

# DESARROLLO DE UNA ESTRATEGIA DE CONTROL DIGITAL PARA UN SISTEMA DE ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICO

Andrés Felipe Córdoba Pacheco  
Trabajo de Grado Maestría  
Departamento de Ingeniería Electrónica  
Pontificia Universidad Javeriana - Bogotá

## I. 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

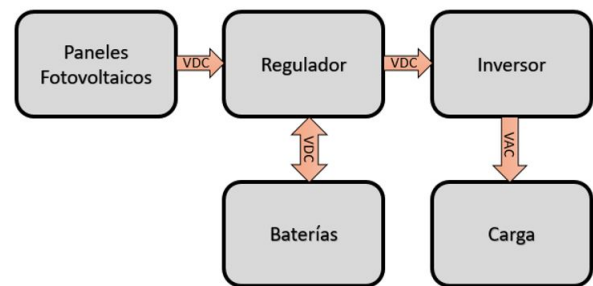


Fig. 1: Sistema de energía solar fotovoltaico

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 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.

La idea de este proyecto es desarrollar una estrategia de control digital, para un sistema de energía solar fotovoltaico, capaz de encontrar el máximo punto de potencia, generar una onda sinusoidal de  $60Hz$  y  $120$  voltios RMS.

## II. 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].

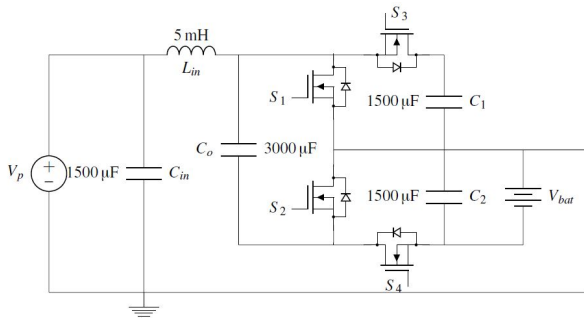


Fig. 2: Topología Boost modificada

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, 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.

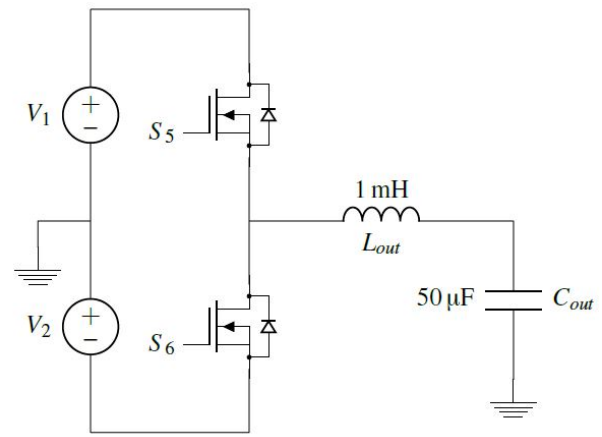


Fig. 3: Configuración medio puente

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.

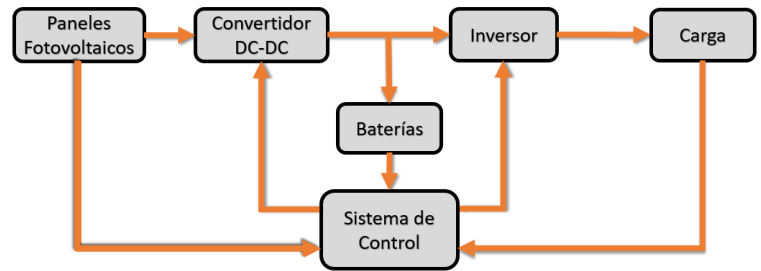


Fig. 4: Diagrama en bloques sistema de control general

### III. MODELADO DEL CONVERTIDOR

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. 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, la figura 2 muestra el circuito simplificado que representa el convertidor teniendo en cuenta que  $V_1 \approx V_2 \approx V_o$ .

