

## Experiencia en el uso de la Lógica Difusa para el Control del Seguimiento del Punto de Máxima Potencia en Convertidores para Módulos Fotovoltaicos

Roberto F. Farfán<sup>a,\*</sup>, Carlos A. Cadena<sup>b</sup>, Luis T. Villa<sup>c</sup>

<sup>a</sup> Facultad de Ingeniería, INENCO (CONICET), U.N.Sa. Avda. Bolivia 5150 – Salta, Argentina.

<sup>b</sup> Facultad de Ciencias Exactas, INENCO (CONICET)-U.N.Sa. Avda. Bolivia 5150 – Salta, Argentina.

<sup>c</sup> Facultad de Ingeniería, U.N.Sa. Avda. Bolivia 5150 – Salta, Argentina.

### Resumen

En el siguiente trabajo se presenta un sistema experto de control difuso (FLC), desarrollado para la búsqueda del punto de máxima potencia en módulos fotovoltaicos. Los FLC se utilizan ampliamente en diferentes sistemas de control, debido a que un diseño adecuado permite combinar velocidad y precisión en el control. En el trabajo se realiza un análisis a través del cual se definen las variables de entrada y el conjunto de reglas que utilizará el FLC. Tal análisis consiste en validar un modelo de módulo fotovoltaico-convertidor DC-DC y plantear simulaciones, en donde se observe la variación de potencia fotovoltaica a medida que el convertidor cambia el punto de trabajo. La respuesta del FLC desarrollado se observa en simulaciones en donde se modela los módulos fotovoltaicos y el transitorio que impone el convertidor DC-DC. Estas últimas ponen de manifiesto que el control propuesto es adecuado y superior al que ofrecen un sistema convencional de búsqueda. En el trabajo se presentan medidas que indican que la respuesta del FLC desarrollado es adecuada bajo diferentes condiciones de irradiancia y temperatura, verificando su correcto funcionamiento. La implementación física final del FLC propuesto, se realiza por medio de un microcontrolador PIC de 32 bits. Copyright © 2015 CEA. Publicado por Elsevier España, S.L.U. Todos los derechos reservados

**Palabras Clave:** Lógica Difusa, FLC, Boost, Fotovoltaico.

### 1. Introducción

Los sistemas fotovoltaicos por muchos años se presentaron como una buena alternativa para la electrificación en lugares aislados y en la actualidad, pueden utilizarse como centrales eléctricas conectadas a la red de energía convencional (Mikati et al., 2012; Perez et al., 2013). El aprovechamiento óptimo de la energía que produce un conjunto de módulos fotovoltaicos, depende de parámetros internos relacionados con sus características constructivas y calidad de las celdas fotovoltaicas que lo conforman, como así también de parámetros externos como la irradiancia y la temperatura (De Soto et al., 2006). Por otro lado, también es importante el punto de trabajo que impone una carga al conectarse, ya que por lo general este punto no es el de potencia máxima. Es por ello que los sistemas desarrollados para el seguimiento del “punto de máxima potencia” (PMP) tienen un papel trascendente en el aprovechamiento óptimo de la energía solar (Mikati et al., 2012).

Los algoritmos de búsqueda de este punto están ampliamente estudiados y entre ellos se encuentran los que basan la lógica de control, en la variación de potencia y tensión del sistema

fotovoltaico, como el algoritmo “perturbar y observar” (P&O), muy utilizado por su simplicidad de funcionamiento (Esram y Chapman, 2007).

También se encuentran desarrollos basados en “algoritmo genético”, “algoritmos neurodifusos” (Chaouachi et al., 2010), como también en “lógica difusa” (Khaehintung y Sirisuk, 2004; Shakil y Ismail, 2010; Azzouzi, 2012). La aplicación de estos algoritmos varía en su complejidad y su velocidad de convergencia al PMP. Para algunas de estas aplicaciones se debe disponer de microcontroladores con determinadas características para realizar el cálculo.

En este trabajo se propone un algoritmo basado en lógica difusa para la búsqueda del punto de máxima potencia. Esta es una opción ampliamente utilizada en el control de sistemas, debido a que un diseño adecuado permite velocidad y precisión en la lógica de control. Las primeras aplicaciones desarrolladas en lógica difusa responden a los sistemas expertos de control difuso basado en reglas, conocidos como FLC (Fuzzy Logic Controllers). Los FLC son los algoritmos basados en lógica difusa más utilizados en control y son los que mayor éxito tuvieron (Del Brío y Sanz Molina, 1997). El desarrollo de la lógica de control de un FLC requiere de un tiempo de desarrollo antes de ponerlo en marcha, debido a que inicialmente se necesita volcar el conocimiento de la dinámica del sistema a controlar en su base de conocimiento. La correcta definición de este conjunto de

\* Autor en correspondencia.

Correos electrónicos: [fede\\_farfan@hotmail.com](mailto:fede_farfan@hotmail.com)

funciones y reglas asegura un buen funcionamiento del FLC en el sistema (Del Brío y Sanz Molina, 1997). Adquirir el conocimiento del sistema que se desea controlar, se logra por medio de datos que pertenecen al sistema o simulaciones que permitan obtener esta información.

Para el sistema desarrollado se utiliza como entrada la variación de potencia y corriente del módulo FV, para permitir una convergencia más rápida al PMP de acuerdo a la irradiancia que afecta al sistema. Se realiza un desarrollo completo de un sistema FLC y su aplicación final.

### 1.1. Modelo de Módulo Fotovoltaico.

El módulo fotovoltaico (FV) constituye la principal fuente de energía de una instalación autónoma fotovoltaica y es un producto que asocia un conjunto de celdas fotovoltaicas en serie y paralelo. En la Figura 1 se observa el modelo que se utiliza para representar un módulo FV en condiciones de iluminación, el mismo también puede utilizarse para representar una celda FV o un conjunto de módulos (Duffie y Beckman, 1991; Boyd et al., 2011; Rus-Casas, et al., 2014).

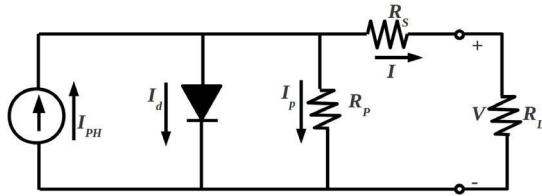


Figura 1: Modelo de módulo FV.

En el gráfico se identifica la diferencia de potencial entre los bornes del módulo con la variable  $V$ , y la corriente que puede entregar el mismo con la variable  $I$ . Las magnitudes involucradas en la Figura 1 se relacionan por medio de (1) y (2) (Duffie y Beckman, 1991; Almonacid et al., 2009; Boyd et al., 2011).

$$I = I_{ph} - I_0 \left( \exp\left(\frac{V + IR_s}{n_s V_t}\right) - 1 \right) - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (1)$$

$$V_t = \frac{nKT}{q} \quad (2)$$

En donde  $I_{ph}$  representa la corriente fotogenerada,  $I_0$  la corriente de saturación inversa,  $V_t$  el voltaje térmico dado por (2),  $n_s$  el número de celdas fotovoltaicas conectadas en serie en el módulo,  $R_s$  la resistencia serie,  $R_p$  la resistencia paralelo,  $T$  la temperatura de celda,  $K$  la constante de Boltzmann,  $e$  la carga del electrón,  $n$  factor de idealidad del diodo y  $R_L$  una resistencia que representa la carga que puede conectarse al módulo.

