



Universidad
Zaragoza

Trabajo Fin de Máster

ESTUDIO DE RED Y DESARROLLO DE UN ALGORITMO DE SEGUIMIENTO DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA DE UNA PLANTA SOLAR FOTOVOLTAICA

Autor

Jorge Roberto Alvarado Cadena

Director

Miguel García-Gracia

Escuela de Ingeniería y Arquitectura

2016



DECLARACIÓN DE
AUTORÍA Y ORIGINALIDAD

(Este documento debe acompañar al Trabajo Fin de Grado (TFG)/Trabajo Fin de Máster (TFM) cuando sea depositado para su evaluación).

D./D^a. Jorge Roberto Alvarado Cadena

con nº de DNI Y3328449H en aplicación de lo dispuesto en el art.

14 (Derechos de autor) del Acuerdo de 11 de septiembre de 2014, del Consejo de Gobierno, por el que se aprueba el Reglamento de los TFG y TFM de la Universidad de Zaragoza,

Declaro que el presente Trabajo de Fin de (Grado/Máster) en Energías Renovables y Eficiencia Energética

ESTUDIO DE RED Y DESARROLLO DE UN ALGORITMO DE SEGUIMIENTO DEL

PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA DE UNA PLANTA SOLAR FOTOVOLTAICA

es de mi autoría y es original, no habiéndose utilizado fuente sin ser citada debidamente.

Zaragoza, 23 de junio de 2016

Fdo: _____

ESTUDIO DE RED Y DESARROLLO DE UN ALGORITMO DE SEGUIMIENTO DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA DE UNA PLANTA SOLAR FOTOVOLTAICA

RESUMEN

En el presente trabajo se ha analizado el funcionamiento de distintos algoritmos de control que buscan operar un sistema fotovoltaico en las condiciones en que el mismo entrega la máxima potencia disponible, para esto se han realizado simulaciones del sistema que permite la implementación de tales algoritmos. Además, se han estudiado los distintos efectos que tiene la presencia de sombras parciales sobre el funcionamiento de los módulos fotovoltaicos, así como, los distintos métodos que buscan atenuar tales efectos, analizando su efectividad e incidencia en la producción de energía de los mismos.

Para complementar el trabajo realizado, se ha simulado un sistema inversor para la inyección de la energía producida por un sistema fotovoltaico a la red y el análisis de calidad de esta energía de acuerdo a la norma vigente.

CONTENIDO

1.	INTRODUCCIÓN.....	6
2.	OBJETIVOS.....	6
3.	EL MODULO FOTOVOLTAICO.....	7
3.1.	PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA (MPP).....	10
3.2.	ALGORITMOS PARA BÚSQUEDA DEL MPP.....	10
4.	SOMBRAS PARCIALES SOBRE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS.....	15
4.1.	EFFECTOS RELACIONADOS CON LAS SOMBRAS PARCIALES.....	15
4.2.	ATENUACIÓN DE LOS EFECTOS PRODUCIDOS POR SOMBRAS PARCIALES.....	18
4.2.1.	DIODOS DE BYPASS.....	18
4.2.2.	ALGORITMO MPPT GLOBAL.....	19
4.2.3.	PATRÓN DE CONEXIONES.....	22
4.2.4.	CIRCUITO DE CONTROL DE GENERACIÓN.....	22
5.	CONEXIÓN A RED DEL SISTEMA PV.....	25
5.1.	INVERSOR TRIFÁSICO.....	26
5.2.	GENERACIÓN DE PULSOS DE DISPARO.....	26
5.3.	REGULACIÓN DE POTENCIA ACTIVA (P) Y REACTIVA (Q).....	27
5.4.	REQUISITOS DE CALIDAD DE ENERGÍA.....	28
6.	SIMULACIÓN Y RESULTADOS.....	28
6.1.	MODELO DE PANEL FOTOVOLTAICO.....	29
6.1.1.	MODELO CON UN SOLO DIODO.....	29
6.1.2.	MODELO POR APROXIMACIÓN LINEAL A TROZOS.....	30
6.1.3.	MODELO CON DOS FUENTES DE CORRIENTE.....	31
6.1.4.	COMPARATIVA DE RESULTADOS DE LOS MODELOS ANALIZADOS.....	32
6.2.	SIMULACIÓN DE ALGORITMOS MPPT CENTRALIZADO.....	33
6.2.1.	ALGORITMO DE CONDUCTANCIA INCREMENTAL.....	34
6.2.2.	ALGORITMO BASADO EN PERTURBACIÓN Y OBSERVACIÓN.....	37
6.3.	SIMULACIÓN DE EFECTOS DE SOMBRAS PARCIALES SOBRE MÓDULOS PV Y DE POSIBLES SOLUCIONES.....	41
6.3.1.	MÓDULOS PV EN SERIE SIN DIODOS DE BYPASS.....	41
6.3.2.	MÓDULOS PV EN SERIE CON DIODOS DE BYPASS.....	42
6.3.3.	CIRCUITO DE CONTROL DE GENERACIÓN (CCG).....	43
6.3.4.	PÉRDIDAS OCASIONADAS POR LOS IGBT.....	48
6.3.5.	PRODUCCIÓN DE POTENCIA EN LOS DISTINTOS CASOS.....	50

6.4.	CONEXIÓN DEL SISTEMA A RED	51
6.4.1.	ANÁLISIS DE ARMÓNICOS PRODUCIDOS	53
6.4.2.	ANÁLISIS DE COSTOS DEL CCG	54
7.	CONCLUSIONES	55
8.	REFERENCIAS	56

1. INTRODUCCIÓN

El creciente consumo energético global y la actual dependencia de fuentes finitas de energía como son las energías fósiles (petróleo, carbón o gas natural) obliga a un replanteamiento del panorama energético, esto ha conducido a que cada vez sea mayor el número de naciones que crean políticas encaminadas al uso preferente de las energías renovables. Siendo así que, según datos de la European Photovoltaic Industry Association EPIA, ya en 2012 se superó los 100 GW de energía fotovoltaica (PV) de potencia instalada a nivel mundial, siendo este un indicativo claro de la tendencia mundial hacia esta fuente renovable de energía.

Por tanto, resulta de gran interés la comprensión del funcionamiento de las instalaciones fotovoltaicas y su optimización. Su funcionamiento está influenciado por las características climatológicas o el entorno, como son los efectos de las sombras ocasionadas por nubes, obstáculos arquitectónicos y/o manchas en los paneles. La principal consecuencia de estas sombras parciales sobre los módulos fotovoltaicos es la caída en la producción de potencia, además de la posibilidad de ocasionar daños en las celdas de un módulo PV. Es por esto que se ha realizado un estudio sobre distintos algoritmos de control que buscan operar las instalaciones fotovoltaicas de manera que los módulos PV trabajen en su punto de operación donde entregan la máxima potencia disponible. Este punto de operación es dependiente de las condiciones de temperatura del módulo y del nivel de irradiación solar incidente, por ello la presencia de sombras parciales afecta a este punto de operación óptimo. En el presente proyecto se ha analizado también los posibles métodos de atenuación de los efectos relacionados a la presencia de sombras parciales sobre módulos PV.

La energía producida por una instalación fotovoltaica puede ser inyectada a la red eléctrica para lo cual requiere ser transformada de potencia eléctrica de corriente continua a potencia de corriente alterna trifásica, por lo cual se hace una revisión del funcionamiento del sistema inversor y su sistema de control, que tiene la finalidad de generar las señales de control apropiadas para que el inversor pueda inyectar a la red la potencia activa y reactiva deseadas. Adicionalmente, se analiza brevemente el contenido armónico de la energía producida de acuerdo a los límites establecidos en la norma IEC 61000-3-6.

2. OBJETIVOS

El objetivo fundamental del presente trabajo es profundizar en el conocimiento de la generación fotovoltaica, el comportamiento de los módulos fotovoltaicos frente a las distintas condiciones de sombras a las que están expuestos en las instalaciones. Otro objetivo propuesto es el analizar y entender el funcionamiento de los algoritmos para rastreo del punto de operación donde un módulo PV produce máxima potencia, para desarrollar un algoritmo que presente cierta eficacia bajo las condiciones de trabajo en presencia de sombras.

Adicionalmente se busca analizar la eficacia de las distintas soluciones propuestas a los efectos que producen sombras parciales sobre el funcionamiento de módulos PV, y los efectos que estas soluciones tienen sobre la producción de energía eléctrica. Así mismo,

se ha modelado un inversor trifásico con su sistema de control para analizar por simulación la inyección de la energía producida por el sistema fotovoltaico a red.

3. EL MODULO FOTOVOLTAICO

Una célula fotovoltaica es un diodo semiconductor en el cual la unión p-n está expuesta a la luz, esta luz incidente en la célula genera un movimiento de carga que origina una corriente eléctrica, directamente proporcional a la irradiación incidente, si la célula está cortocircuitada [1]. Un módulo solar fotovoltaico (PV) es la combinación de células conectadas en serie y/o paralelo. Como se muestra en la figura 1, una celda fotovoltaica se comporta como una fuente de corriente, con un diodo semiconductor conectado en paralelo inverso [1]. Además, la célula presenta una resistencia en serie R_s , debida a la resistencia de contacto entre la base de metal y el semiconductor tipo p, la resistencia de los cuerpos n y p, la resistencia de contacto entre la capa n con la rejilla metálica superior, y la resistencia de la rejilla. La resistencia R_p es ocasionada principalmente por la corriente de fuga de la unión p-n y depende del método de fabricación de la célula [2].

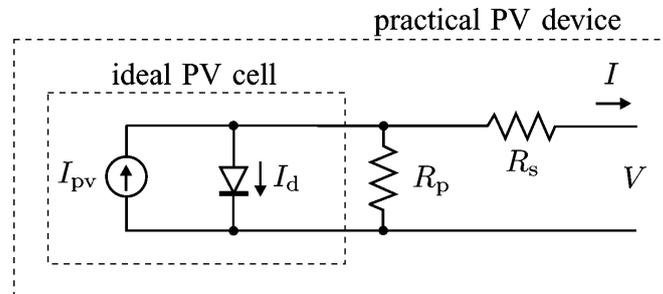


Fig. 1. Modelo teórico de una celda fotovoltaica. [1]

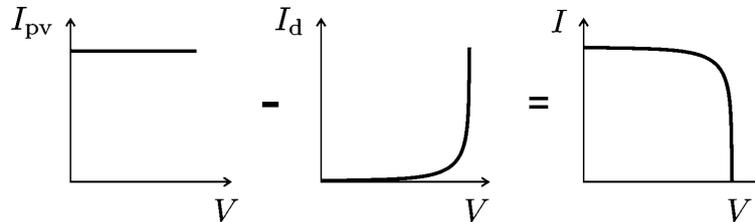


Fig. 2. Curva I - V característica de una celda PV, I está compuesta por la corriente generada por la luz incidente I_{pv} y la corriente de diodo I_d . [1]

La ecuación básica que describe la característica de tensión - corriente (I - V) de un módulo PV está dada por

$$I = I_{pv} - I_0 \left[\exp\left(\frac{V + R_s I}{V_t \alpha}\right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (1)$$

la cual se representa en la figura 2 donde el último sumando no se ha considerado al ser normalmente R_p un valor elevado. En la ecuación (1) I_{pv} es la corriente generada por la luz incidente. I_0 es la corriente de saturación inversa del diodo semiconductor, $V_t = N_s k T / q$ es la tensión térmica de la matriz de células, con N_s células conectadas en serie, q es la carga del electrón ($1,6 \times 10^{-19}$ C), k es la constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23}$ J/K), T es la temperatura de la unión p - n en Kelvin y α el factor de idealidad del diodo.[1]

La corriente generada por la célula PV depende linealmente de la irradiación solar incidente en la célula y está influenciada por la temperatura [1] de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$I_{PV} = [I_{sc} + K_i(T - T_n)] \frac{G}{G_n} \quad (2)$$

donde, K_i es el coeficiente de variación de la corriente de corto circuito con la temperatura, T y T_n siendo la temperatura (en Kelvin) real y nominal, respectivamente, G es la irradiación incidente y G_n es la irradiación nominal (ambas en vatios por metro cuadrado). La información relacionada a las condiciones nominales o STC (standard test conditions) es proporcionada por cada fabricante. La corriente de saturación del diodo I_0 es también dependiente de la temperatura [1] y se puede expresar como:

$$I_0 = I_{0,n} \left(\frac{T_n}{T}\right)^3 \exp\left[\frac{qE_g}{ak} \left(\frac{1}{T_n} - \frac{1}{T}\right)\right] \quad (3)$$

donde, E_g es el intervalo de banda de energía del semiconductor ($E_g = 1,12$ eV para silicio policristalino a 25°C), $I_{0,n}$ es la corriente nominal de saturación:

$$I_{0,n} = \frac{I_{sc,n}}{\exp(V_{oc,n}/aV_{t,n}) - 1} \quad (4)$$

donde, $I_{sc,n}$ es la corriente de cortocircuito, $V_{oc,n}$ es la tensión a circuito abierto ambas bajo condiciones nominales, $V_{t,n}$ es la tensión térmica de N_s celdas conectadas en serie a temperatura nominal T_n . Esta tensión térmica permite incluir en el modelo la dependencia que tiene la corriente de saturación de la tensión que producen un mayor número de celdas conectadas en serie.