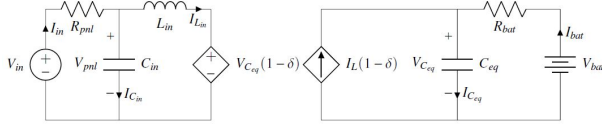


Fig. 2: Representación del convertidor Boost

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

- Para  $C_{in}$ :

$$\begin{aligned} \frac{V_{in} - V_{pnl}}{R_{pnl}} &= C_{in} \cdot \frac{dV_{pnl}}{dt} + I_L \\ \frac{dV_{pnl}}{dt} &= \frac{V_{in}}{R_{pnl} \cdot C_{in}} - \frac{I_L}{C_{in}} - \frac{V_{pnl}}{R_{pnl} \cdot C_{in}} \end{aligned} \quad (1)$$

- Para  $L_{in}$ :

$$\begin{aligned} V_{pnl} - V_{C_{eq}}(1 - \delta) &= L_{in} \cdot \frac{dI_{L_{in}}}{dt} \\ \frac{dI_{L_{in}}}{dt} &= \frac{V_{pnl}}{L_{in}} - \frac{V_{C_{eq}}(1 - \delta)}{L_{in}} \end{aligned} \quad (2)$$

- Para  $C_{eq}$ :

$$\begin{aligned} I_{L_{in}}(1 - \delta) + \frac{V_{bat} - V_{C_{eq}}}{R_{bat}} &= C_{eq} \cdot \frac{dV_{C_{eq}}}{dt} \\ \frac{dV_{C_{eq}}}{dt} &= \frac{I_{L_{in}}(1 - \delta)}{C_{eq}} - \frac{V_{C_{eq}}}{C_{eq} \cdot R_{bat}} + \frac{V_{bat}}{C_{eq} \cdot R_{bat}} \end{aligned} \quad (3)$$

Dadas las ecuaciones 1,2 y 3 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.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{V}_{pnl} \\ \dot{I}_{L_{in}} \\ \dot{V}_{C_{eq}} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{-1}{C_{in} \cdot R_{pnl}} & \frac{-1}{C_{in}} & 0 \\ \frac{1}{L_{in}} & 0 & \frac{(\delta^* - 1)}{L_{in}} \\ 0 & \frac{(1 - \delta^*)}{C_{eq}} & \frac{-1}{C_{eq} \cdot R_{bat}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{pnl} \\ I_{L_{in}} \\ V_{C_{eq}} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{in} \cdot R_{pnl}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{V_{C_{eq}^*}}{L_{in}} \\ 0 & \frac{1}{C_{eq} \cdot R_{bat}} & \frac{-I_{L_{in}^*}}{C_{eq}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{in} \\ V_{bat} \\ \delta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

$$Y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{pnl} \\ I_{L_{in}} \\ V_{C_{eq}} \end{bmatrix}$$

Con el modelo (4) se hallan las funciones de transferencia del sistema, de estas, tomamos las variables que se desean controlar, el voltaje de flotación de las baterías ( $V_{C_{eq}}$ ) y el voltaje de panel para el *MPP* ( $V_{pnl}$ ).

El sistema cuenta con tres entradas, sin embargo, la única entrada manipulable para controlar las variables  $V_{C_{eq}}$  y  $V_{pnl}$  es el ciclo útil ( $\delta$ ), por esta razón solo se tendrán en cuenta las ecuaciones 5,6 para la sintonización del controlador.

$$\frac{V_{pnl}}{\delta} = \frac{-30.76 M \cdot S - 42.85 G}{S^3 + 1553 \cdot S^2 + 376.1 k \cdot S + 187.6 M} \quad (5)$$

$$\frac{V_{C_{eq}}}{\delta} = \frac{-1435 \cdot S^2 + 4.915 M \cdot S + 653.3 G}{S^3 + 1553 \cdot S^2 + 376.1 k \cdot S + 187.6 M} \quad (6)$$

- 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 5, 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 3.