La energía que un módulo FV puede entregar se encuentra en función de variables externas al módulo, como la irradiancia, temperatura y parámetros internos, como su resistencia serie, resistencia paralelo, entre otros. El comportamiento de la corriente fotogenerada ( $I_{ph}$ ) se encuentra descrita por (3) (Villalva et al., 2009).

$$I_{ph} = (I_{phn} + \alpha_{isc}(T - T_n)) \frac{G}{G_n} \quad (3)$$

En donde  $T_n$  es la temperatura de condición estándar (298°K),  $I_{phn}$  la corriente fotogenerada a 1000W/m<sup>2</sup> y a  $T_n$ ,  $\alpha_{isc}$  el coeficiente de temperatura de corriente de cortocircuito (A/°K) y

$G_n$  la irradiancia con un valor de 1000 W/m<sup>2</sup>. La corriente de saturación inversa también puede modelarse, definiéndose la misma en (4) (Villalva et al., 2009; Boyd et al., 2011).

$$I_0 = I_{0n} \left( \frac{T}{T_n} \right)^3 \exp \left( \frac{1}{k} \left( \frac{E_g(T_n)}{T_n} - \frac{E_g(T)}{T} \right) \right) \quad (4)$$

En donde  $I_{0n}$  es la corriente de saturación inversa a 1000W/m<sup>2</sup> y a  $T_n$ ,  $E_g$  la energía del gap del semiconductor. La energía del gap tiene dependencia con la temperatura de celda, (5) describe su variación, en donde  $E_{g_n}$  es 1,121 eV.

$$\frac{E_g}{E_{g_n}} = 1 - 0,0002677(T - T_n) \quad (5)$$

El voltaje térmico definido en (2) se encuentra relacionado con la temperatura de celda y su variación se puede asociar al voltaje térmico obtenido de las condiciones ideales como se observa en (6).

$$\frac{V_t}{V_{tn}} = \frac{T}{T_n} \quad (6)$$

En el modelo de módulo FV se observan dos resistencias, serie y paralelo. Si bien la variación de ambas resistencias se encuentra influenciada por la temperatura y la irradiancia, la resistencia serie se toma constante ya que su variación no afecta de forma relevante la energía máxima que un módulo puede entregar, mientras que  $R_p$  varía como se observa en (7) (De Soto et al., 2006; Boyd et al., 2011).

$$\frac{R_p}{R_{pn}} = \frac{G_n}{G} \quad (7)$$

Se observa que la temperatura de celda es una variable importante en el modelado del módulo FV. Una solución práctica para su determinación se encuentra en la utilización de ecuaciones empíricas, como la que se observa en (8) (Almonacid et al., 2009).

$$T_c = T_m + \frac{G}{G_n} \Delta T \quad (8)$$

En donde  $T_m$  indica la temperatura de módulo en su superficie posterior, expresada en grados centígrados y  $\Delta T$  la diferencia de temperatura entre el vidrio del módulo y el Tedlar®. Es usual tomar para esta última el valor de 3 °C (Almonacid et al., 2009).

### 1.2. Convertidor Boost.

Para la búsqueda del PMP, los sistemas de seguimiento utilizan en general circuitos electrónicos conmutados de alta frecuencia. Estos convertidores DC-DC permiten modificar la potencia de salida de los módulos FV en función de una señal modulada. En el trabajo se implementó un convertidor Boost, el mismo puede operar en un amplio rango de frecuencias a partir de los 20 kHz.

El convertidor Boost conecta los módulos FV con el conjunto de baterías. Los módulos actúan como una fuente de corriente conectada en la entrada del convertidor, mientras que la batería mantiene una tensión constante en la salida. En la Figura 2 se observa un esquema circuital del convertidor Boost, inmerso en un sistema FV formado por módulos y baterías.

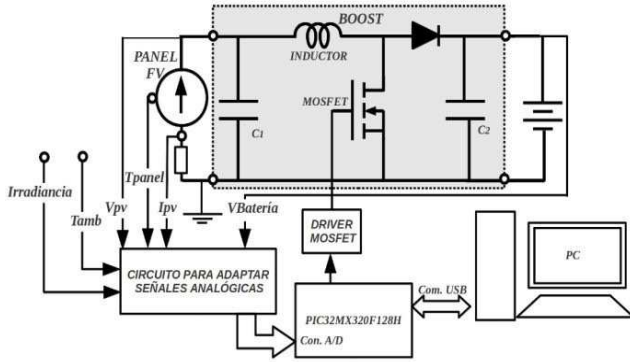


Figura 2: Esquema del circuito implementado para los diferentes ensayos.

El funcionamiento del convertidor puede dividirse en dos partes; cuando el MOSFET conduce corriente o está cerrado y cuando no conduce corriente o está abierto. Este actúa como un interruptor, al cerrarse polariza el diodo en inversa, produciendo almacenamiento de energía en el inductor debido al crecimiento lineal de la corriente (Hart, 2001). Al abrirse, el diodo se polariza en forma directa conectando el inductor y la batería, la energía que adquiere el inductor en el proceso de carga se almacena en la batería.

En la bibliografía se presentan diferentes métodos para determinar una relación entre la tensión de entrada y la tensión de salida del convertidor. Del planteo de las ecuaciones para el convertidor Boost, bajo las condiciones de operación en régimen permanente, teniendo en cuenta que el inductor en todo momento permanece con corriente, la tensión de salida es constante y los componentes ideales, se obtiene una expresión sencilla que vincula la entrada y salida del convertidor (Hart, 2001). En (9) se observa la relación entre la tensión del módulo FV ( $V_{FV}$ ) y la tensión de la batería ( $V_{BAT}$ ) (Di Piazza et al., 2008).

$$V_{FV} = V_{BAT} (1 - D) \quad (9)$$

La señal modulada de entrada en el MOSFET tiene un periodo (T) fijo, generalmente un porcentaje de este tiempo el transistor conduce y el resto permanece abierto. Este porcentaje de tiempo está relacionado con la variable D inserta en la expresión (9) denominada “duty cycle” y puede variar entre cero y uno. El tiempo de conducción se determina del producto  $D \cdot T$ , mientras que el tiempo de corte es  $(1-D) \cdot T$ . La señal modulada puede ser generada de diferentes maneras. En el trabajo se utilizó un microcontrolador, el cual también cumple la función de sensar diferentes magnitudes del sistema FV y almacenar las mismas en una PC, como se observa en la Figura 2.

En cuanto al diseño del convertidor, es necesario cumplir con determinadas condiciones, como la que se observa en (10) (Di Piazza et al., 2008).

$$L_{\min} \geq \frac{V_{BAT} (1 - D)^2 D}{2 f \Delta I_{FV}} \quad (10)$$

Esta última expresión permite calcular la inductancia mínima para un adecuado funcionamiento del convertidor, en donde  $f$  representa la frecuencia de conmutación,  $V_{BAT}$  la tensión de salida del convertidor,  $\Delta I_{FV}$  puede fijarse a partir del cálculo que

consiste en obtener el 10% de la corriente de máxima potencia para una irradiancia de  $500 \text{ W/m}^2$ .