La ecuación (1) describe el modelo presentado en la figura 1, mediante la implementación de este modelo en el software para simulación de sistemas de potencia PSCAD/EMTDC se obtiene la curva I-V mostrada en la figura 3, esta presenta un bajo grado de exactitud debido a la aproximación lineal en dos tramos del modelo de diodo en dicho software de simulación.

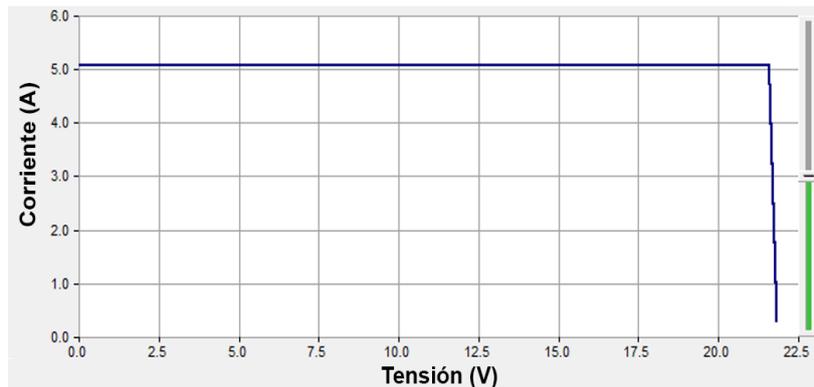


Fig. 3. Curva I-V obtenida de la simulación del modelo de un solo diodo de módulo PV.

Otra posible implementación del modelo de módulo PV es el de aproximación lineal a trozos usando 3 diodos en serie [9], que se muestra en la figura 4. Con este modelo se puede lograr un mejor ajuste a la curva I-V usando 3 diodos en serie y dos resistencias

bypass en dos de los diodos. De esta manera, el grado de exactitud de la curva puede ser mejorado añadiendo más diodos con su respectiva resistencia.

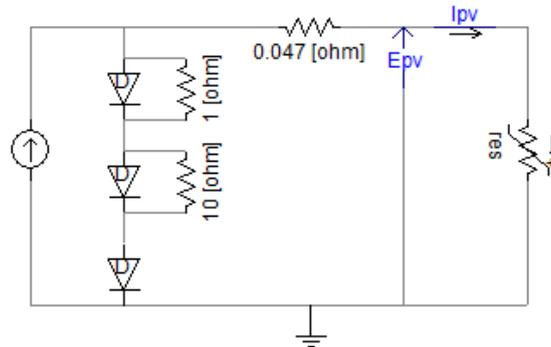


Fig. 4. Modelo de módulo PV, por aproximación lineal a trozos.

Cuando la tensión de trabajo es baja ningún diodo conduce, mientras que las resistencias proporcionan un camino para la tensión hasta el diodo más inferior, resultando así el primer segmento de la curva I-V en la región de corriente constante. Al incrementar la tensión de trabajo el diodo inferior entra en su estado de conducción al alcanzar su tensión de ruptura, en este punto se produce el segundo segmento de la curva, cada uno de los segmentos se van generando al entrar en conducción cada uno de los diodos. Las simulaciones de esta implementación se muestran en el apartado 6.1.2. La curva I-V generada con esta implementación del modelo se muestra en la figura 5.

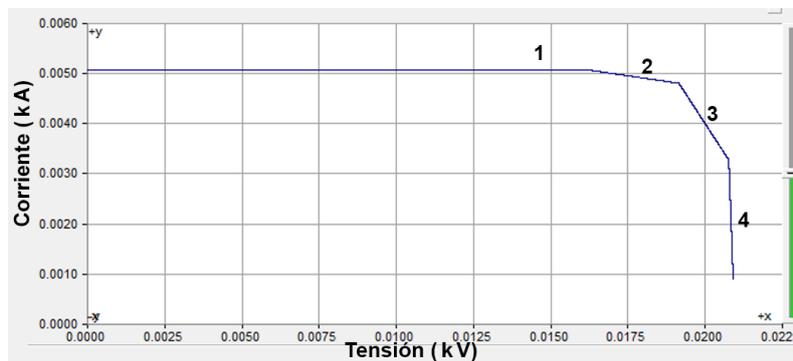


Fig. 5. Curva I-V obtenida con el modelo de aproximación lineal a trozos con tres diodos.

Otra posible implementación del modelo de la figura 1 se realiza sustituyendo el diodo semiconductor por otra fuente de corriente, quedando como se muestra en la figura 6. Donde la señal de control I_{pv} responde a la ecuación (2) y la señal I_d responde a la expresión $I_d = I_0 \left[\exp\left(\frac{V+R_s I}{V_{t a}}\right) - 1 \right]$ que es el segundo sumando de la ecuación (1).

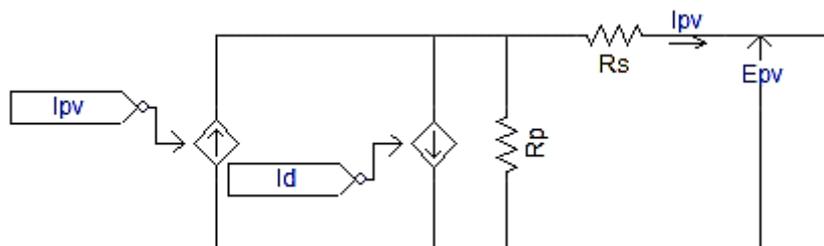


Fig. 6. Implementación del modelo de módulo PV, usando 2 fuentes de corriente.

Esta implementación requiere que las señales de control sean calculadas en tiempo real, con lo cual requiere mayor tiempo de cálculo, viéndose el proceso dificultado cuando el número de celdas modeladas es elevado, ésta implementación del modelo se muestra en el apartado 6.1.3.

3.1. PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA (MPP)

La potencia de salida de un módulo PV depende del nivel de irradiación solar incidente en dicho panel y de la temperatura. El panel debe operar cerca o en las condiciones particulares en las que se obtiene la máxima potencia. El proceso de operar el modulo en estas condiciones se conoce como rastreo del punto de máxima potencia, denominado MPPT por sus siglas en inglés.

En la curva característica I-V, se tiene un valor de corriente para cada valor de tensión, es decir un valor de potencia ($P = V \cdot I$), como se observa en la figura 7.

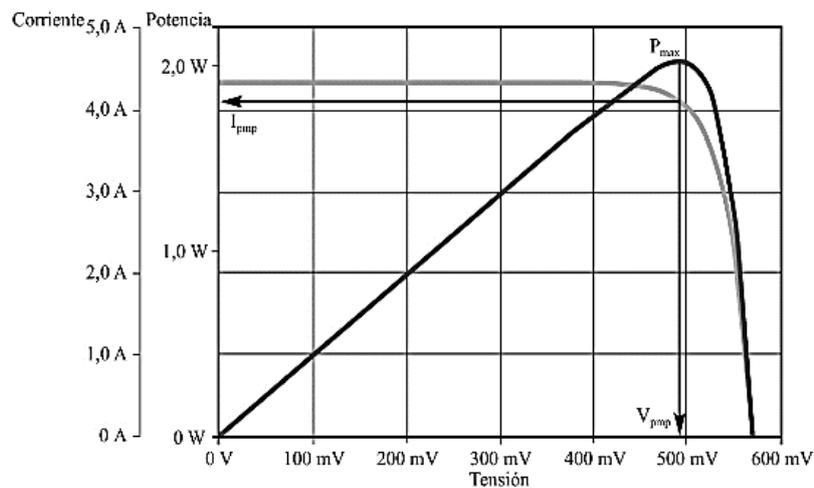


Fig. 7. Curva I-V y curva de potencia de una célula fotovoltaica. [3]

El punto de máxima corriente corresponde a la corriente de corto circuito del módulo PV, por consiguiente, en ese punto la tensión es cero y la potencia nula [3]. El punto donde la tensión es máxima corresponde a la situación de circuito abierto, por consiguiente, en ese punto la corriente que circula y la potencia son cero, como se observa en la figura 7. Entre ambos puntos, existe un punto de trabajo en el cual la potencia entregada es máxima, un sistema MPPT busca operar el módulo PV en este punto de trabajo, donde la potencia es máxima.

3.2. ALGORITMOS PARA BÚSQUEDA DEL MPP

Para obtener la máxima potencia de salida en grupos de módulos PV o módulos PV individuales, se puede utilizar dispositivos electrónicos de potencia con su correspondiente estrategia de control, lo que permite ajustar la característica de salida de los mismos y, por lo tanto, su potencia de salida. El sistema MPPT se conecta a la salida de los módulos PV como se muestra en la figura 8, entre el panel o grupo de paneles PV y la carga o su conexión a red.

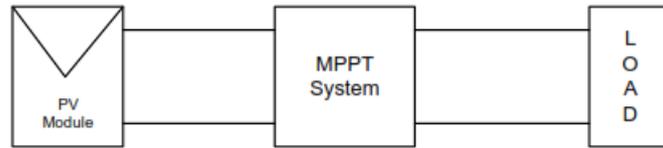


Fig. 8. Conexión del sistema MPPT entre la carga y el módulo PV. [2]

Dos tipos importantes de estrategia MPPT son los sistemas centralizados MPPT y los sistemas distribuidos MPPT, cuyas estructuras se muestran en la figura 9. Con un sistema distribuido se logra mejorar la producción, pero con un coste, en principio, mayor.

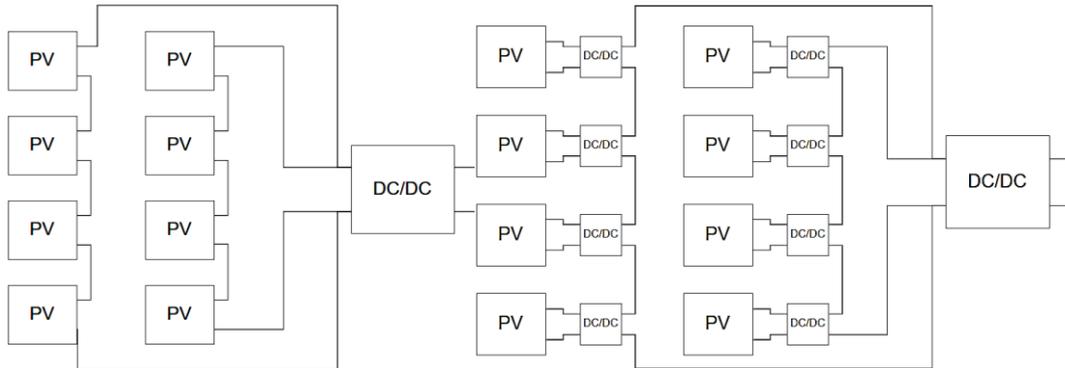


Fig. 9. Estructura MPPT centralizada (izquierda) y distribuida (derecha).

Los algoritmos para la búsqueda del punto de máxima potencia se basan en la adecuación del ciclo de trabajo de un convertidor DC/DC, como el que se muestra en la figura 10. Este ciclo de trabajo representa la fracción de periodo T durante el cual el conmutador SW está en estado cerrado (estado ON), por ejemplo, un ciclo de trabajo $D = 0,5$ implica que las fracciones de periodo para los estados cerrado y abierto (estado OFF) del conmutador son iguales.

Uno de estos algoritmos es el llamado *Hill Top*, perteneciente a la categoría de algoritmos de perturbación y observación [2], trabaja aumentando o disminuyendo el ciclo de trabajo del convertidor DC/DC y observando el impacto de este cambio en la potencia de salida del módulo. El valor actual de la potencia es comparado con su valor previo, de acuerdo a esta comparación, el signo de la pendiente que controla el aumento o disminución del ciclo de trabajo es cambiado, ocasionando que este cambie de acuerdo a un paso de corrección fijo.

El algoritmo presenta un problema debido a la considerable oscilación del punto de trabajo alrededor del punto de máxima potencia MPP, oscilación que depende de la magnitud del paso de corrección. Para resolver este problema existen los llamados algoritmos con tamaño de paso variable o adaptativo [4], como lo es el algoritmo de Conductancia Incremental (IC). Con estos algoritmos, en los puntos de trabajo lejanos al MPP, pasos de corrección grandes permiten incrementar la velocidad de respuesta y en los puntos cercanos al MPP, una magnitud de corrección pequeña consigue reducir la amplitud de las oscilaciones alrededor del punto de máxima potencia.

