controlador analógico - Inversor	32
41.	Máquina de estados- Sistema de control	33
42.	Circuito 1. Acondicionamiento Señales	34
43.	Circuito 2. Acondicionamiento Señal $V_{out}$	35
44.	Filtro <i>anti-aliasing</i>	35
45.	MPPT $600W/m^2$ controlador analógico	37
46.	MPPT $800W/m^2$ controlador analógico	37
47.	MPPT $1000W/m^2$ controlador analógico	37
48.	MPPT $600W/m^2$ controlador digital	38
49.	MPPT $800W/m^2$ controlador digital	38
50.	MPPT $1000W/m^2$ controlador digital	38
51.	Resultados Inversor $330\ \Omega$ controlador analógico	39
52.	Resultados Inversor $177\ \Omega$ controlador analógico	39
53.	Resultados Inversor $65\ \Omega$ controlador analógico	40
54.	Resultados Inversor Factor de Cresta 2.5 controlador analógico	40
55.	Resultados Inversor Factor de Cresta 2.9 controlador analógico	41
56.	Resultados Inversor $330\ \Omega$ controlador digital	41
57.	Resultados Inversor $177\ \Omega$ controlador digital	42
58.	Resultados Inversor $65\ \Omega$ controlador digital	42
59.	Resultados Inversor Factor de Cresta 2.5 controlador digital	43
60.	Resultados Inversor Factor de Cresta 2.9 controlador digital	43
61.	Resultados Inversor conexión carga no lineal	44
62.	Histograma tiempo de ejecución - Máquina de estados	45



---

## ÍNDICE DE CUADROS

---

1.	Parámetros de solución	14	
2.	Error cuadrático medio - Modelo vs. Planta no lineal	15	15
3.	Error pico - Modelo vs. Planta no lineal	15	
4.	Error cuadrático medio MPPT	24	
5.	Parámetros de solución	28	
6.	$E_{rms}, E_{pico}$ -Modelo vs. Planta Inversor	28	
7.	$E_{rms}, E_{pico}$ Inversor+Controladores	31	
8.	Rangos de voltaje - Señales adquiridas	34	
9.	Ecuaciones de diferencia controladores	36	
10.	Resultados seguimiento del punto de máxima potencia	44	44
11.	Resultados de desempeño- Sistemas de control en el inversor	45	45
12.	Tiempo de ejecución - Maquina de estados	45	

---

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [1] Natalia Esteve Gómez. Energización de las zonas no interconectadas a partir de las energías renovables solar y eólica. page 99, 2011.
- [2] Rajeshree Patil; Harsha anantwar. Comparative Analysis of Fuzzy Based MPPT for Buck and Boost Converter topologies for PV Application. pages 1479–1484, 2017.
- [3] Karim Eduardo, H A Y Alonso, Manuel Fernando, and Párraga Meneses. *Rectificador monofásicos con corrector de factor de Potencia*. 2008.
- [4] Marcelo Gradella Villalva and Ernesto Ruppert Filho. Dynamic analysis of the input-controlled buck converter fed by a photovoltaic array. *Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica*, 19(4):463–474, 2008.
- [5] K E Y Features. Datasheet- CS6K-265|270|275|280 p. 2008.
- [6] Trishan Esum and Patrick L. Chapman. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22(2):439–449, 2007.
- [7] David Sanz Morales. Maximum Power Point Tracking Algorithms for Photovoltaic Applications. *Science*, 411:82, 2010.
- [8] Mitsutoshi Ito, Reo Fujiwara, Ryunosuke Araumi, Takuma Yoshino, and Tomoki Yokoyama. Robust digital control of single phase PWM inverter using 3MHz multi sampling method with FPGA based hardware controller. *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC-ECCE Asia 2016*, 0(1):1098–1101, 2016.
- [9] Xuliang Hou. MODELING AND DIGITAL CONTROL OF A SINGLE-PHASE QUASI-Z-SOURCE INVERTER BASED ON TMS320F28335-DSP By Xuliang Hou.
- [10] Georgios D. Demetriades and Hans Peter Nee. Small-signal analysis of the half-bridge soft-switching uni-directional converter employing extended state-space averaging. *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2:385–391, 2008.
- [11] Microchip. DS-PIC33EP512GP806-16-Bit Microcontrollers and Digital Signal Controllers with High-Speed PWM , USB and Advanced Analog. 2012.