### 1.3. Transitorio del sistema convertidor.

La expresión (9) ofrece un resultado sencillo y práctico si se desea realizar un primer análisis del convertidor. Sin embargo, el convertidor impone una dinámica que debe analizarse en el transitorio del sistema. Al realizar un análisis de circuitos eléctricos en el convertidor Boost, en el modo corriente de inductor continuo, se obtiene el modelo espacio de estados señal pequeña promediada. Este modelo se encuentra descrito por medio de las siguientes expresiones (Xiao et al., 2007).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{PV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_1} & \frac{1}{r_{PV} C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{PV} \\ \hat{v}_{PV} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -V_{BAT} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d} \quad (11)$$

$$\hat{y} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{PV} \\ \hat{v}_{PV} \end{bmatrix} \quad (12)$$

En la expresión (11),  $\hat{d}$  representa el cambio producido en la variación del “duty cycle” de la forma (1-D),  $\hat{i}_L$  representa el pequeño incremento de la corriente en el inductor,  $\hat{v}_{PV}$  la pequeña variación de tensión en el módulo FV y  $R_L$  la resistencia en el inductor (Xiao et al., 2007). La relación no lineal entre la tensión y corriente del módulo FV se encuentra representada en la resistencia dinámica  $r_{PV}$ . La resistencia dinámica  $r_{PV}$  es un parámetro que varía en el tiempo y que depende del punto de operación en el que se está trabajando en la curva I-V ( $\hat{v}_{PV}, \hat{i}_{PV}$ ) (Di Piazza et al., 2008). La expresión para el cálculo de  $r_{PV}$  puede obtenerse derivando la expresión (1), como se observa en la siguiente expresión (Di Piazza et al., 2008).

$$r_{PV} = \frac{\partial v_{PV}}{\partial i_{PV}} = \frac{-V_t - I_0 R_s e^{\frac{v_{PV} + i_{PV} R_s}{V_t}}}{I_0 e^{\frac{v_{PV} + i_{PV} R_s}{V_t}}} \quad (13)$$

La expresión (13) se obtiene idealizando el problema, despreciando el término de la expresión (1) que está dividida por  $R_p$ . Para el modelo utilizado, suele aproximarse la resistencia dinámica  $r_{PV}$  por medio de la siguiente expresión (Xiao et al., 2007; Di Piazza et al., 2008).

$$r_{PV} = \frac{\hat{v}_{PV}}{\hat{i}_{PV}} \quad (14)$$

Partiendo de las expresiones (11) y (12), puede obtenerse la función de transferencia entre la variación de tensión en el módulo FV ( $\hat{v}_{PV}$ ) y la variación en el “duty cycle” ( $\hat{d}$ ). Debido a que  $r_{PV}$  cambia en cada punto de trabajo de acuerdo a la curva I-V, la función de transferencia también varía. En la siguiente expresión describe la función de transferencia mencionada (Di Piazza et al., 2008).

$$G_{v_{PV}} = \frac{K_0}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} \quad (15)$$

$$K_0 = \frac{V_{BAT}}{LC_1} \quad (16)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{-r_{pV} + R_L}{-r_{pV} LC_1}} \quad (17)$$

$$\xi = \frac{-r_{pV} R_L C_1 + L}{2r_{pV} LC_1 \omega} \quad (18)$$

El estudio de la función de transferencia permite mejorar la técnica de control a través de la determinación de un adecuado tiempo de muestreo ( $t_m$ ). En diferentes trabajos se analiza que un adecuado tiempo de muestreo, se obtiene analizando el transitorio del sistema. Partiendo de la función de transferencia, puede obtenerse un tiempo  $t_\epsilon$  que se utiliza como referencia para el tiempo de muestreo (Femia et al., 2005).

$$t_\epsilon \cong -\frac{2V_{mp} C_1}{I_{mp}} \ln(\epsilon) \quad (19)$$

La variable  $\epsilon$  se encuentra relacionada con la oscilación de la potencia en el transitorio del sistema en los cambios de “duty cycle”, un valor adecuado para esta variable puede considerarse 0,1. El tiempo de muestreo debe ser mayor que el tiempo  $t_\epsilon$  (Femia et al., 2005).

## 2. Ensayo de módulos FV.

En el trabajo se realizaron ensayos de un conjunto de módulos FV, con medidas directas de irradiancia global, temperatura ambiente y medidas indirectas de temperatura de celda. Los ensayos se realizaron en el campo del INENCO, ubicado en U.N.Sa., en la ciudad de Salta Capital (latitud:-24.7, longitud:-65.4, altura: 1200 msnm), Argentina (Figura 3).



Figura 3: Ubicación de la provincia de Salta.

### 2.1. Medidas y simulaciones. Curvas I-V.

Para los ensayos se utilizaron dos módulos FV de 80WP y marca SOLARTEC®, modelo KS80.

Tabla 1. Información que brinda el fabricante a 1000W/m<sup>2</sup> y T<sub>c</sub>=25°C.

V <sub>OC</sub> (V)	I <sub>SC</sub> (A)	V <sub>MP</sub> (V)	I <sub>MP</sub> (A)
21.7	5.01	17.4	4.60

Estos se conectaron en paralelo y se realizaron medias de sus curvas I-V. La información obtenida de los ensayos permite

determinar los parámetros pertenecientes al conjunto. Por medio de estos datos se pueden realizar simulaciones utilizando el modelo descrito, bajo distintas condiciones de irradiancia y temperatura. En la Figura 4 se observa los módulos FV ensayados.

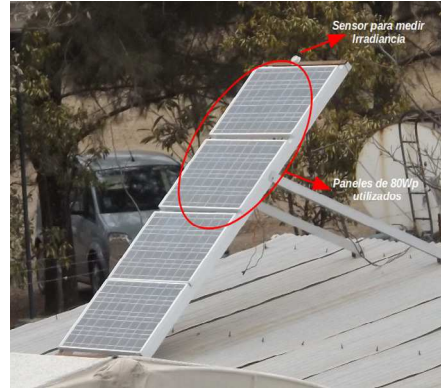


Figura 4: Módulos FV utilizados en los ensayos.

La curva I-V de un conjunto puede definirse como la cédula de identidad del grupo de celdas, ya que por medio de la misma se obtienen los parámetros que brindan información acerca de sus características eléctricas, I<sub>ph</sub>, I<sub>0</sub>, R<sub>s</sub>, R<sub>p</sub> y V<sub>t</sub>. La corriente I<sub>ph</sub> puede aproximarse a I<sub>cc</sub>, pero el resto no pueden medirse de forma directa, de manera que su obtención puede realizarse a través de diferentes métodos. De los diferentes métodos que en la bibliografía se mencionan, se implementó el que utiliza solo tres puntos de la curva I-V; el de tensión de circuito abierto (V=V<sub>oc</sub> e I=0A), el de corriente de corto circuito (V=0V e I=I<sub>cc</sub>) y el de máxima potencia (V=V<sub>mp</sub> e I=I<sub>mp</sub>). Esta información complementada con (1), la derivada de (1) aplicada en los puntos de corriente de corto circuito y tensión de circuito abierto, brindan el conjunto de ecuaciones mediante la cual se puede realizar el cálculo de los parámetros (Remus Teodorescu y Rodríguez, 2007). La búsqueda de una solución para este conjunto de ecuaciones, suele realizarse a través de algoritmos iterativos, en el trabajo se implementó el método de Aproximaciones Sucesivas.

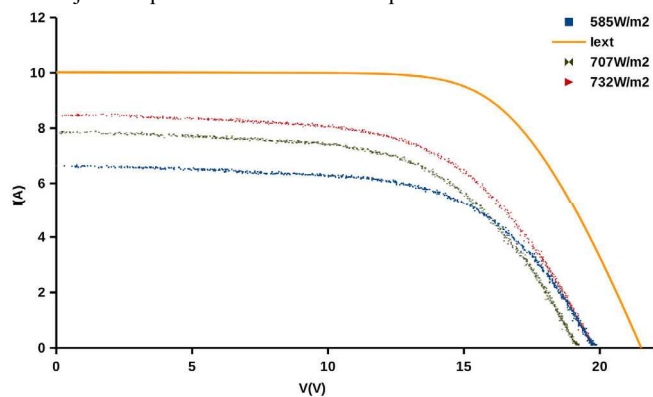


Figura 5: Curvas I-V medidas y valores extrapolados a 1000W/m<sup>2</sup> y 25 °C.