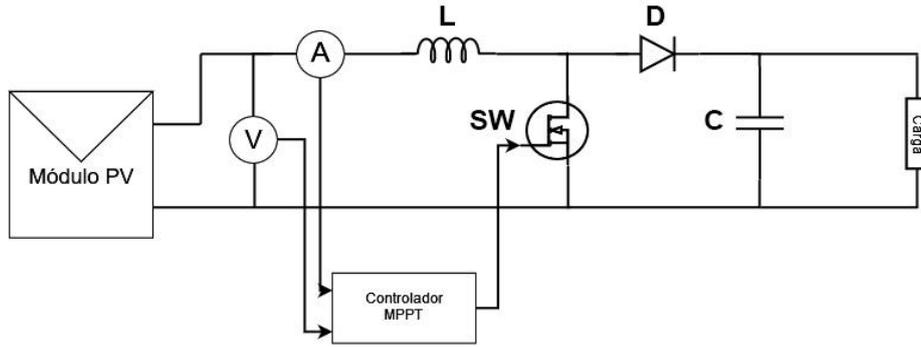


Fig. 10. Conexión del sistema controlador MPPT al convertidor DC/DC. [2]

El algoritmo de conductancia incremental (IC) basa su funcionamiento en que en el punto de máxima potencia la ecuación (5) de la derivada de la potencia P con respecto a la tensión V :

$$\frac{dP}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (5)$$

debe ser cero:

$$\left. \frac{dP}{dV} \right|_{MPP} = I + V \frac{dI}{dV} = 0 \quad (6)$$

Por lo tanto, para cualquier nivel de irradiación, en el punto de máxima potencia se tiene:

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (7)$$

En (7) el término de la izquierda es conocido como conductancia incremental y el de la derecha es el negativo de la conductancia instantánea[4]. La suma de estas conductancias es cero en el MPP. La figura 11 muestra la relación entre estas conductancias en los distintos puntos de operación del módulo.

En la figura 11 se muestra la variación de la potencia en p.u. como función de la variación de tensión en p.u., de esta gráfica se observa el cumplimiento de las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned} \frac{dI}{dV} &= -\frac{I}{V} \quad , \text{ en el MPP} \\ \frac{dI}{dV} &> -\frac{I}{V} \quad , \text{ a la izquierda del MPP} \\ \frac{dI}{dV} &< -\frac{I}{V} \quad , \text{ a la derecha del MPP} \end{aligned}$$

Estas relaciones y los valores que toma el valor absoluto de la relación dP/dV , que se puede observar en la figura 12, se han tomado como referencia para calcular el tamaño de paso de corrección para el ciclo de trabajo.

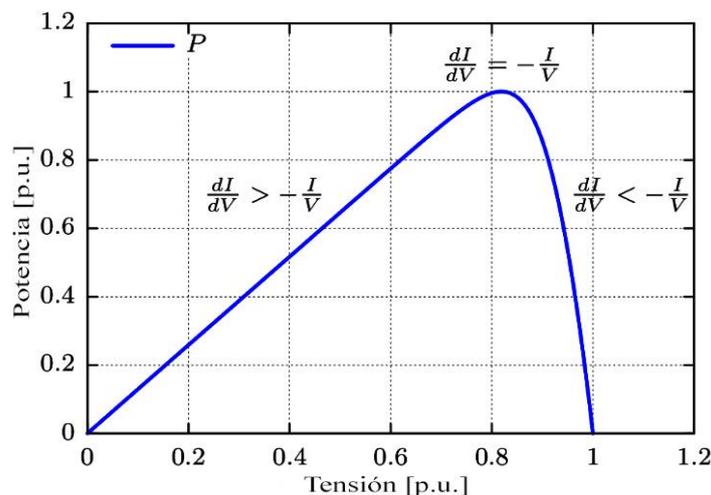


Fig. 11. Relación de la conductancia incremental en los diferentes puntos de operación de un módulo PV. [4]

Como en el punto de máxima potencia se cumple que $dP/dV = 0$, el algoritmo IC adaptativo o de paso variable usa el valor absoluto de la pendiente (dP/dV) como una regla que se adapta para modificar el paso de corrección. Entonces el ciclo de trabajo queda terminado por:

$$D_k = D_{k-1} - \underbrace{N \left| \frac{dP}{dV} \right| \text{sign} \left(\frac{dI}{dV} + \frac{I}{V} \right)}_{D_{step}} \quad (8)$$

Donde N es un factor de escalamiento que debe ser ajustado para optimizar el funcionamiento, la función *sign* en (8) determina si el paso calculado actual es restado o sumado al anterior, el signo menos indica que el ciclo de trabajo del convertidor DC/DC y la tensión varían en direcciones opuestas. [4]

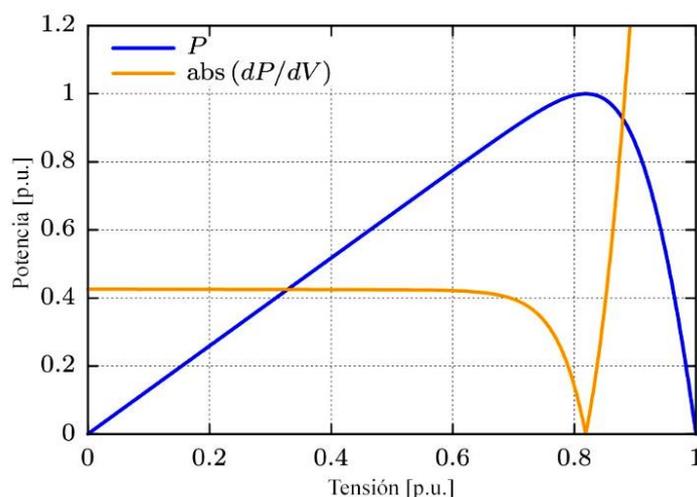


Fig. 12. Potencia de salida en p.u. y magnitud de la derivada de la pendiente de potencia en función de la tensión. [4]

Una mejora al algoritmo de conductancia incremental [4] se basa en hecho de que la conductancia instantánea es siempre positiva mientras que la conductancia incremental es siempre nula o negativa, ambas como función de la tensión en p.u., para cualquier valor

de tensión del módulo o grupo de módulos PV, como se observa en la figura 13. La suma de estas conductancias es una función continua que presenta una pendiente suave alrededor del MPP. La magnitud de esta función es grande en los puntos lejanos al MPP y se vuelve cero en el MPP [4]. De esta manera se puede usar esta función suma ($dI/dV + I/V$) como termino de corrección en lugar de la magnitud de (dP/dV). Así el ciclo de trabajo puede ser calculado como:

$$D_k = D_{k-1} - \underbrace{N \left(\frac{dI}{dV} + \frac{I}{V} \right)}_{D_{step}} \quad (9)$$

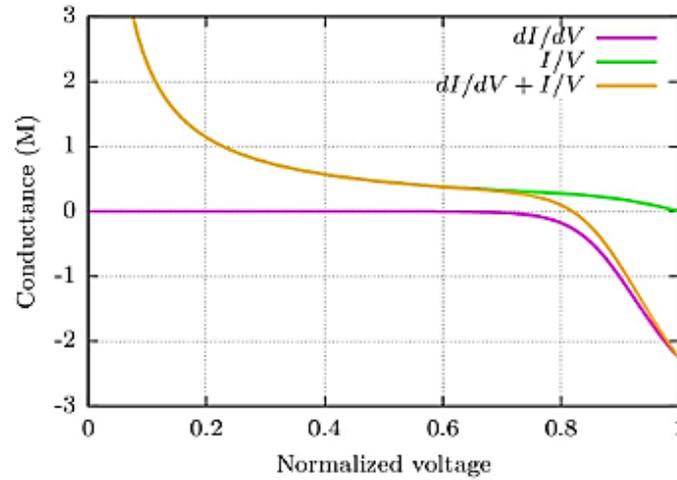


Fig. 13. Conductancia incremental, conductancia instantánea y la suma de ambas para un módulo PV. [4]

El diagrama de flujo del algoritmo IC adaptativo se muestra en la figura 14.

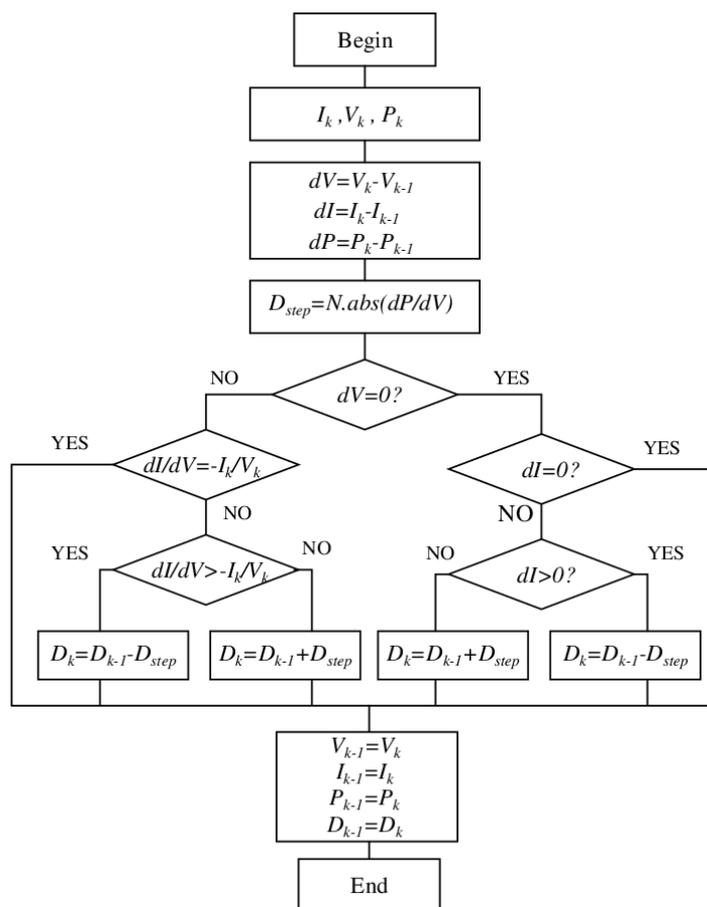


Fig. 14. Diagrama de flujo del algoritmo de conductancia incremental (IC) con tamaño de paso adaptativo. [4]

4. SOMBRAS PARCIALES SOBRE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS

Uno de los mayores problemas en sistemas fotovoltaicos (PV) es la diferencia entre la potencia de salida esperada y la potencia realmente entregada. Este problema es conocido como desequilibrio fotovoltaico [5]. Este puede provenir de múltiples causas, pero el principal es el ocasionado por sombras parciales sobre los módulos PV. Un módulo se considera parcialmente sombreado cuando la luz que incide sobre una parte de este se encuentra obstruido por algún objeto, creando una sombra. La opacidad de la sombra es conocida como factor de sombra, un factor de sombra de cero significa que toda la irradiación disponible alcanza el módulo PV, mientras que un factor de sombra de uno, significa que toda la irradiación disponible es obstruida por algún objeto antes de alcanzar el módulo PV.

4.1. EFECTOS RELACIONADOS CON LAS SOMBRAS PARCIALES

Las celdas PV, o módulos de un grupo de paneles PV, bajo sombra producen menos corriente que las que reciben plena irradiación, esto conlleva a que las otras celdas impongan su corriente sobre las celdas sombreadas, haciendo que estas trabajen bajo tensión negativa, disipando potencia en forma de calor y con riesgo de daño irreversible de las celdas sombreadas.

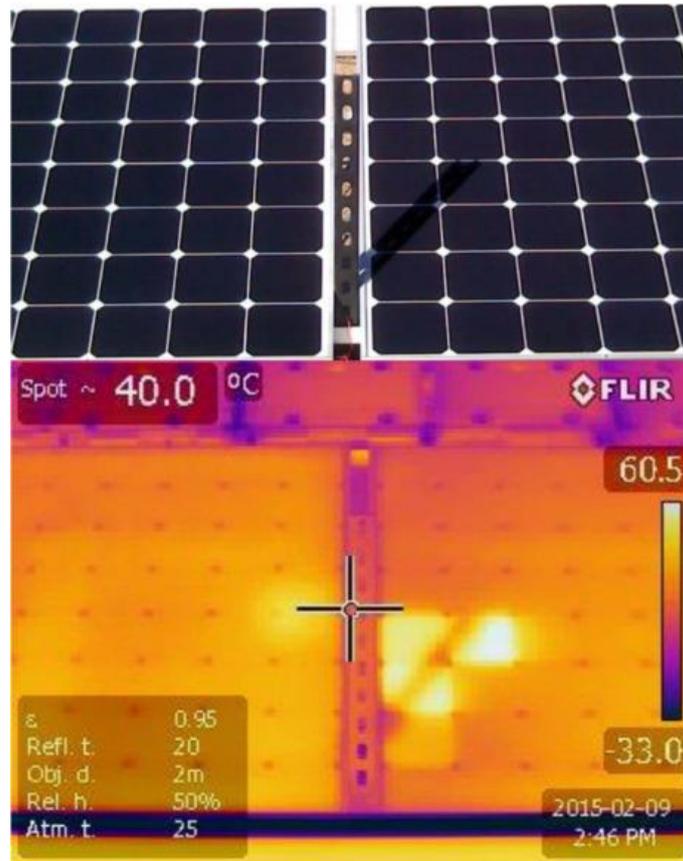


Fig. 15. Fotografía visual (superior) e infrarroja (inferior) de módulos PV con celdas operando sin diodo bypass bajo la sombra de un mástil. Las celdas bajo sombra operan a una temperatura mayor que las celdas circundantes. [10]

Los datos del estudio realizado en [10] muestran que después de tan solo una semana de operación de una celda conduciendo corriente a -15V de polarización inversa, puede esta llegar a calentarse al punto de producir daño permanente en la celda, de este estudio se ha tomado la imagen de la figura 15, que muestra el calentamiento producido en las celdas bajo la sombra de un mástil, celdas de las que se ha retirado el diodo bypass.