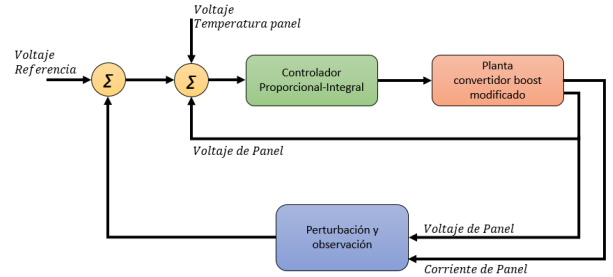


Fig. 3: Diagrama en bloques control *PI* con ajuste de referencia

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 50kHz. A continuación se presenta la planta discretizada y el controlador hallado, de igual forma la figura 4 muestra la respuesta paso y sus características.

$$\frac{V_{pnl}}{\delta} = \frac{-81.5 \mu \cdot z^2 - 2.153 \mu \cdot z + 79.18 \mu}{z^3 - 2.969 \cdot z^2 + 2.939 \cdot z - 0.9694} \quad (7)$$

$$\frac{\delta}{V_{error}} = \frac{-57.25 m \cdot z + 56.26 m}{z - 1} \quad (8)$$

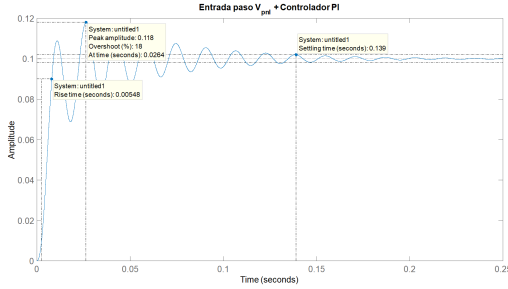


Fig. 4: Respuesta entrada paso  $V_{pnl} + Controlador PI$

En la figura 6 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, de igual forma la figura ?? muestra el error cuadrático medio frente a la potencia ideal.

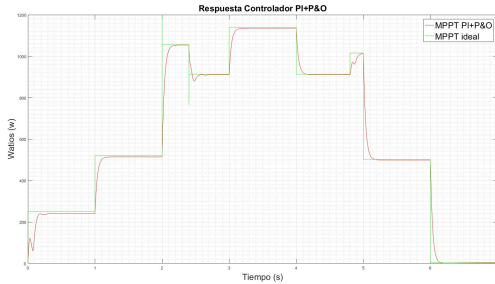


Fig. 5: *MPP* encontrado con controlador *PI + PO*

$E_{rms} PI+P\&O$
18,55 W - 2,55 %

Fig. 6: *MPP* encontrado con controlador *PI + P&O*

- 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.

La ecuación 6 describe los cambios del voltaje de baterías con respecto al ciclo útil, discretizando el sistema y teniendo las características de respuesta, 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 9, 10, así como sus

parámetros de desempeño desempeño en la figura 7 teniendo en cuenta la base de tiempo de es 50 kHz .

$$\frac{V_{bat}}{\delta} = \frac{-27.28 m \cdot z^2 + 56.51 m \cdot z - 29.22 m}{z^3 - 2.969 \cdot z^2 + 2.939 \cdot z - 0.9694} \quad (9)$$

$$\frac{\delta}{V_{ref}} = \frac{34.076 m \cdot z - 33.36 m}{z - 1} \quad (10)$$

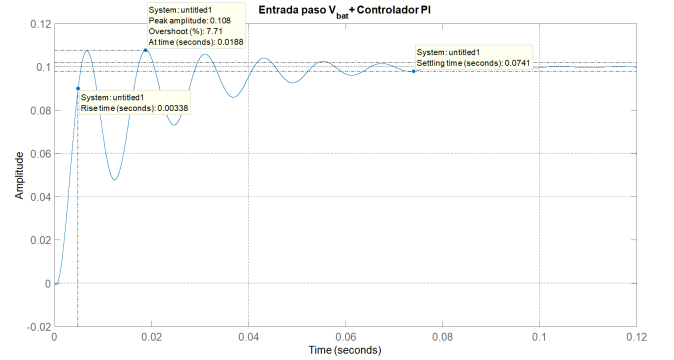


Fig. 7: Respuesta entrada paso  $V_{bat} + Controlador PI$

La figura 8 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.