Para la obtención de los parámetros bajo condiciones estándar es necesario extrapolar los tres puntos antes mencionados de la curva I-V medida a condiciones estándar, para ello se implementó el método descrito en (King et al., 2004). El trazado de las curvas

se realizó utilizando el circuito descrito en la Figura 2, utilizando el convertidor Boost, variando su ciclo de trabajo de 0 al 100%. El trazado de la curva se inicia sensando la irradiancia y la temperatura en la cara posterior del módulo y por cada valor de “duty cycle”, se promedia diez veces la tensión y corriente entregada por los módulos. En la Figura 5 se observa la curva I-V de los módulos FV conectados en paralelo utilizado, medido bajo diferentes condiciones de irradiancia y temperatura de celda, 732W/m<sup>2</sup> a 52 ° C, 707W/m<sup>2</sup> a 52 ° C y 585W/m<sup>2</sup> a 47°C.

Los puntos provenientes de las curvas I-V de los módulos FV medidos en un día sin nubosidad y en el mediodía solar, se extrapoló a una irradiancia de 1000W/m<sup>2</sup> y a una Temperatura de celda de 25°C (condiciones estándar). La información obtenida se muestra en la Tabla 2.

Tabla 2. Medidas extrapoladas a 1000W/m<sup>2</sup> y T<sub>c</sub>=25°C.

V <sub>OC</sub> (V)	I <sub>SC</sub> (A)	V <sub>MP</sub> (V)	I <sub>MP</sub> (A)
21.5	10.02	16.44	8.71

La información entregada por la curva IV extrapolada permite encontrar los parámetros aproximados del conjunto ensayado, utilizando el algoritmo descrito en Remus Teodorescu y Rodríguez, 2007, cuyos resultados se observan la Tabla 3.

Tabla 3. Parámetros obtenidos de los módulos a 1000W/m<sup>2</sup> y T<sub>c</sub>=25°C.

R <sub>S0</sub> (Ω)	R <sub>P0</sub> (Ω)	V <sub>tm</sub> (V)	I <sub>phn</sub> (A)	I <sub>0n</sub> (A)
0.33	683	0.031	10.03	43*10 <sup>-9</sup>

Los parámetros obtenidos brindan toda la información del conjunto de módulos FV bajo condiciones ideales. Estos datos se utilizan para completar el modelo descrito inicialmente y permite proyectar simulaciones del comportamiento del conjunto de módulos bajo diferentes condiciones de irradiancia, temperatura y carga.

La irradiancia y la temperatura de celda afectan de manera directa la variación de estos parámetros, es por ello que para cada par puede obtenerse una curva I-V diferente (Rus-Casas, et al., 2014). En la Figura 6 se observa la simulación de las curvas I-V del conjunto, bajo la influencia de diferentes valores de irradiancia, 600 W/m<sup>2</sup>, 800W/m<sup>2</sup> y 1000W/m<sup>2</sup>.

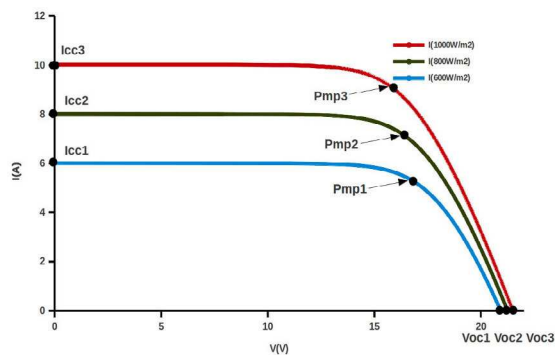


Figura 6: Curvas I-V a temperatura constante e irradiancia variable.

En la Figura 7 se observa la información obtenida de la simulación plasmada en la curva P-V, donde se aprecia con

mayor claridad la ubicación del punto de máxima potencia. Para las curvas se mantuvo constante la temperatura de celda a 25°C.

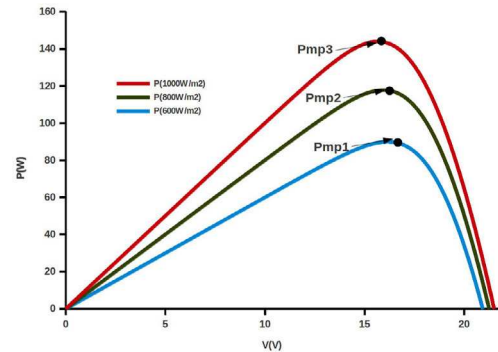


Figura 7: Curvas P-V a temperatura constante e irradiancia variable.

### 3. Algoritmo convencional de búsqueda del PMP.

Los métodos desarrollados para la búsqueda del PMP utilizan como señal actuante de control, la variable “duty cycle”, ya que su cambio permite modificar la tensión de trabajo del conjunto de módulos. En (9) se observa la relación entre las variables mencionadas. De acuerdo la curva P-V de un conjunto de módulos, el cambio del “duty cycle” permite un cambio en la potencia entregada. La diferencia entre los métodos existentes de control para un conversor DC-DC definido, se encuentra en la estrategia utilizada, que por lo general combina velocidad y estabilidad en el proceso de búsqueda.

El algoritmo P&O se encuentra entre los métodos más utilizados para la implementación de un seguidor de máxima potencia. Su utilización se debe a su simplicidad de funcionamiento y baja complejidad para su implementación final (Esram y Chapman, 2007). El método utiliza como variables de entrada el sensado de la tensión y corriente del conjunto de módulos FV y su funcionamiento no depende del arreglo o de la potencia del conjunto. En la Figura 8 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo P&O.

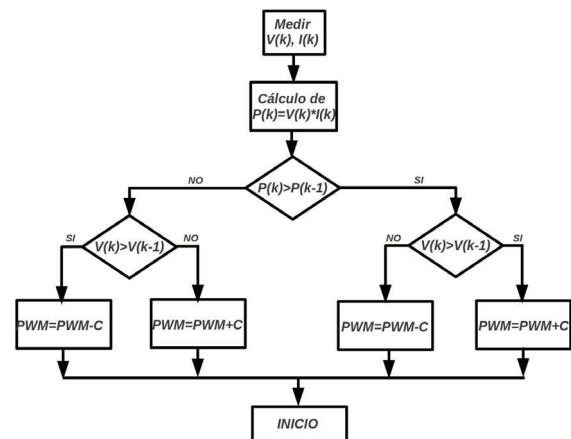


Figura 8: Diagrama de flujo del algoritmo P&O.

En el diagrama se observa que cada decisión del algoritmo necesita de la medida mínima de dos puntos de la curva P-V del conjunto de módulos. La constante C en el diagrama de flujo es la perturbación o el tamaño del paso entre distintos punto de la curva P-V. Esta variable es fundamental en la velocidad de



convergencia del algoritmo. Mientras sea pequeña, la velocidad de convergencia será menor, sin embargo esta condición es necesaria en los puntos cercanos al de máxima potencia. El método ofrece una solución práctica al planteo del seguimiento, sin embargo las características del control descrita lleva a mantener oscilaciones constantes alrededor del PMP, provocando pérdidas en la precisión en los cambios repentinos de irradiancia (Khaehintung y Sirisuk, 2004).

### 3.1. Necesidad de lógica Difusa.

Los cálculos que se realiza en un FLC implementado como lógica de control para un sistema de seguimiento, es mayor que el realizado un algoritmo implementando el método P&O. Sin embargo su velocidad de convergencia es mayor y las fluctuaciones en el punto de máxima potencia menores. (Khaehintung y Sirisuk, 2004; Azzouzi, 2012).

Los FLC implementados como lógicas de control en los sistemas de seguimiento, suelen utilizar dos variables de entrada; la “pendiente” de la curva P-V ( $E$ ) del conjunto de módulos FV y su variación ( $\Delta E$ ). El cambio de “duty cycle” en el proceso de búsqueda, produce una variación en la medida de la pendiente. En los alrededores del punto de máxima potencia la pendiente cambia de signo, esto indica si el “duty cycle” debe aumentar o disminuir al realizarse el seguimiento. Una aproximación para el cálculo de la “pendiente” puede realizarse a partir de (20).

$$E(n) = \frac{\partial P}{\partial V}(n) = \frac{P(n) - P(n-1)}{V(n) - V(n-1)} \quad (20)$$

La variación de la pendiente se aproxima a cero en inmediaciones del PMP. Esta variable indica si el punto de trabajo actual es el buscado, es por ello que la misma también se utiliza como variable de entrada. En (21) se define la misma (Esram y Chapman, 2007; Shakil y Ismail, 2010).

$$\Delta E(n) = E(n) - E(n-1) \quad (21)$$

Diferentes autores utilizan para el diseño del FLC, funciones triangulares para la fuzzificación, regla del mínimo para la implicación, funciones triangulares para el conjunto de salida y una defuzzificación por media de centros.