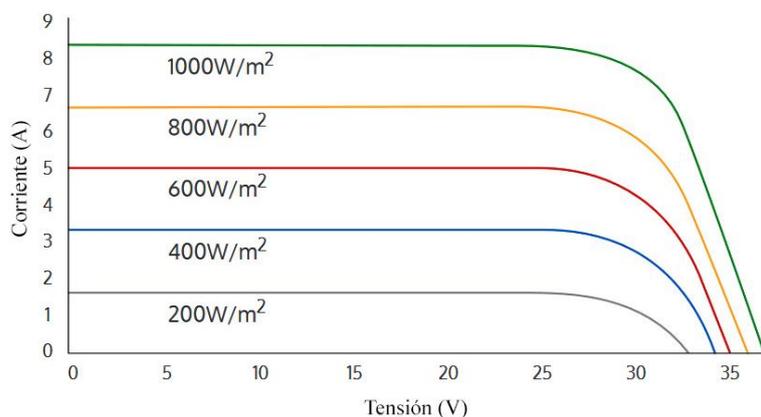


Fig. 16. Curva característica $I-V$, de un panel Tata Power Solar TP250, a distintos niveles de irradiación a una temperatura de 25°C .

En la figura 16 se puede apreciar el efecto de la reducción del nivel de radiación solar incidente en la curva característica $I-V$ de un panel PV esto conduce a otro posible

escenario en el cual el sistema MPPT obligue a los módulos PV a trabajar en un punto distinto al de máxima potencia, debido al efecto que tiene la presencia de sombras parciales en la curva característica I-V, produciendo de esta manera menos energía. Estos efectos relacionados con la presencia de sombras parciales sobre los módulos se explican de forma más detallada al analizar las posibles soluciones a tales efectos en el siguiente apartado.

En la tabla I se observan valores de tensión y corriente, medidos en un módulo PV en el cual se han cubierto varias celdas, simulando el efecto de sombras parciales. El módulo PV posee 32 celdas en serie y cada 16 un diodo de bypass. La tensión medida a circuito abierto da un valor de 19,02V, la corriente máxima que se obtuvo sin presencia de sombras fue de 0,23A, las pruebas se realizaron conectando el módulo PV a una resistencia de carga de 80 ohm.

Tabla I
Valores de tensión y de corriente medidos en un módulo PV con sombras parciales.

# celdas sombreadas	Tensión (V)	Corriente (A)
0	18,2	0,23
4	15,2	0,18
8	12,2	0,15
12	11	0,13
16	10,7	0,12
20	10,2	0,12
24	9,8	0,12

De acuerdo a los valores de la tabla I, y tomando en cuenta el nivel de irradiación al momento de realizar las pruebas, se considera que el diodo de bypass aísla a su grupo de celdas al existir una sombra que cubra al menos 12 de las celdas. Considerando la tensión $V_{oc} = 19,02$ V para un total de 32 celdas se deduce que la tensión individual de cada celda es 0,594 V. Por lo cual, el diodo de bypass se activa alrededor de los 7 V. La figura 17 muestra el módulo PV, usado para las mediciones, en el cual se ha obstruido el paso de la irradiación en la mitad de las celdas.

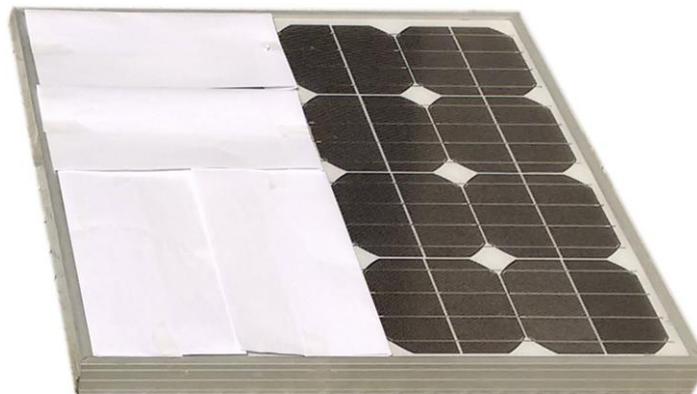


Fig. 17. Pruebas realizadas sobre un módulo PV, para analizar los efectos de sombras parciales.

4.2. ATENUACIÓN DE LOS EFECTOS PRODUCIDOS POR SOMBRAS PARCIALES

Entre las posibles soluciones propuestas para mitigar los efectos relacionados con las sombras parciales sobre los módulos PV, se puede enumerar los siguientes:

- Uso de diodos de bypass.
- Uso de algoritmos enfocados en el rastreo de un punto de máxima potencia global
- Uso de electrónica de potencia como el Circuito de Control de Generación (CCG) propuesto en [6].
- Esquemas de conexión estáticos o dinámicos de los módulos para reducir el efecto de las sombras parciales.

4.2.1. DIODOS DE BYPASS

Para proteger las celdas de daño y para minimizar las pérdidas, los módulos PV pueden estar equipados con diodos de bypass, estos previenen que las celdas bajo sombra trabajen bajo tensiones negativas (en zona inversa), cortocircuitándolas.

La utilización de diodos de bypass deforma la curva característica I-V, lo que dificulta el seguimiento del punto de máxima potencia al aparecer varios máximos parciales. La figura 18 muestra el método convencional de conexión de diodos de bypass, en paralelo con cada módulo PV o con un grupo de celdas del módulo PV.

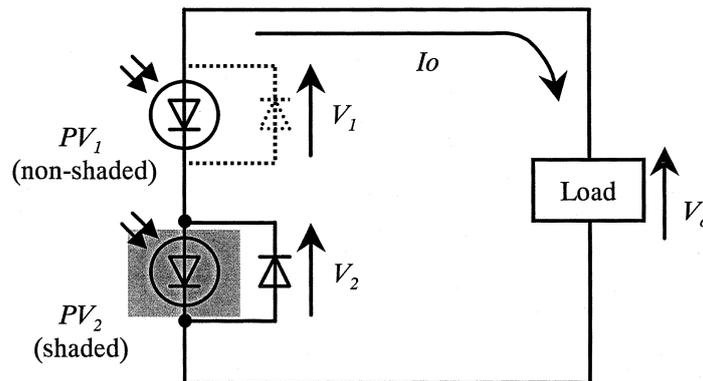


Fig. 18. Esquema típico de conexión de diodos de bypass, en paralelo con la celda o grupo de ellas, de un módulo PV. [7]

En caso de desbalance en la generación la curva característica I-V, de cada módulo PV, resultante es la mostrada en la figura 19; como la corriente en la carga se incrementa desde I_a hasta I_d , y la tensión de salida es la suma de las tensiones de cada panel PV, se tiene que la potencia total, generada por estos dos paneles, cambia de acuerdo a la figura 20 en donde se han representado cuatro puntos de trabajo A, B, C y D.

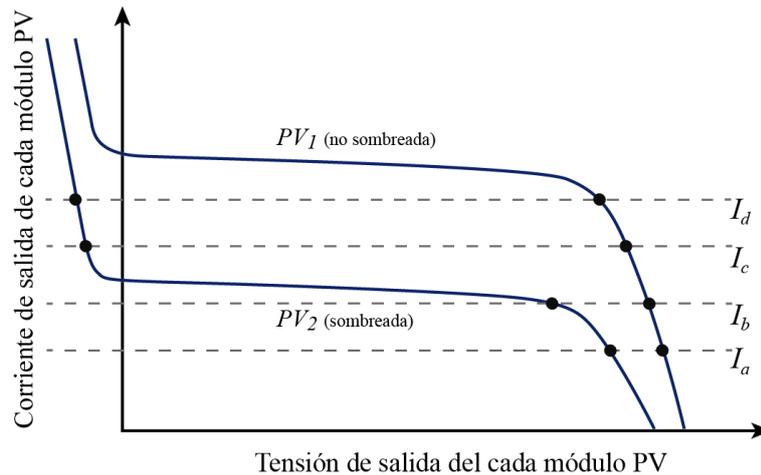


Fig. 19. Corrientes de salida en función de la tensión a la salida de cada módulo PV en serie, considerando uno de ellos bajo sombra. [7]

En el punto de operación A, cada módulo PV genera energía, pero ninguno trabaja en el punto de máxima potencia. En el punto de operación B, el módulo PV_2 (bajo sombra) genera en su punto de máxima potencia, pero el módulo PV_1 (sin sombra) no genera a su máxima potencia. En el punto C, el módulo PV_1 genera energía, pero PV_2 no genera ninguna energía ya que la corriente de generación, I_o , fluye a través del diodo de bypass. Mientras que en el punto de operación D, PV_1 genera en su punto de máxima potencia, pero PV_2 no genera energía. En el apartado 6.3. se observan, en las simulaciones realizadas, los efectos descritos y los resultados del uso de diodos de bypass.

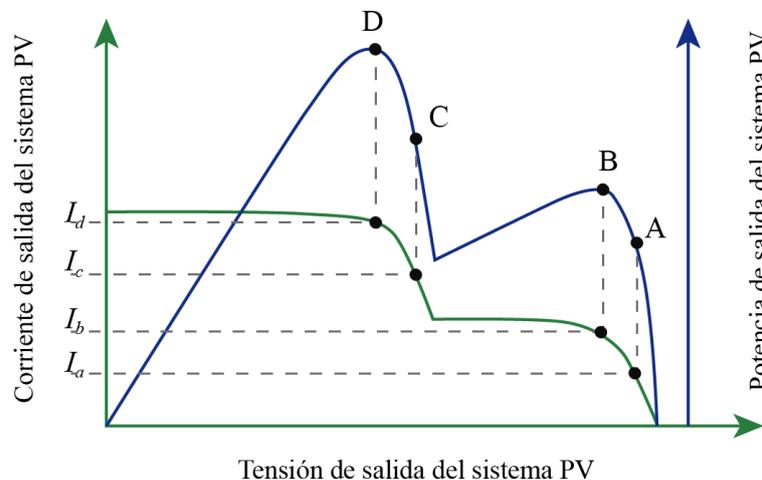


Fig. 20. Potencia de salida en función de la tensión. [7]

4.2.2. ALGORITMO MPPT GLOBAL

Como se vio en el apartado anterior, el uso de diodos de bypass para proteger las celdas del posible sobrecalentamiento, causado por condiciones de sombras parciales, ocasiona que la curva de potencia característica se deforme y presente múltiples picos. Un algoritmo MPPT convencional (que no tenga en cuenta el efecto de sombras o manchas) bien podría encontrar un MPP local y hacer que el sistema trabaje alrededor de este punto, sin conseguir que el sistema entregue la máxima potencia posible, por lo cual es necesario

el desarrollo de algoritmos que consideren los efectos relacionados a sombras parciales y conseguir que el sistema trabaje en el punto de máxima potencia global (MPPG).

El diagrama de flujo del algoritmo propuesto se presenta en la figura 21, este algoritmo es calificable como de perturbación y observación, dado que se fundamenta en la realización de cambios en el ciclo de trabajo y la observación del efecto de este cambio, con la diferencia que el algoritmo presentado fija el ciclo de trabajo en un punto de máxima potencia inicial y solo se modifica si la potencia producida cae o crece más allá de un rango especificado. El punto de trabajo inicial se encuentra al realizar un barrido de la potencia producida en cada uno de los posibles puntos de trabajo. De esta manera se encuentra el MPP global, alrededor del cual se variará posteriormente en caso de que existan cambios en el nivel de irradiación.

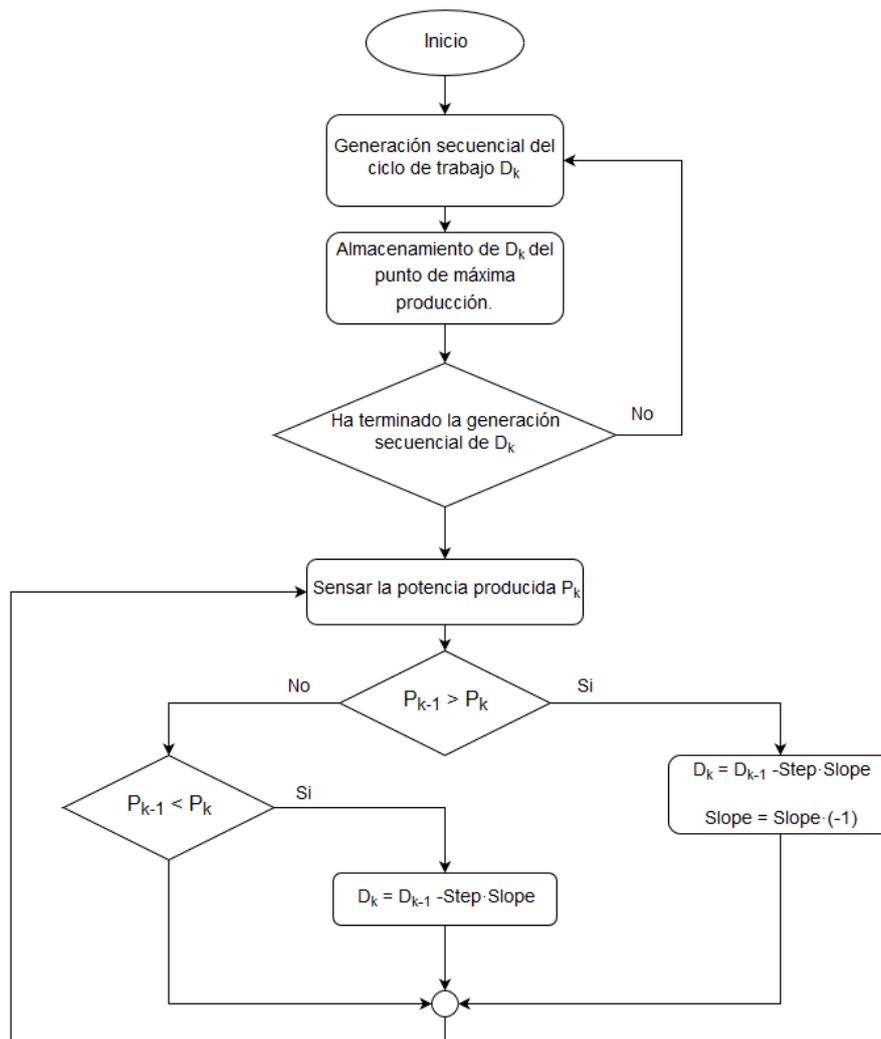


Fig. 21. Diagrama del algoritmo MPPT global propuesto.