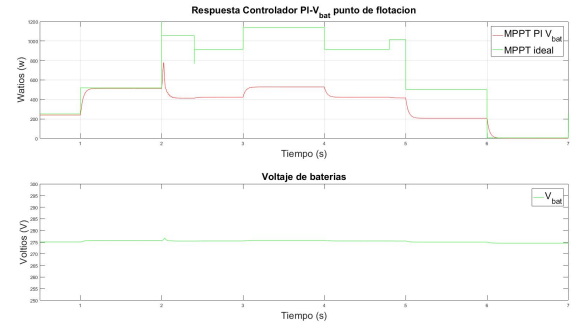


Fig. 8: Respuesta sistema de control punto de flotación  $V_{bat}$

#### IV. MODELADO DEL INVERSOR

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 9 [3].

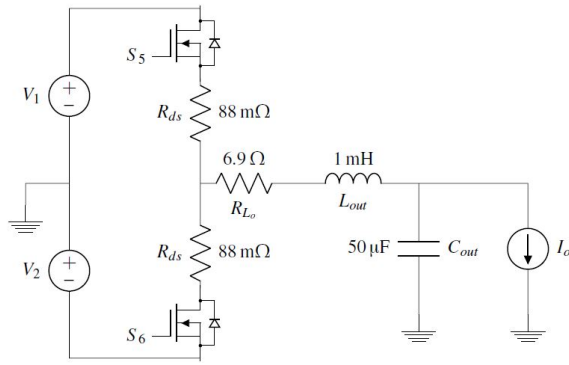


Fig. 9: Configuración medio puente con pérdidas y corriente de salida

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 facilidad 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  $C_{out}$  [4], [5]].

Planteando las ecuaciones de estado para  $L_o$  y  $C_{out}$ :

$$\begin{aligned}
 L_{out} \cdot \frac{dI_{L_o}}{dt} \cdot \delta + L_{out} \cdot \frac{dI_{L_o}}{dt} \cdot (1 - \delta) = \\
 (V_{in} - I_{L_o} \cdot (R_{ds} + R_{L_o}) - V_o) \cdot \delta + \\
 (-V_{in} - I_{L_o} \cdot (R_{ds} + R_{L_o}) - V_o) \cdot (1 - \delta) \\
 L_{out} \cdot \frac{dI_{L_o}}{dt} = V_{in} \cdot (2 \cdot \delta - 1) - I_{L_o} \cdot (R_{ds} + R_{L_o}) - V_o
 \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned}
 C_{out} \cdot \frac{dV_o}{dt} \cdot \delta + C_{out} \cdot \frac{dV_o}{dt} \cdot (1 - \delta) = \\
 (I_{L_o} - I_o) \cdot \delta + (-I_{L_o} - I_o) \cdot (1 - \delta) \\
 C_{out} \cdot \frac{dV_o}{dt} = I_{L_o} \cdot (2 \cdot \delta - 1) - I_o
 \end{aligned} \quad (12)$$

Las ecuaciones 11 y 12 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.

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{L_o} \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(R_{ds} + R_{L_o}) & -1 \\ \frac{L_{out}}{(2 \cdot \delta^* - 1)} & L_{out} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{L_o} \\ V_o \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{(2 \cdot \delta^* - 1)}{L_{out}} & 0 \\ 0 & -1 \\ 0 & \frac{C_o}{C_o} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_o \\ \delta \end{bmatrix} \quad (14)$$

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

Los cambios en el voltaje a la salida del inversor con respecto al ciclo útil son representados en la ecuación ??, 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 10 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.