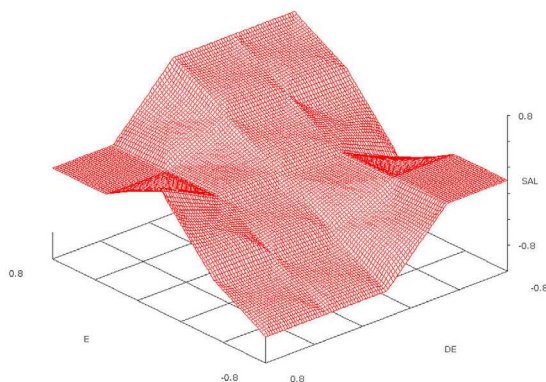


Figura 9: Plano de control de un FLC diseñado para el seguimiento.

Para tomar una decisión en la búsqueda del punto de máxima potencia, el FLC necesita la información de tres puntos de la

curva P-V como mínimo. Esta información genera una salida que actúa como ganancia, se vincula con el “duty cycle” y permite modificar la potencia en la búsqueda. La respuesta que brinda un FLC en su salida está descrita por el plano de control, como el que se observa en la Figura 9, diseñado para utilizarse en sistemas de seguimiento (Esram y Chapman, 2007; Shakil y Ismail, 2010).

La utilización del plano de control de la Figura 9 en un sistema de seguimiento, no siempre asegura velocidad en el control de búsqueda. Esto se debe a que el plano de control debe definirse en función de la información del conjunto de módulos que se manejará en el seguimiento, como la potencia del arreglo.

### 3.2. Algoritmo implementado.

En el presente trabajo se buscó desarrollar un FLC que combine la simpleza del método P&O y mantenga una elevada velocidad de convergencia, característico de este tipo de control. Para ello, a diferencia de las variables de entrada implementadas en el FLC descrito en la sección 3.1, se cambiaron las mismas utilizándose la variación de potencia y la corriente en el punto de trabajo. La variación de la potencia tiende a cero en inmediaciones del punto buscado. En la Figura 10 se observa la simulación de la variación de potencia a medida que cambia el “duty cycle”, en pasos constantes y variables, partiendo de la tensión de circuito abierto. El modelo de módulo FV utilizado en las simulaciones pertenece al modelo descrito inicialmente.

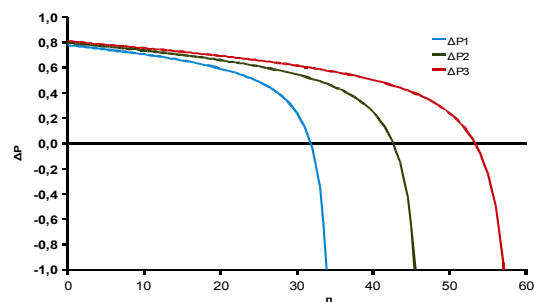


Figura 10. Variación de potencia en función del número de incrementos.

La búsqueda comienza tomando un valor de potencia denominada “inicial”, relacionada con una tensión de trabajo. La modificación de la tensión de trabajo por medio del “duty cycle”, produce un nuevo valor de potencia denominada “posterior”, la variación se determina restando la potencia “posterior” menos la potencia “inicial”. Si la variación de potencia es diferente de cero, la “potencia posterior” es tomada como potencia “inicial” y la tensión de trabajo vuelve a modificarse para tomar una nueva potencia “posterior”. La variación de potencia se utiliza para determinar si en el punto de trabajo actual es el de máxima potencia, utilizándose para tal fin, solo dos puntos de la curva P-V. En la Figura 10 se observa una simulación de la variación de potencia en función al número de incrementos de voltaje realizados.

La corriente de trabajo se utiliza como variable relacionada a la velocidad de convergencia, ya que esta crece de forma proporcional a la irradiancia, como se observa en la simulación mostrada en la Figura 6. A medida que la irradiancia aumenta, la potencia que puede entregar el conjunto de módulos FV es mayor. Como consecuencia de potencias mayores, la cantidad de incrementos que deban realizarse para llegar al punto de máxima

potencia será mayor, independientemente si la búsqueda comienza en la tensión de circuito abierto o una menor. Es por ello que esta variable en el plano de control debe relacionarse con la ganancia o salida, si la corriente de trabajo es elevada, la ganancia de salida debe ser elevada en variaciones de potencia altas y tender a cero, a medida que la variación de potencia disminuye.

El diseño del FLC se realizó inicialmente utilizando el programa Xfuzzy 3.0®. Este programa permite el desarrollo de sistemas difusos y combina un conjunto de herramientas que facilitan las distintas etapas del proceso de diseño. En el bloque Fuzzyficador se definieron las funciones de pertenencia que forman los conjuntos de entrada Potencia y Corriente. El primero representa la diferencia de potencia tomada entre dos puntos de la curva P-V, mientras que el conjunto “Corriente”, representa la corriente de trabajo posterior. En el conjunto de entrada “Potencia” se definió un universo de discurso en el intervalo  $-1\text{W}$  a los  $5\text{W}$ , en el conjunto de entrada “Corriente” en el intervalo  $0\text{A}$  a los  $14\text{A}$  y en el conjunto de Salida  $-0,2$  a  $1$ . En los diferentes conjuntos se realizó una partición solapada por medio de siete subconjuntos. En la Figura 11 se observa los conjuntos difusos de entrada y salida.

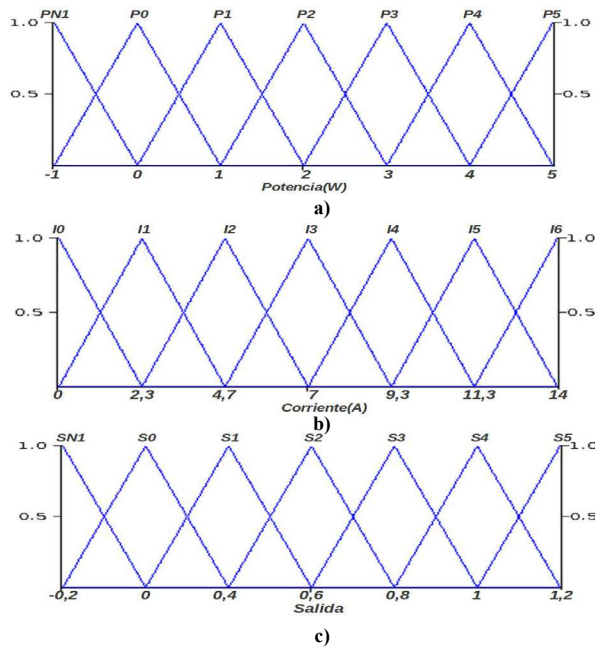


Figura 11: Conjuntos de entrada y salida.

En la Figura 12 se observa la matriz FAM (Fuzzy Associative Memory), que representa las consecuencias de cada regla definida en el FLC.

	Corriente						
	I0	I1	I2	I3	I4	I5	I6
Potencia							
PN1	SN1	SN1	SN1	SN1	SN1	SN1	SN1
P0	S0	S0	S0	S0	S0	S0	S0
P1	S1	S1	S1	S1	S1	S1	S1
P2	S1	S1	S2	S2	S2	S2	S2
P3	S1	S2	S2	S3	S3	S3	S3
P4	S2	S2	S3	S3	S3	S4	S4
P5	S2	S2	S3	S3	S4	S4	S5

Figura 12: Conjunto de reglas definido.