En las figuras 22 y 23 se observa el efecto del incremento secuencial del ciclo de trabajo en la tensión y potencia de salida de los módulos PV, respectivamente. El propósito de este barrido, por los puntos de trabajo, es identificar todos los posibles valores de tensión y corriente a la salida de los módulos PV y de esta manera poder fijar el ciclo de trabajo en el punto de máxima potencia global. En la figura 22 se aprecia la relación inversa entre el ciclo de trabajo del convertidor DC/DC y la tensión de trabajo de los módulos PV.

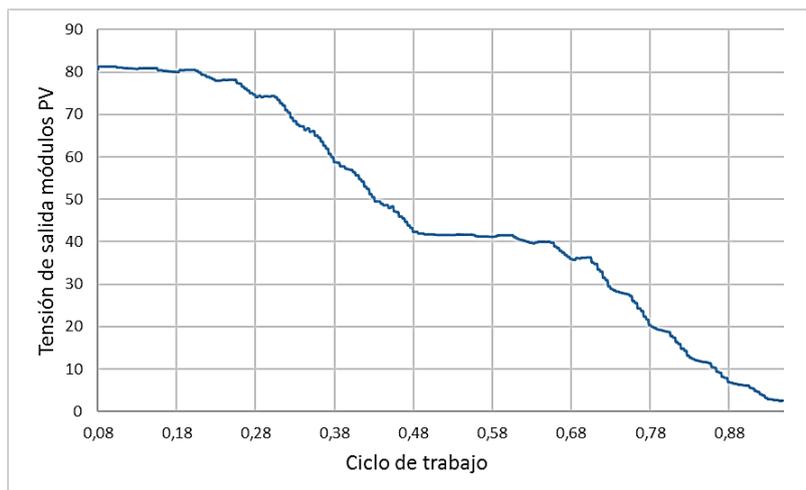


Fig. 22. Efecto del incremento secuencial del ciclo de trabajo sobre la tensión de salida de 2 módulos PV en serie, con niveles de irradiación distinto.

En la figura 23 se puede observar de manera más clara el efecto que tiene el uso de diodos de bypass sobre la curva de potencia a la salida de módulos PV en serie, en presencia de sombras parciales. Dada la relación entre el ciclo de trabajo y la tensión a la salida de los módulos PV, la gráfica 23 se puede interpretar como la potencia de salida en función de la tensión de trabajo de los módulos PV en serie.

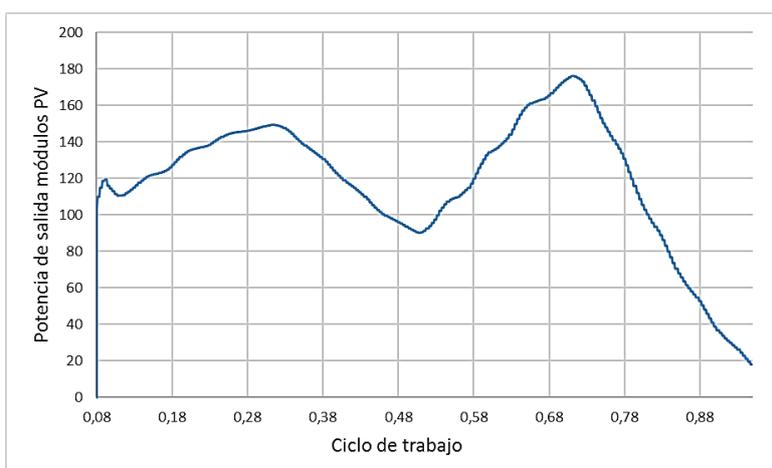


Fig. 23. Efecto del incremento secuencial del ciclo de trabajo (o barrido por todos los valores posibles de tensión de salida) sobre la potencia de salida de 2 módulos PV en serie, con distinto nivel de irradiación.

Un posible problema del algoritmo presentado es el cambio del punto de máxima potencia global a un punto diferente del punto de trabajo fijado, debido al cambio en los niveles de irradiación. Una posible solución es realizar nuevamente el barrido por los puntos de trabajo cuando exista un cambio en la potencia de salida del sistema más allá de un rango establecido, aunque ello ocasiona una caída momentánea en la producción de potencia debido al barrido completo. Los resultados de la simulación de este algoritmo se muestran en el apartado 6.2.2.

4.2.3. PATRÓN DE CONEXIONES

Una posible solución a los efectos de las sombras parciales sobre los módulos PV corresponde al uso de técnicas de reconfiguración y reposicionamiento, donde las interconexiones de los módulos son alteradas de acuerdo a la intensidad y forma de la sombra. La posición óptima de cada panel en la matriz debe ser determinada y las interconexiones deben ser cambiadas para reducir las pérdidas por desequilibrio. Sin embargo, el encontrar la ubicación óptima para cada panel requiere de algoritmos complejos, grandes cálculos, muchos interruptores y sensores [8]. Los autores de [8] proponen un sistema de configuración fija, donde los paneles están dispuestos en base a patrones, de tal manera que los paneles que eléctricamente se encuentran en una misma fila, físicamente están en distintas posiciones de diferentes filas. Este enfoque no requiere de interruptores, sensores o algún algoritmo de control. El problema con este tipo de soluciones es que la eficiencia tiene una fuerte dependencia de la variabilidad de las sombras.

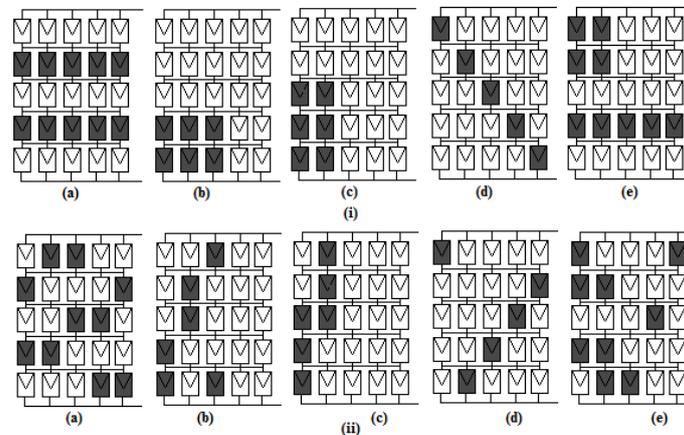


Fig. 24. Distribución de una sombra en (i) disposición normal y (ii) empleando un patrón de conexiones. [8]

La figura 24 (i) muestra posibles patrones de sombreado sobre un grupo de paneles y la figura 24 (ii) intenta ilustrar cómo se distribuirían tales sombras si se usara un patrón de conexiones fijo, tal como el propuesto en [8].

4.2.4. CIRCUITO DE CONTROL DE GENERACIÓN

El uso de topologías de electrónica de potencia, es una alternativa al uso de diodos de bypass, para mejorar la producción de energía cuando los módulos PV se encuentran en condiciones de sombras parciales. En [6] se desarrolla el llamado circuito de control de generación (CCG), el cual maximiza la generación de energía cuando algunos de los módulos están bajo sombra. El CCG permite controlar individualmente el punto de operación de cada módulo PV, incluidos los sombreados. Como resultado, la disminución de la energía total producida es minimizada.

El principio de operación se observa en la figura 25, en el cual m módulos PV están conectados en serie. El circuito de control de generación tiene fuentes de tensión, X_1 a X_m conectadas en paralelo con los módulos PV, siendo, la suma de estas tensiones, V_1 a V_m , igual a la tensión de salida, V_{out} , del sistema. Con lo cual cada módulo fotovoltaico

genera su propia potencia a una tensión determinada, pudiendo ser las corrientes distintas entre sí, cumpliéndose

$$P_{out} = V_{out} \cdot I_{out} = \sum_{i=1}^m V_i \cdot I_i \quad (10)$$

Por otra parte, no existe restricción en la dirección de las corrientes I_1 a I_m . Por lo tanto, la potencia fluye desde X_i a PV_i cuando la diferencia entre I_{out} e I_i ($I_{out} - I_i$), es positiva y desde PV_i a X_i cuando ($I_{out} - I_i$) es negativa, y la suma de todas estas potencias es cero.

$$\sum_{i=1}^m V_i \cdot (I_{out} - I_i) = 0 \quad (11)$$

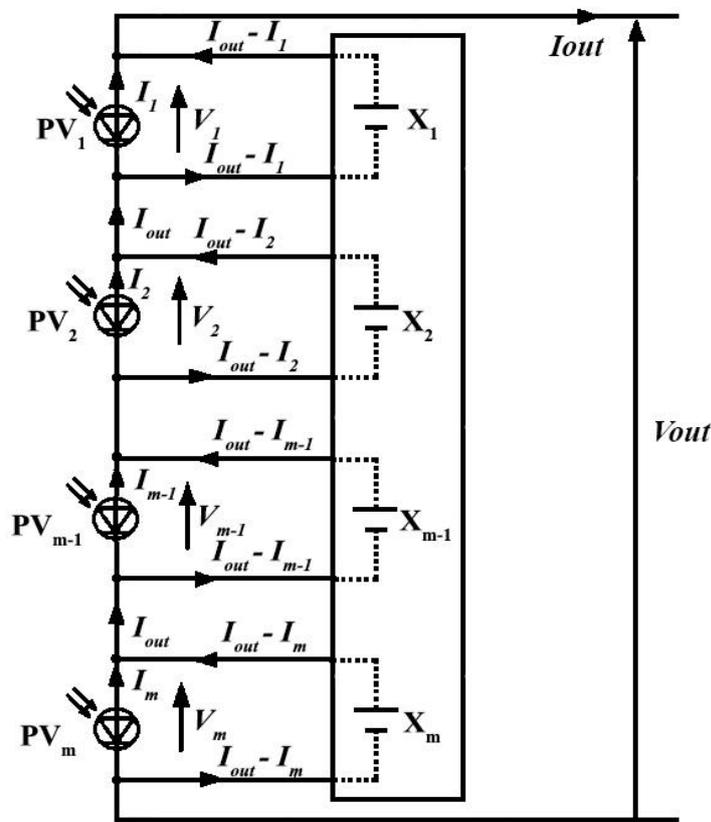


Fig. 25. Principio de operación del circuito de control de generación. [6]

La corriente de salida I_{out} puede ser calculada como

$$I_{out} = \frac{1}{V_{out}} \sum_{i=1}^m V_i \cdot I_i \quad (12)$$

La figura 26 muestra la configuración práctica del circuito de control de generación, compuesta por un circuito chopper multietapa, y la figura 27 muestra las señales de disparo de los interruptores S_1 a S_n . Cuando el ratio OFF de trabajo, \bar{D}_i , en cada interruptor SW_i , está definido como en las ecuaciones (13) y (14), la tensión de control de generación, V_i , para cada módulo PV_i , depende proporcionalmente del ratio OFF de trabajo.

$$\bar{D}_i = \frac{T_i(OFF)}{T_{sw}} \quad (13)$$

Donde, $T_i(OFF)$ es el tiempo en off del interruptor S_i , y T_{sw} es el intervalo de conmutación. El ciclo de trabajo de los interruptores, debe cumplir con la condición:

$$\sum_{i=1}^m \bar{D}_i = 1 \quad (14)$$

Así, se considera que V_i/V_{out} es igual al ratio OFF de trabajo.

$$\frac{V_i}{V_{out}} = \bar{D}_i \quad (15)$$

y como la corriente de generación en cada módulo PV depende de la curva I-V y de la tensión de generación V_i , sustituyendo (15) en (12), se obtiene que la corriente de salida viene dada por

$$I_{out} = \sum_{i=1}^m \bar{D}_i \cdot I_i \quad (16)$$

Por consiguiente, se obtiene la potencia de salida en función del ratio OFF de trabajo, \bar{D}_i , expresión y consideraciones que concuerdan con (10):

$$P_{out} = V_{out} \sum_{i=1}^m \bar{D}_i \cdot I_i = \sum_{i=1}^m V_i \cdot I_i \quad (17)$$