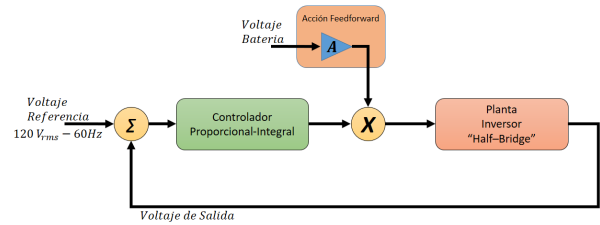


Fig. 10: Diagrama en bloques control PI con acción Feedforward

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 15 y 16.

$$\frac{V_o}{\delta} = \frac{1.3 \cdot z + 1.238}{z^2 - 1.864 \cdot z + 0.8696} \quad (15)$$

$$\frac{\delta}{V_{error}} = \frac{57.107 \mu \cdot z - 27.354 \mu}{z - 1} \quad (16)$$

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 11.

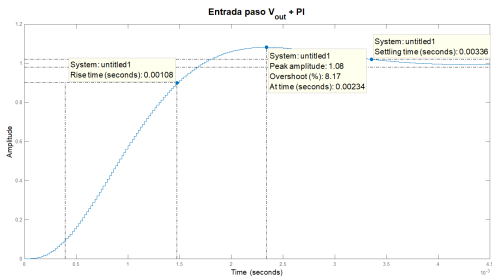


Fig. 11: Respuesta entrada paso  $V_o+$  Controlador  $PI$

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 17.

$$A = \frac{V_{MaxBat}}{V_{BatMedido}} \quad (17)$$

Con base en estos resultados se procede a hacer la simulación del controlador con y sin acción Feedforward, la figura 13 denota el resultado de la simulación y la respuesta que tiene al aplicar cambios en el voltaje de baterías, de igual forma la figura ?? presenta el error cuadrático medio y el error pico para cada controlador, confirmando que el feedforward mejora el desempeño.

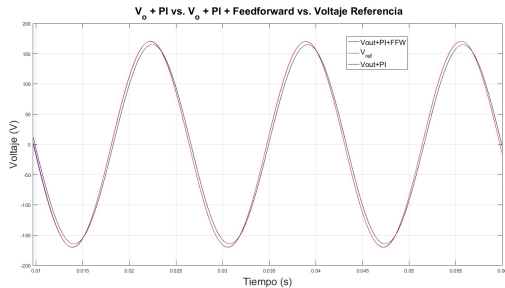


Fig. 12: Respuesta Voltaje salida Inversor con Controladores

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

Fig. 13: Respuesta Voltaje salida Inversor con Controladores

## V. CONCLUSIONES

- 1) 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 con un

error del 2.55%. El controlador presenta una pequeña oscilación alrededor del  $MPP$  debido al algoritmo  $P&O$ .

- 2) La estrategia de control digital utilizada para el inversor de medio puente presenta un error menor al 0.5% y un error pico de 2.37% y presenta un buen desempeño ante variaciones de carga y voltaje de rieles.

## REFERENCES

- [1] N. E. Gómez, "Energización de las zonas no interconectadas a partir de las energías renovables solar y eólica," p. 99, 2011. [Online]. Available: <http://www.javeriana.edu.co/biblos/tesis/eambientales/tesis121.pdf>
- [2] Rajeshree Patil; Harsha anantwar, "Comparative Analysis of Fuzzy Based MPPT for Buck and Boost Converter topologies for PV Application," pp. 1479-1484, 2017. [Online]. Available: <https://ieeexplore-ieee.org.ezproxy.javeriana.edu.co/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8358610>
- [3] M. Ito, R. Fujiwara, R. Araumi, T. Yoshino, and T. 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, vol. 0, no. 1, pp. 1098-1101, 2016.
- [4] X. Hou, "MODELING AND DIGITAL CONTROL OF A SINGLE-PHASE QUASI-Z-SOURCE INVERTER BASED ON TMS320F28335-DSP By Xuliang Hou."
- [5] G. D. Demetriades and H. P. 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, vol. 2, pp. 385-391, 2008.