Cada regla se desarrolló de acuerdo al análisis de la información entregada por las curvas de la Figura 9 y en base a la variación de corriente en el recorrido de búsqueda. En la Figura 13 se observa el plano de control que describe la respuesta del sistema de lógica difusa en función de las variables de entrada.

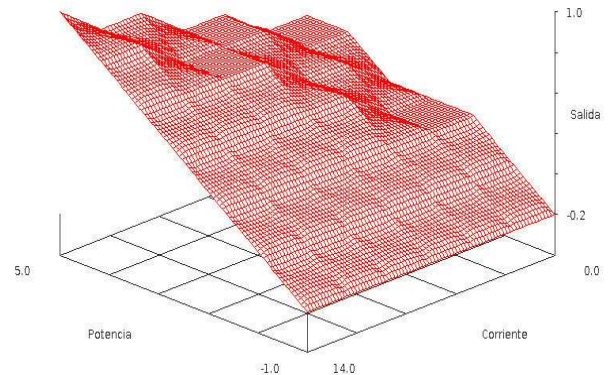


Figura 13: Plano de control.

El universo de discurso definido en el conjunto de entrada “Corriente”, responde al rango de corriente que se espera que los módulos FV generen. El dominio definido contempla la corriente de corto circuito ( $I_{sc}$ ) bajo condiciones estándar, como indica la tabla 1. En la zona donde se realizaron los ensayos, suelen detectarse valores de irradiancia que superan con frecuencia los  $1000\text{W/m}^2$ , es por ello que un valor máximo de  $14\text{A}$  se definió como límite para este conjunto de entrada. El conjunto de entrada corriente responde a características eléctricas de los módulos, como se especifica en la tabla 2, es por ello que el universo de discurso debe definirse nuevamente si se implementa en la instalación un mayor número de módulos FV en paralelo.

El universo de discurso “Potencia” tiene un valor máximo de  $5\text{W}$ , que responde aproximadamente a un 3% de la potencia total del conjunto de módulos utilizados bajo condición estándar. Este valor indica la variación de potencia máxima que el FLC toma para comenzar a variar su salida y lograr que el sistema converja al PMP. En caso de que el cambio de potencia sea mayor a los  $5\text{W}$ , el sistema toma la entrada como máxima.

El universo de discurso del conjunto de salida se definió entre  $-0,2$  y  $1$ . Estos valores indican la variación de “duty cycle” que impone el sistema de control en la búsqueda del PMP. Si el valor de salida es uno, la variación es máxima y corresponde a un valor del 3% del “duty cycle máximo”. El 3% se define teniendo en cuenta que un porcentaje de variación para el algoritmo P&O, por lo general suele ser menor a un 1%.

El parámetro  $\lambda$  de la expresión (22), al multiplicarse por el valor obtenido en la salida del FLC, se obtiene un número ( $\Delta K(n)$ ) que el microcontrolador interpreta como “variación duty cycle”.

$$\Delta K(n) = \lambda \text{ salida}(\Delta P, I) \quad (22)$$

En la variable  $K(n)$  el microcontrolador tiene en cuenta los cambios de “duty cycle” que se producen en la búsqueda del PMP como se observa en la expresión (23).

$$K(n) = K(n-1) + \Delta K(n) \quad (23)$$

El parámetro  $\lambda$  indica que tan grande es la variación de “duty cycle” en el microcontrolador y la salida del FLC indica cómo debe variar “duty cycle” en la búsqueda del PMP. Si el valor de  $\lambda$  cambia, varía la velocidad de convergencia del algoritmo al PMP.

### 3.3. Interpretación del plano de control planteado.

En la FAM puede apreciarse como responde el sistema FLC al iniciarse una búsqueda. En la Figura 14 se citan dos casos generales, inicio de la búsqueda en el punto de tensión de circuito abierto ( $I=0$  y  $V=V_{oc}$ ) e inicio de la búsqueda en el punto de corriente de cortocircuito ( $I=I_{cc}$  y  $V=0$ ).

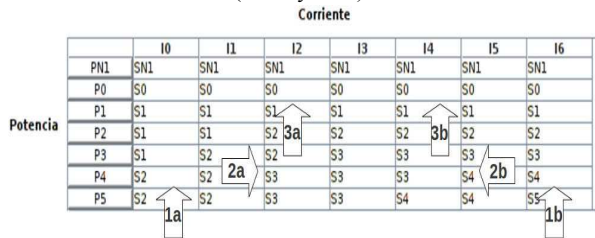


Figura 14: Comportamiento de la FAM.

Si la búsqueda se inicia en el punto de tensión de circuito abierto, el seguimiento en la FAM comenzará en la zona donde se encuentra la flecha 1a, ya que la corriente debería ser baja y la diferencia de potencia alta. La salida se vincula con las reglas que se activan de acuerdo a la entrada, en esta zona se observa una salida intermedia, ya que en la situación planteada la potencia máxima puede ser alta o baja. Si la potencia es alta, en la búsqueda la corriente comenzará a crecer al igual que la salida del FLC, como lo indica la flecha 2a. Este crecimiento otorga mayor velocidad de convergencia, ya que el “duty cycle” aumentará en pasos más grandes. En inmediaciones del punto buscado, la variación de potencia disminuye al igual que la salida, como indica la flecha 3a. Este comportamiento produce una variación mínima en el “duty cycle”, otorgando mayor precisión al finalizar la búsqueda.

Si la búsqueda se inicia en el punto de corriente de corto circuito, el seguimiento en la FAM puede comenzar en la zona donde se encuentra la flecha 1b, ya que la corriente es alta y la diferencia de potencia alta. Si la corriente es elevada, la potencia que puede entregar el módulo también es elevada, por lo tanto la salida debe ser alta para que los pasos en el inicio de búsqueda sean grandes. A medida que la corriente disminuye, la diferencia de potencia disminuye. Esta variación en el proceso de búsqueda tiene como consecuencia el acercamiento al PMP, por lo tanto la salida debe disminuir como indica la flecha 2b. Cerca del punto deseado, la variación de potencia disminuye, disminuyendo la salida y entregando una variación mínima en el “duty cycle” como indica la flecha 3b.

### 4. Simulación del sistema de búsqueda de punto de máxima potencia.

Las siguientes simulaciones se desarrollaron para estudiar el comportamiento de la lógica de control en el proceso de búsqueda y ajustar parámetros del control. La información que entregan las simulaciones permite comparar la respuesta de la lógica propuesta con otros algoritmos. Entre los métodos más utilizados para la búsqueda del PMP se encuentra el algoritmo Perturbar Observar

(P&O), debido a su simplicidad de funcionamiento y su gran popularidad entre los métodos de seguimiento. Es por ello que en el trabajo se comparó la respuesta del algoritmo P&O con la respuesta del algoritmo propuesto.

Las simulaciones representan la búsqueda del PMP bajo diferentes condiciones de irradiancia y temperatura, utilizando el software Scilab para resolver las expresiones (11) y (12) a medida que cambia la resistencia dinámica  $r_{pv}$  en el proceso de búsqueda. Para generar las funciones del FLC se utilizó Xfuzzy 3.0, ya que el mismo permite crear el código del sistema en lenguaje C, utilizándose este como una función en Scilab.

Las condiciones utilizadas en el planteo descrito son; inicio de la búsqueda en la tensión de circuito abierto y tensión de batería, 24V. Esta última condición junto a la tensión de circuito abierto, debe tenerse en cuenta al iniciar las simulaciones, ya que define la tensión de inicio en el módulo FV y el valor de arranque del “duty cycle”.