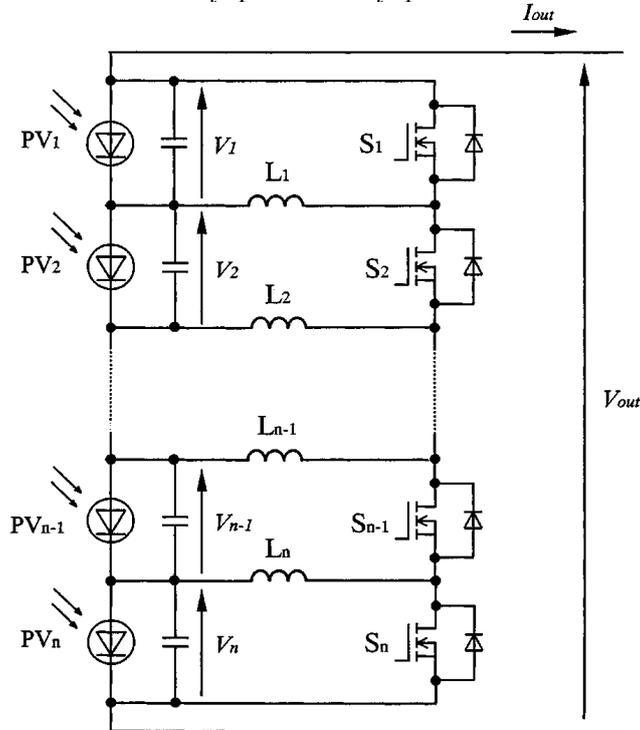


Fig. 26. Configuración del CCG basado en un convertidor chopper multietapa. [6]

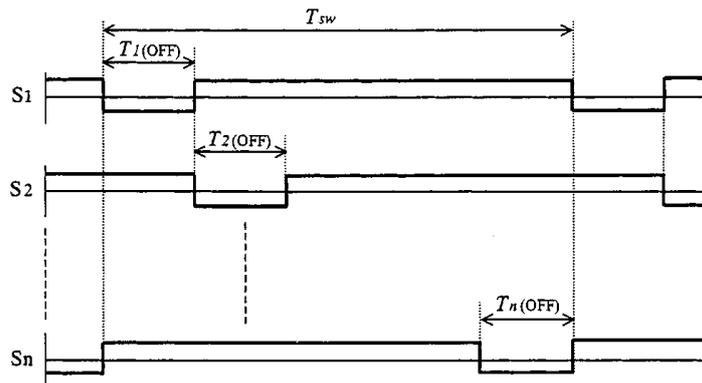


Fig. 27. Señales de disparo de los interruptores del convertidor chopper que compone el CCG. [6]

La figura 27 muestra gráficamente la condición (14) que deben cumplir los ciclos de trabajo de los interruptores.

El uso de esta topología de electrónica de potencia para controlar la producción de los módulos PV en serie, también, permite eliminar los múltiples picos de la curva de potencia ocasionados por condiciones de sombras parciales, resultantes del uso de diodos bypass. Este efecto de eliminar los múltiples picos facilita el trabajo del algoritmo MPPT.

5. CONEXIÓN A RED DEL SISTEMA PV

A fin de poder conectar un sistema fotovoltaico con la red de suministro eléctrico, la potencia de corriente continua a la salida del convertidor DC-DC, debe ser transformada a potencia de corriente alterna trifásica. En el modelo presentado, el inversor trifásico está constituido por el sistema de control para la regulación de la potencia activa (P) y reactiva (Q), el sistema generador de los pulsos de disparo y un puente inversor.

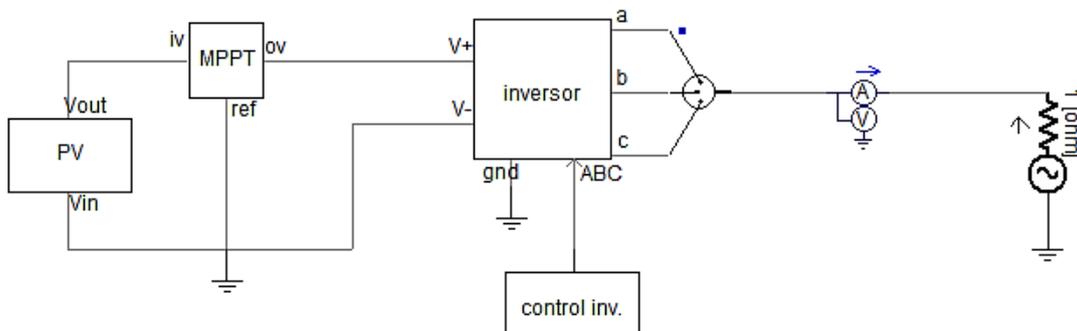


Fig. 28. Esquema de conexión a red del sistema PV.

En la figura 28 se muestra el modelo para simulación en PSCAD/EMTDC del sistema PV y su conexión a red. La red es representada como una fuente trifásica equivalente.

5.1. INVERSOR TRIFÁSICO

El inversor trifásico presentado está compuesto por 3 inversores monofásicos de puente completo, independientes, conectados a la entrada de tensión continua; el esquema del mismo se muestra en la figura 29. Para la operación de este inversor las señales de disparo de cada inversor deben estar desfasadas 120° con respecto a las señales de los demás, y así conseguir a la salida una tensión trifásica equilibrada. Las señales alternas de cada fase se conectan, cada una, a un transformador monofásico cuyas salidas se encuentran conectadas en configuración estrella y así obtener la señal trifásica a la salida del inversor.

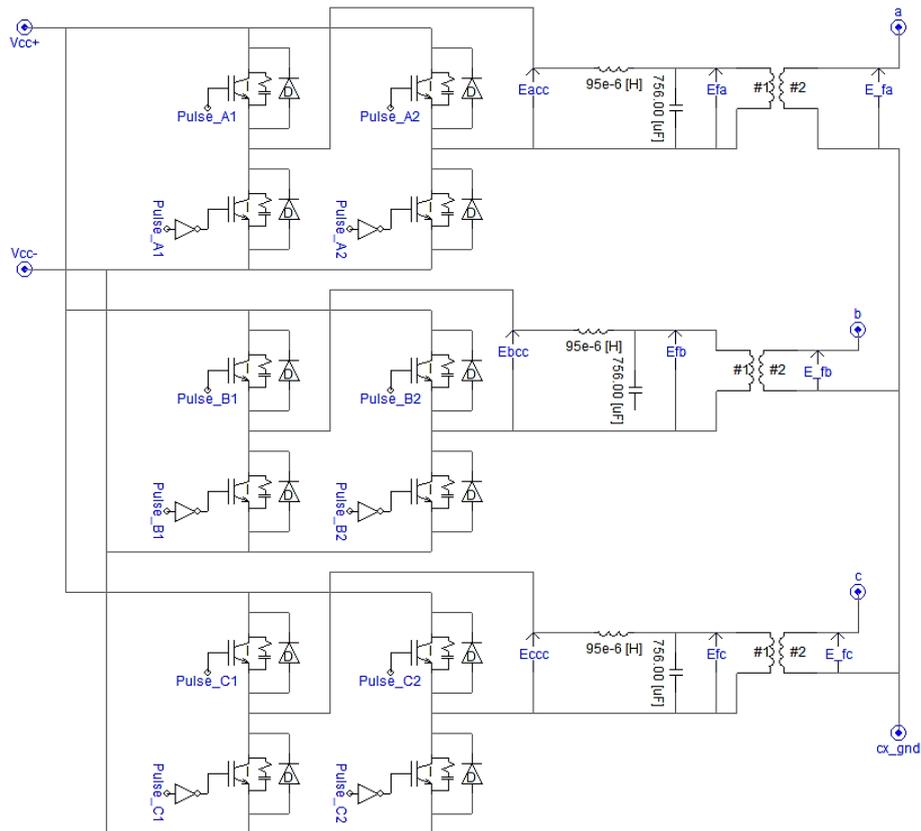


Fig. 29. Esquema del inversor trifásico, formado por 3 inversores monofásicos de puente completo.

5.2. GENERACIÓN DE PULSOS DE DISPARO

Los pulsos de disparo para los interruptores del inversor se obtienen mediante la técnica de modulación sinusoidal por ancho de pulso, basado en la comparación de una señal moduladora sinusoidal y una portadora triangular. La figura 30 muestra sistema de modulación por ancho de pulso PWM que genera los pulsos de disparo del inversor de la figura 29. Las señales moduladoras sinusoidales, de cada fase, se obtienen a partir del sistema de control que se analizará en el siguiente apartado. Cada señal moduladora es comparada con una portadora triangular, con un rango de magnitud entre 0 y 1. Las señales de disparo se obtienen a la salida de cada comparador al devolver a su salida un valor de 1 cada vez que la onda moduladora es mayor que la portadora y 0 en caso contrario. El pulso A_1 se encarga de la generación del semi ciclo positivo de la fase A y el pulso A_2 del semi ciclo negativo de la misma fase. Ya que la operación de los interruptores, de cada rama de cada inversor monofásico, del inversor trifásico de la figura 29, es complementaria, las señales de estos interruptores se obtienen invirtiendo las

señales A_1 y A_2 . Así de forma análoga se obtienen las señales B_1 y B_2 para la fase B y para la fase C las señales C_1 y C_2 y sus correspondientes señales complementarias.

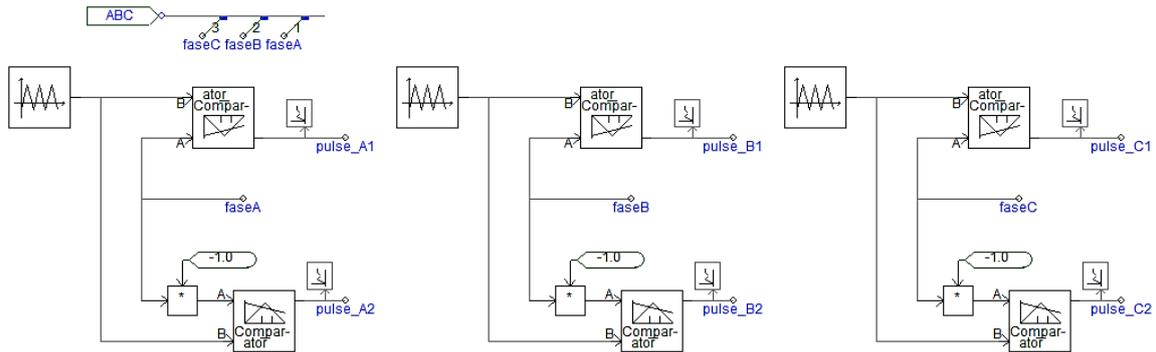


Fig. 30. Generación de las señales de disparo para los interruptores del inversor.

5.3. REGULACIÓN DE POTENCIA ACTIVA (P) Y REACTIVA (Q)

El sistema de control del inversor tiene la finalidad de generar las señales de control apropiadas para que el inversor pueda inyectar a la red la potencia activa P y reactiva Q deseadas. Se utiliza un sistema de control basado en la transformación de Park, del sistema de referencia estacionario abc al sistema $d-q$ que gira con la tensión de la red. De esta forma las variables de control se transforman en valores continuos lo que facilita el control sobre estas señales. La técnica PLL (*phase locked loop*) se utiliza para extraer el ángulo de fase para referencia de la transformada. [11]

La estructura de control se asocia con controladores proporcional integral (PI), para adecuar las señales medidas con las de referencia. Para la referencia de potencia activa, se toma la tensión del bus de corriente continua la cual es controlada de acuerdo al algoritmo MPPT. La referencia de potencia reactiva es cero si se busca inyectar solamente potencia activa. El esquema del sistema de control se muestra en la figura 31.

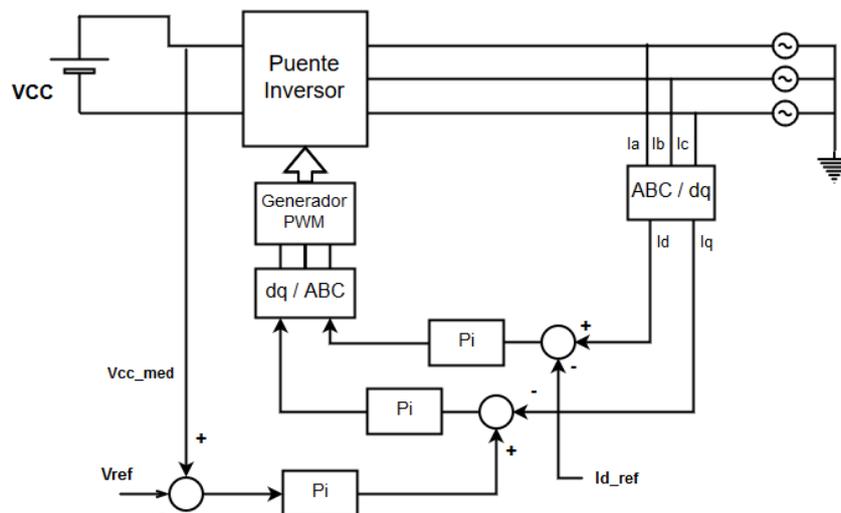


Fig. 31. Esquema del sistema de control de potencia activa y reactiva del inversor. [12]

Tras la adecuación de las señales de control I_d e I_q se les aplica la transformada inversa de Park, obteniendo así nuevamente las señales en el sistema estacionario abc , tales señales servirán al bloque PWM como señal moduladora, tal como se explica en el apartado anterior y se observa en la figura 30.

5.4. REQUISITOS DE CALIDAD DE ENERGÍA

La norma UNE-EN 61400 se ha tomado como referencia para el análisis del contenido armónico de la energía producida. La mencionada norma establece los parámetros de calidad a cumplir por los aerogeneradores conectados a red, estos parámetros se pueden aplicar para instalaciones fotovoltaicas como es el caso que compete al presente trabajo.