El convertidor real se desarrolló para trabajar con un periodo de PWM de 0,00005 segundos, se utilizó una inductancia de 50  $\mu H$  y un capacitor de entrada de 660  $\mu F$ . Esta información es útil para completar el modelo del convertidor y para determinar un tiempo adecuado de muestreo ( $t_m$ ). El tiempo  $t_m$  puede determinarse de (19), tomando como referencia el punto de máxima potencia bajo condición estándar de la tabla 2 y el capacitor de entrada  $C_1=660 \mu F$ . Utilizando estos valores se obtiene un  $t_e=0.0057$  s, como el  $t_m$  debe ser mayor, se decidió tomar un  $t_m=0.01$  s. Para la simulación de las diferentes lógicas de control se tomó el mismo  $t_m$  y se estudiaron las respuestas de las mismas en un amplio rango de irradiancia y temperatura de celda. Para el algoritmo P&O se consideró un cambio de duty cycle constante del 1%, mientras que para el control FLC un cambio de “duty cycle” máximo del 3%. En las simulaciones se muestran los resultados de la variación de  $\hat{v}_{pv}$  y  $\hat{i}_L$  en función del tiempo a medida que los algoritmos realizan el proceso de búsqueda del PMP. En la Figura 14 se observa la variación de corriente en el inductor, indicado con rojo el método P&O y azul el FLC propuesto, con los módulos FV bajo una irradiancia de 800W/m<sup>2</sup> y una temperatura de celda de 25°C.

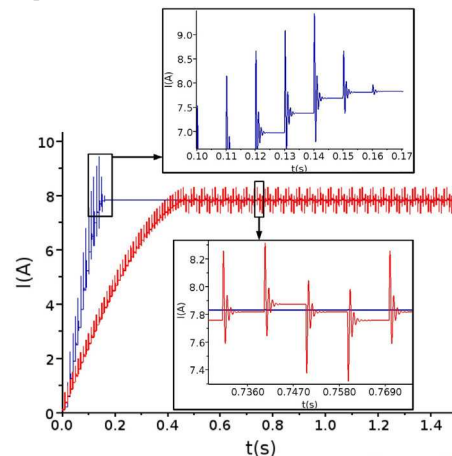


Figura 14: Variación de la corriente en el inductor en función del tiempo.

En las simulaciones se observa gran superioridad del FLC con respecto al algoritmo P&O, en el proceso de búsqueda del PMP. En la Figuras se observa que el FLC tiene mayor velocidad de convergencia al PMP, aproximadamente 3 veces más rápido que



el algoritmo P&O. Por otro lado, también se observa que el FLC ofrece mayor estabilidad en el PMP, esto se observa en las oscilaciones de tensión y corriente que el algoritmo P&O realiza en inmediaciones del punto buscado.

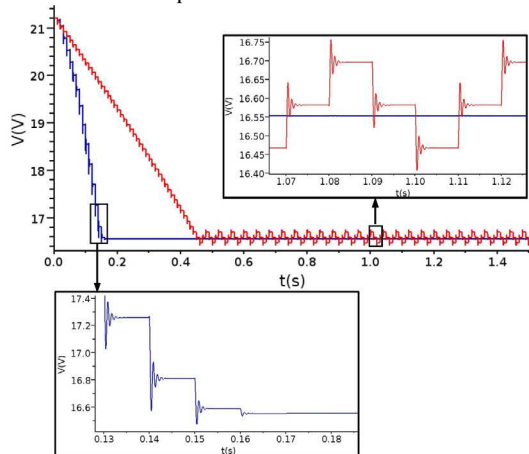


Figura 15: Variación de la tensión de módulo FV en función del tiempo.

##### 5. Medidas de potencias en el sistema de seguimiento real.

Para la implementación final en el convertidor DC-DC se utilizó el MOSFET IRF3205, y la lógica de control se implementó en un microcontrolador de Microchip®, PIC32MX320F128H. El microcontrolador se conecta a una PC vía USB, utilizando el chip FT232R, como se observa en el esquema de la Figura 2. La conexión USB puede utilizarse para enviar información desde una PC al microcontrolador o recibir información del sistema FV a través del microcontrolador. En el trabajo se utilizaron estas propiedades para realizar un estudio detallado del controlador desarrollado y almacenar en una PC, la información obtenida. Las medidas realizadas en el trabajo se realizaron utilizando los sensores que describo en la tabla 4, por medio de la conversión AD de 10 bits del microcontrolador PIC32MX320F128H.

Tabla 4. Instrumentos utilizados para sensor magnitudes.

Magnitud	Sensor	Error
Temperatura	lm35	$\pm 1^\circ$
Irradiancia	FV	6%
Corriente	ACS709	3%

La programación del microcontrolador se realizó en lenguaje C, minimizando el código generado por Xfuzzy 3.0®. Esto permite optimizar las diferentes propiedades del microcontrolador.

La prueba del sistema consiste en la búsqueda del punto de máxima potencia a lo largo de un día y comparar los resultados medidos con los esperados, obtenidos de la simulación. En la Figura 16 se observa la irradiancia global medida que llega a los módulos FV en el ensayo realizado a lo largo de un día.

En los ensayos se midieron la temperatura ambiente y la temperatura en la cara posterior del módulo, utilizándose en ambos casos un circuito integrado LM35. La medida de esta última magnitud, junto a la irradiancia, permite determinar de manera indirecta la temperatura celda.

En la Figura 17 se observa la temperatura ambiente (gris) y la temperatura de celda (negra) medidas en el ensayo realizado.

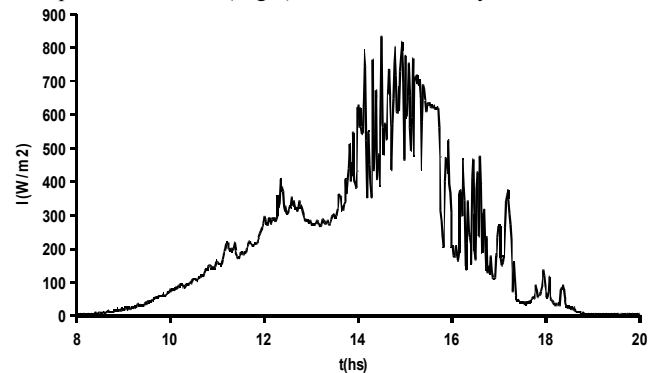


Figura 16: Irradiancia medida en el ensayo.

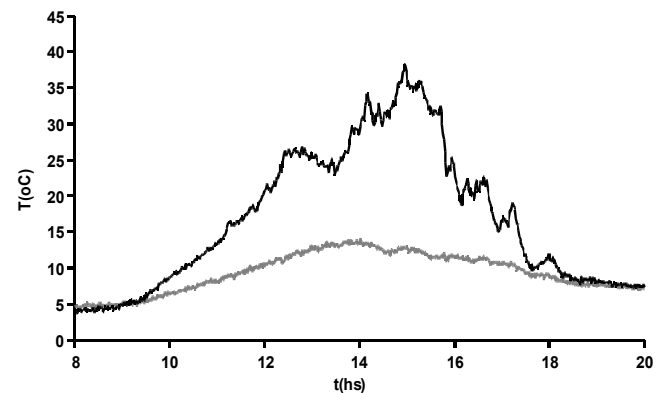


Figura 17: Temperatura ambiente y temperatura de celda medidas.

La temperatura de celda tiene gran importancia en el planteo de las simulaciones, debido a que esta última es necesaria para corroborar el correcto funcionamiento del control del FLC desarrollado. En la Figura 18 se observa que el seguimiento del PMP se realizó de forma adecuada y precisa. Los valores de potencia instantánea medidos en el ensayo se observan en el gráfico por medio de puntos, mientras que los valores esperados obtenidos de la simulación, se observa en línea continua.