La norma establece que la distorsión armónica total de corriente THC debe calcularse de acuerdo a la ecuación (18).

$$THC = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{50} I_h^2}}{I_n} \times 100 \quad (18)$$

Donde, I_n es la corriente nominal de la instalación, I_h es el valor eficaz del armónico repartido en el subgrupo de rango armónico h. [13]

Los límites aplicables para la emisión de armónicos pueden determinarse aplicando las directrices dadas en la norma IEC 61000-3-6 de Compatibilidad Electromagnética. Estos límites para tensiones armónicas en redes de alta tensión pueden aplicarse también como límites de corrientes armónicas.

Tabla II

Valores indicativos de niveles de planificación de tensiones armónicas (en porcentaje de la tensión nominal) en redes de alta tensión. [14]

Ordenes impares no múltiplos de 3		Ordenes impares múltiplos de 3		Ordenes pares	
Orden h	Tensión armónica %	Orden h	Tensión armónica %	Orden h	Tensión armónica %
5	2	3	2	2	1,5
7	2	9	1	4	1
11	1,5	15	0,3	6	0,5
13	1,5	21	0,2	8	0,4
17	1	>21	0,2	10	0,4
19	1			12	0,2
23	0,7			>12	0,2
25	0,7				
>25	$0,2 + 0,5 \cdot \frac{25}{h}$				

La tasa total de distorsión armónica (THD) para redes de alta tensión es de 3%, valor establecido por la misma norma.

6. SIMULACIÓN Y RESULTADOS

Las simulaciones se han realizado en el software para simulación de sistemas eléctricos de potencia PSCAD/EMTDC. Las simulaciones comprenden:

- Análisis de modelos de módulo PV.
- Análisis de algoritmos MPPT.
- Comportamiento frente a la presencia de sombras parciales.
- Análisis de las alternativas para la atenuación de los efectos de sombras parciales.
- Conexión a red de un grupo de módulos PV.
- Análisis de los armónicos introducidos en la red.

6.1. MODELO DE PANEL FOTOVOLTAICO

Se han realizado simulaciones de distintos modelos de módulo PV, entre los cuales está el modelo de un solo diodo, un modelo de aproximación lineal a trozos, con 3 diodos [9], y un modelo basado en 2 fuentes de corriente. Con la finalidad de seleccionar el modelo óptimo (en PSCAD) para caracterizar un módulo PV real. Se ha utilizado las características de un módulo BP Solar BP-585F que se muestran en la Tabla III.

Tabla III
Características de un módulo BP Solar BP-585F.

Parámetro	Valor
I_{mp}	4,72 A
V_{mp}	18,0 V
P_{max}	85 W
I_{sc}	5,078 A
V_{oc}	22,1 V
K_v	$-(80\pm 10)$ mV/ $^{\circ}$ C
K_i	$(0.065\pm 0.015)\%$ / $^{\circ}$ C
N_s	36
R_s	0,047 ohm
R_p	644,13 ohm

6.1.1. MODELO CON UN SOLO DIODO

Este modelo, representado en la figura 32, está compuesto por una fuente de corriente, un diodo en paralelo y sus respectivas resistencias en serie R_s y R_p en paralelo. Se trata de un modelo simplificado cuya curva característica $I-V$ es tal como se observa en la figura 33, por tanto, su curva característica $I-V$ difiere de una característica real, como las mostradas en la figura 16 del apartado 4.1. (tomadas del catálogo de un fabricante). Este modelo puede ser apropiado para la mayoría de los casos de estudio, pero para estudios del funcionamiento de controles MPPT puede ocasionar errores considerables ya que se sobre estima la ubicación del punto de máxima potencia, como se verá en el apartado 6.1.4 donde se hace una comparativa entre los resultados obtenidos con los distintos modelos.

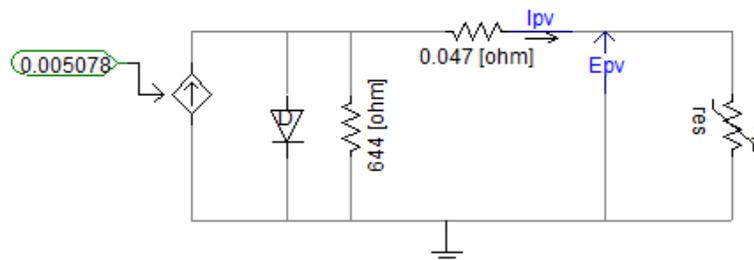


Fig. 32. Implementación del modelo de módulo PV de un solo diodo en PSCAD.

La curva $I-V$ presentada en la figura 33 corresponde al funcionamiento a un nivel de irradiación de 1000 W/m^2 , los cambios en el nivel de irradiación se consiguen cambiando el valor de la constante que controla la corriente producida por la fuente de intensidad.

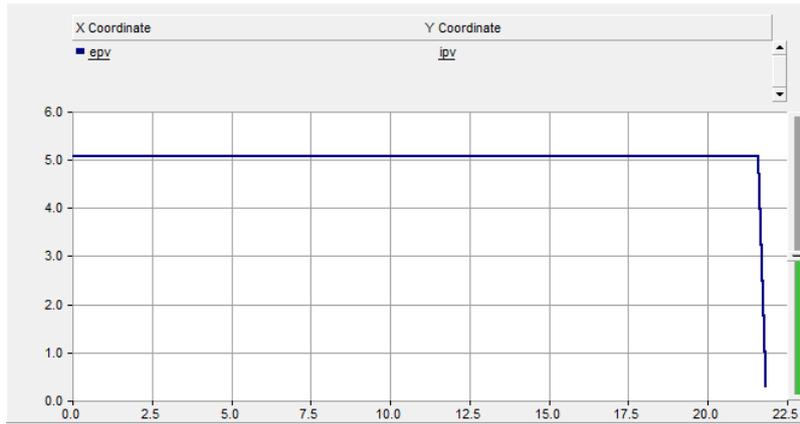


Fig. 33. Curva *I*-*V* del modelo de un solo diodo, de módulo PV, implementado en PSCAD.

6.1.2. MODELO POR APROXIMACIÓN LINEAL A TROZOS

Usando tres diodos en serie y dos resistencias bypass en dos de los diodos, como se muestra en la figura 34, a partir de una aproximación lineal a trozos se obtiene la curva *I*-*V* de la figura 35. Además, es posible mejorar el ajuste de la curva de funcionamiento añadiendo más diodos, con su resistencia bypass, en serie. La metodología para la selección de los valores más adecuados para los componentes se detalla en [9].

La curva característica *I*-*V* de la figura 35 se ha simulado a un nivel de irradiación de 1000 W/m^2 . El funcionamiento se ajusta mejor a la característica no lineal de funcionamiento de un módulo PV que el modelo de un solo diodo.

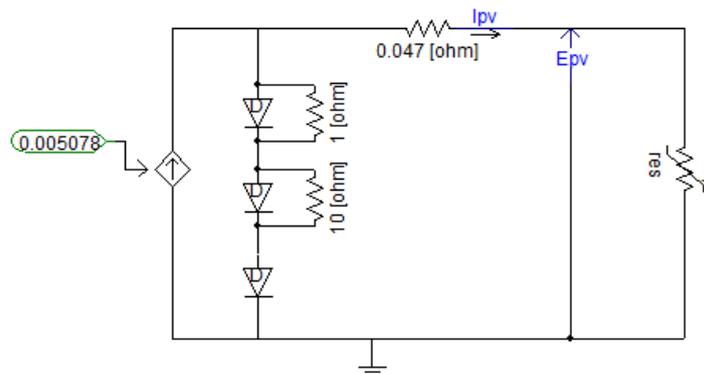


Fig. 34. Implementación del modelo de 3 diodos en PSCAD/EMTDC.

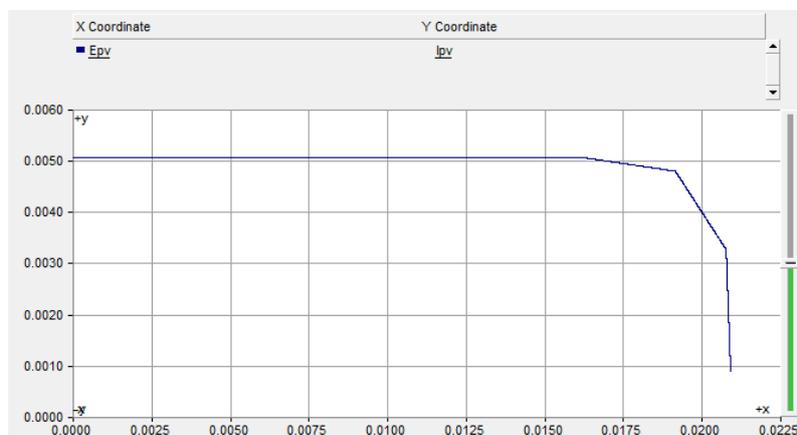


Fig. 35. Curva *I*-*V* del modelo de 3 diodos.

6.1.3. MODELO CON DOS FUENTES DE CORRIENTE

El modelo con dos fuentes de corriente permite ajustar con mayor precisión al comportamiento real de un módulo PV. El desarrollo del modelo [2] se realiza conforme a las ecuaciones (1), (2), (3) y (4) que determinan el funcionamiento de un módulo PV.

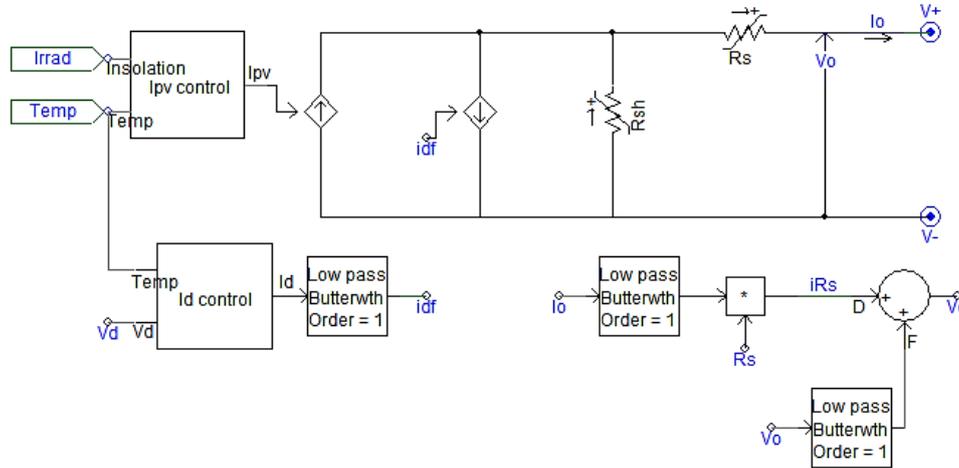


Fig. 36. Modelo de módulo PV, con dos fuentes de corriente, en PSCAD/EMTDC.

La corriente I generada por un módulo PV está compuesta por la corriente I_{pv} (que depende de la luz incidente en él y su temperatura) y por la corriente I_d (que es dependiente además de la temperatura de la tensión en sus extremos) de acuerdo a la ecuación (1). El modelo que se muestra en la figura 36 simula el comportamiento de estas corrientes. Usando programación FORTRAN se han creado dos componentes que proporcionan la señal de control para las dos fuentes de corriente. Estas señales de control responden a las ecuaciones (2) y (3) respectivamente, calculando en cada instante el valor adecuado de corriente, de acuerdo a las condiciones de irradiación, temperatura y tensión, que debe proporcionar cada una de las fuentes de corriente. La tensión V_d se debe calcular para utilizarla en el cálculo de I_d . Aunque se han agregado filtros pasa-bajo para evitar que posibles componentes de alta frecuencia generen errores en los cálculos, el efecto de estos errores se amplifica al realizar la conexión en serie de varios módulos PV. La figura 37 muestra la gráfica de la curva obtenida, con una irradiación de 1000 W/m^2 y una temperatura del panel de 30° C .

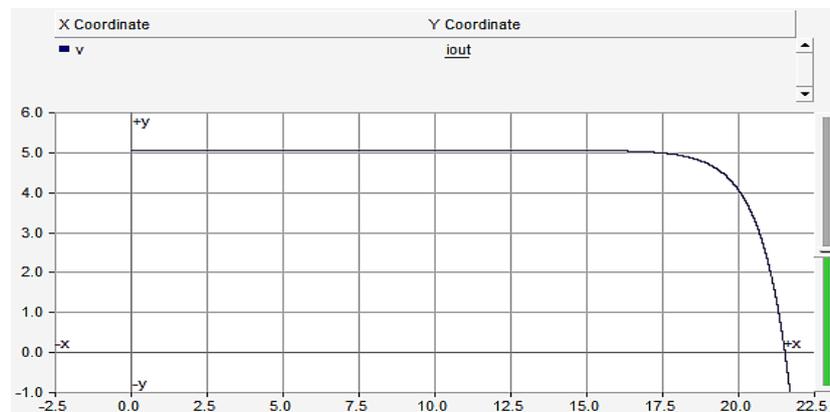


Fig. 37. Curva I-V del modelo de módulo PV compuesto por dos fuentes de corriente, a 1000 W/m^2 y a 30° C .