En el ensayo se registraron diferentes valores de irradiancia y puede observarse que el seguimiento se realizó de la forma esperada, en especial para las irradiancias bajas, en donde la búsqueda puede llegar a no ser precisa.

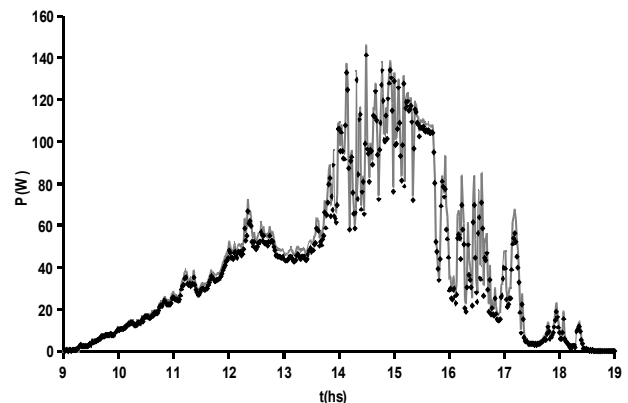


Figura 18: Potencia máxima de los módulos FV, generado y simulado.

## 6. Conclusión.

En el trabajo se desarrolló un sistema FLC, implementado para la búsqueda del PMP en módulos FV. El conocimiento adquirido por medio de diferentes simulaciones, permitió estudiar la dinámica del sistema y definir una estrategia de búsqueda en función de variables que en la bibliografía no se habían utilizado. Las variables de entradas Potencia y Corriente, permiten de forma sencilla plantear un conjunto de reglas que aseguran un control ágil en base a dos puntos de la curva P-V, como se describió oportunamente.

La definición del universo de discurso de cada conjunto de entrada se definió en función de las características eléctricas de los módulos FV. El conjunto de reglas se realizó en base a la variación de potencia y la corriente de trabajo. La variación de potencia se utiliza para determinar en el PMP, mientras que la corriente de trabajo se utiliza como variable relacionada a la velocidad de convergencia, ya que la misma crece de forma proporcional a la irradiancia que llega a los módulos.

En la simulaciones se manifiesta una gran superioridad del FLC con respecto al algoritmo P&O, ya que se observa mayor velocidad de convergencia y mayor estabilidad en el PMP.

La potencia medida por el FLC en la implementación final a lo largo de un día, permite corroborar su buen funcionamiento. La comparación entre la potencia máxima obtenida del conjunto de módulos y la potencia esperada, permite concluir que la lógica de control desarrollada realiza un seguimiento óptimo. El seguimiento se mantiene para diferentes tipos de irradiancia y temperatura de celda, quedando de manifiesto el gran potencial de los sistemas de control difusos.

En trabajos futuros se espera trabajar con mayor potencia FV e implementar herramientas de aprendizaje para mejorar la lógica del FLC.

## English Summary

### Experimental use of fuzzy logic in the maximum power point of photovoltaic module converters

## Abstract

In this paper a fuzzy control expert system (FLC) is presented. Such system is developed for finding the maximum power point in photovoltaic modules. FLCs are widely used in various control systems, due to a suitable design which combines speed and accuracy in control. In the paper the input variables as well as the set of rules to be used in the control are defined. In such sense a photovoltaic module model - dc/dc converter was validated in order to perform different simulations, to observe photovoltaic power variations in different operating points. The simulations show that the proposed control is suitable and better than a conventional system. Experimental measures indicate that the response of FLC developed under different conditions for irradiancia and temperature are correct. The final physical implementation of FLC proposed is performed through a 32-bit PIC microcontroller.

## Keywords:

Fuzzy Logic, FLC, Boost, Photovoltaic.

## Referencias

- Almonacid F., Rus C., Hontoria L., Fuentes M., Nofuentes G., 2009. Characterisation of Si-crystalline PV modules by artificial neural networks. *Renewable Energy* 34, 941–949.
- Azzouzi M., 2012. Comparaison between MPPT P&O and MPPT Fuzzy Controls in Optimizing the Photovoltaic Generator. *International Journal of Advanced Computer Science and Applications*, Vol. 3, No. 12, 57–62.
- Boyd, M.T., Klein, S.A., Reindl, D.T., Dougherty, B.P., 2011. Evaluation and validation of equivalent circuit photovoltaic solar cell performance models. *Journal of Solar Energy Engineering, Transactions of the ASME*, Vol. 133, 021005-1 - 021005-13.
- Chaouachi A., Kamel R. M., Nagasaka K., 2010. A novel multi-model neuro-fuzzy-based MPPT for three-phase grid-connected photovoltaic system. *Solar Energy* 84, 2219–2229.
- Del Brío B. M., Sanz Molina A., 1997. *Redes Neuronales y Sistemas Borrosos*, primera edición, Ra-Ma, Madrid, España.
- De Soto W., Klein S.A., Beckman W.A., 2006. Improvement and validation of a model for photovoltaic array performance. *Solar Energy* 80, 78–88.
- Di Piazza M. C., Pucci M., Ragusa A. Vitale G., 2008. Fuzzified PI Voltage Control for Boost Converters in Multi-String PV Plants. *Industrial Electronics, IECON 34th Annual Conference of IEEE*, 2338–2345.
- Duffie, J.A., Beckman, W.A., 1991. *Solar Engineering of Thermal Processes*, second ed. John Wiley & Sons Inc., New York.
- Esrar T., Chapman P.L., 2007. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques, *IEEE Transactions On Energy Conversion*, vol. 22, pp. 439–449.
- Femia Nicola, Petrone Giovanni, Spagnuolo Giovanni, Vitelli Massimo, 2005. Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, Vol. 20, N° 4.
- Hart D. W., 2001. *Electrónica de Potencia*. Pearson Education S. A. Madrid.
- Khaehintung N., Sirisuk P., 2004. Implementation of Maximum Power Point Tracking Using Fuzzy Logic Controller for Solar-Powered Light-Flasher Applications. *The 47th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems*, 171–174.
- King, D.L., Boyson, W.E., Kratochvil, J.A., 2004. Photovoltaic array performance model, Sandia Report No. SAND2004-3535 available from US Department of Commerce, National Technical Information Service, 5285 Port Royal Rd, Springfield, VA 22161.
- Mikati M., Santos M., Armenta C., 2012. Modelado y Simulación de un Sistema conjunto de Energía Solar y Eólica para Analizar su Dependencia de la Red Eléctrica. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial* 9, 267–281.
- Perez, E., Beltran, H., Aparicio, N., Rodriguez, P., 2013. "Predictive Power Control for PV Plants With Energy Storage," *Sustainable Energy, IEEE Transactions on*, vol.4, no.2, pp.482,490.
- Remus Teodorescu, D.S., Rodriguez, P., 2007. PV panel model based on datasheet values. *IEEE International Symposium on*, 2392–2396.
- Rus-Casas, C., Aguilar, J.D., Rodrigo, P., Almonacid, F., Pérez-Higueras, P.J., 2014. Classification of methods for annual energy harvesting calculations of photovoltaic generators. *Energy Conversion and Management*, 78, pp. 527–536.
- Shakil A. K., Ismail H., 2010. Design and Implementation of Microcontroller Based Fuzzy Logic Control for Maximum Power Point Tracking of a Photovoltaic System. *6Th International Conference on Electrical and Computer Engineering ICECE 2010*, 18–20.
- Villalva, M. G., Gazoli, J. R., Ruppert F., E., 2009. Modeling and circuit – based simulation of photovoltaic arrays. *Brazilian Journal of Power Electronics*, 14, 35–45.
- Xiao Weidong, Ozog Nathan, Dunford William, 2007. Topology Study of Photovoltaic Interface for Maximum Power Point Tracking, *IEEE transactions on industrial electronics*, Vol. 54, N° 3, 1696–1704.