6.1.4. COMPARATIVA DE RESULTADOS DE LOS MODELOS ANALIZADOS

Con los modelos analizados se ha realizado una comparativa de sus curvas características I-V en la figura 38, donde se aprecia como el modelo que peor se ajusta al comportamiento no lineal de un módulo PV es el de un solo diodo, mientras que, los modelos de tres diodos y el de dos fuentes de corriente son los más apropiados para realizar estudios de funcionamiento de algoritmos MPPT, gracias a que su curva I-V se ajusta de mejor manera a la curva I-V obtenida a partir de los datos del fabricante (BP 585F). Además, el modelo de 3 diodos es sencillo de implementar en cualquier software de simulación.

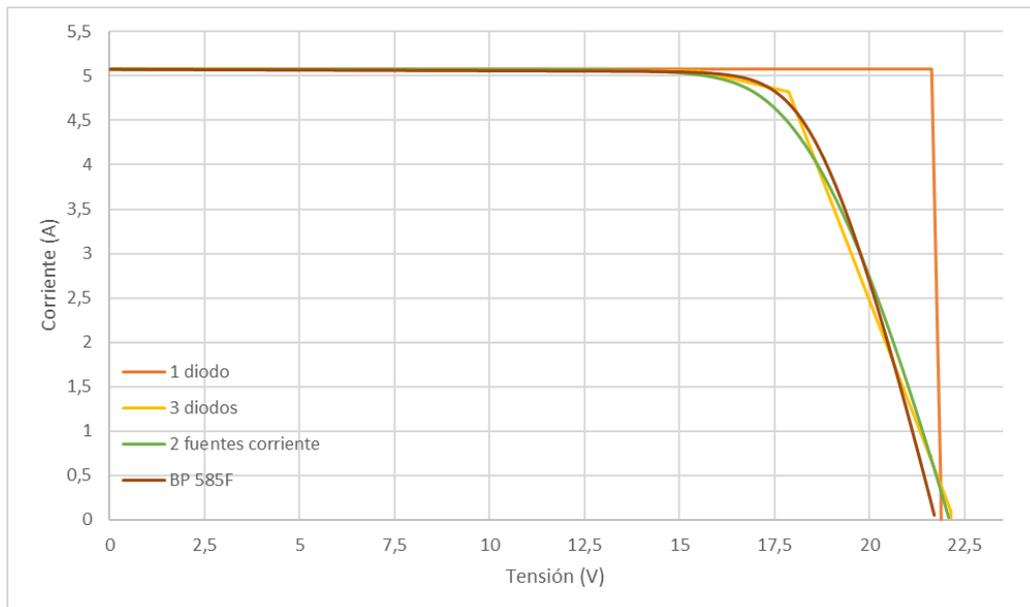


Fig. 38. Comparativa entre las curvas I-V de los modelos de módulo PV simulados.

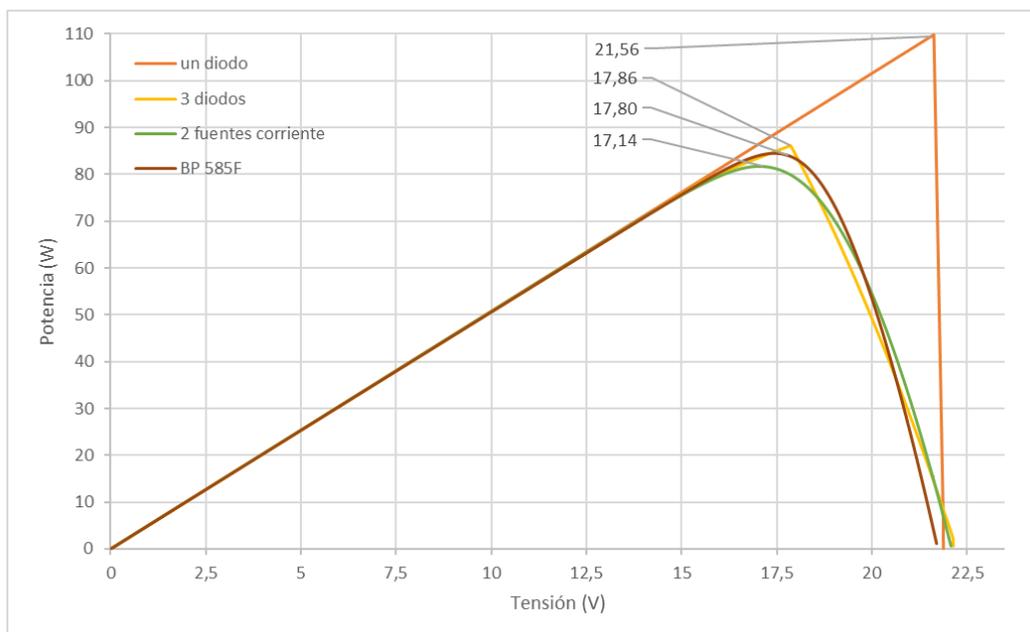


Fig. 39. Comparativa entre las curvas P-V de los modelos simulados. Se muestra la tensión de máxima potencia V_{mp} de cada curva.

En la figura 39 se muestra una comparación de las curvas de potencia en función de la tensión de salida de cada modelo, se han marcado las tensiones de máxima potencia que presenta cada modelo. Se eligió el modelo de 3 diodos por que presenta una aproximación razonable de su punto de máxima potencia al valor especificado por el fabricante, además de presentar un cierto grado de simplicidad en su implementación.

6.2. SIMULACIÓN DE ALGORITMOS MPPT CENTRALIZADO

La instalación PV y la carga se conectan a través del sistema MPPT, como se muestra en la figura 40, en este caso el sistema MPPT está compuesto por un convertidor DC/DC el cual tiene la función de transferir la máxima potencia desde el módulo PV a la carga. Esto lo logra mediante un sistema que controla el ciclo de trabajo del convertidor en base a un algoritmo para seguimiento del punto de máxima potencia como lo muestra la figura 41.

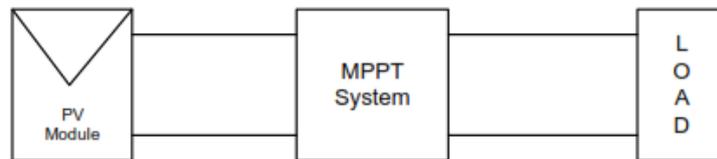


Fig. 40. Esquema de conexión del sistema MPPT entre la carga y el módulo PV. [2]

Se ha utilizado un convertidor DC/DC boost para la implementación del sistema MPPT, mediante el cambio continuo del ciclo de trabajo del convertidor se logra mantener al módulo PV funcionando en su punto de máxima potencia.

Se ha creado un componente en PSCAD/EMTDC (*Controlador MPPT*) para implementar el algoritmo MPPT desarrollado y generar la señal de control para los pulsos de disparo del interruptor del convertidor DC/DC. En el desarrollo del algoritmo MPPT se ha implementado el algoritmo de Conductancia Incremental (IC) presentado en [4] y se ha desarrollado uno nuevo basado en la técnica de perturbación y observación.

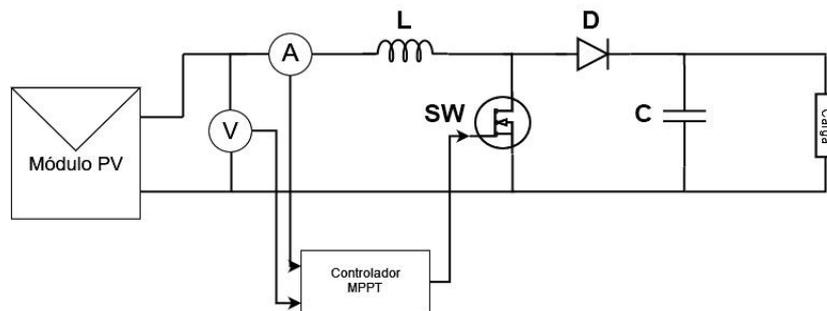


Fig. 41. Conexión del sistema controlador MPPT al convertidor DC/DC.

En la figura 42 se muestra el sistema modelado en PSCAD/EMTDC, consistente en un módulo PV conectado a la carga a través del sistema MPPT desarrollado. La figura 43 (a) da el detalle del convertidor DC/DC boost y 43 (b) muestra el circuito de control para generar la señal de disparo a partir del algoritmo MPPT.

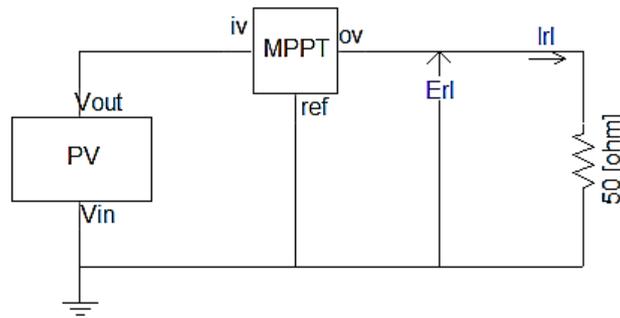


Fig. 42. Implementación en PSCAD/EMTDC del sistema MPPT.

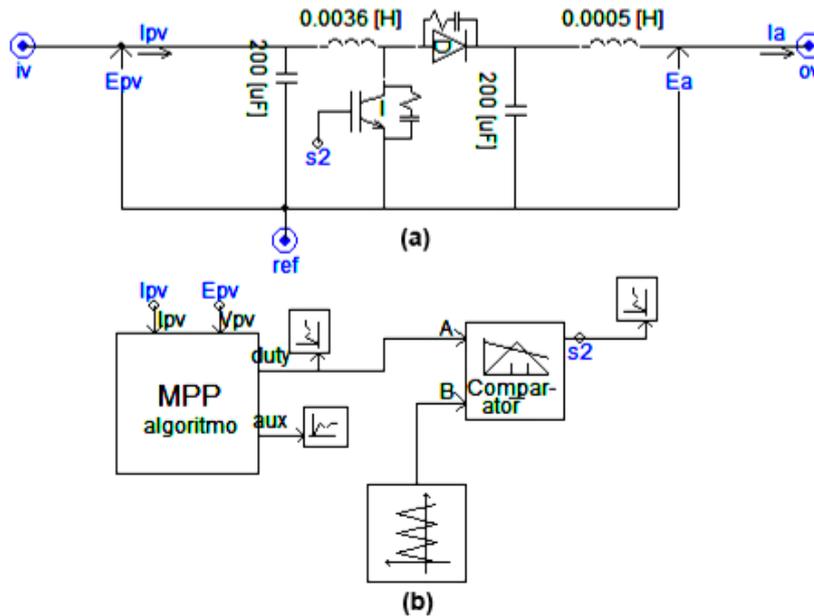


Fig. 43. (a) Convertidor DC/DC boost y (b) sistema que controla el ciclo de trabajo del mismo.

6.2.1. ALGORITMO DE CONDUCTANCIA INCREMENTAL

La figura 44 muestra la implementación, en PSCAD/EMTDC, del algoritmo de conductancia incremental que calcula, de acuerdo a la ecuación (9), el ciclo de trabajo para el convertidor DC/DC boost. Para el cálculo se toman las señales filtradas de la medición de tensión y de corriente: I_{o_dc} y V_{o_dc} . El factor de escalamiento descrito en la ecuación se ha ajustado a 4×10^{-4} , el valor de paso calculado es acumulado en un bloque integrador antes de pasar a la salida.

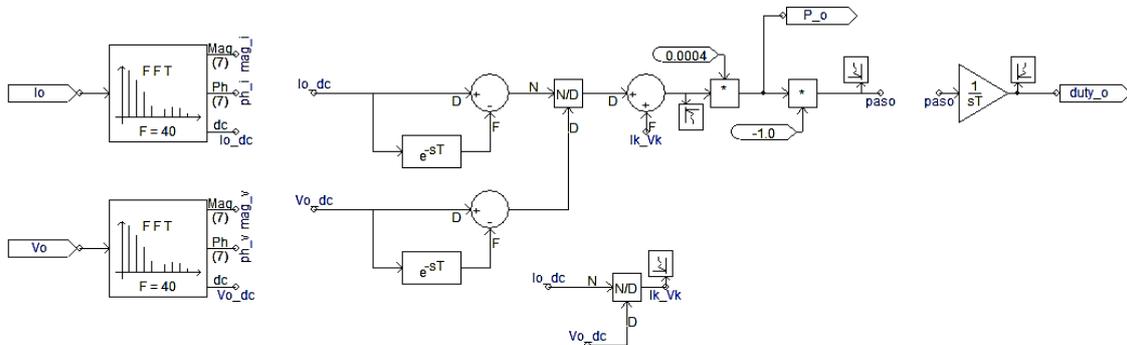


Fig. 44. Implementación del algoritmo de Conductancia Incremental con paso adaptativo.

Para realizar las simulaciones se ha usado el modelo de módulo PV con tres diodos y una instalación con cuatro paneles conectados en serie, siendo sus características las dadas en la tabla III. Inicialmente se aplica irradiación completa, es decir 1000 W/m^2 en cada panel, posteriormente reduce la irradiación en dos de los módulos a un nivel de 600 W/m^2 .

En la figura 45 se observa la potencia producida por la instalación aplicando el algoritmo de conductancia incremental (IC) y considerando irradiación completa. La curva de potencia presenta una ligera oscilación sobre el punto de máxima potencia, debido al propio proceso de cálculo del algoritmo.

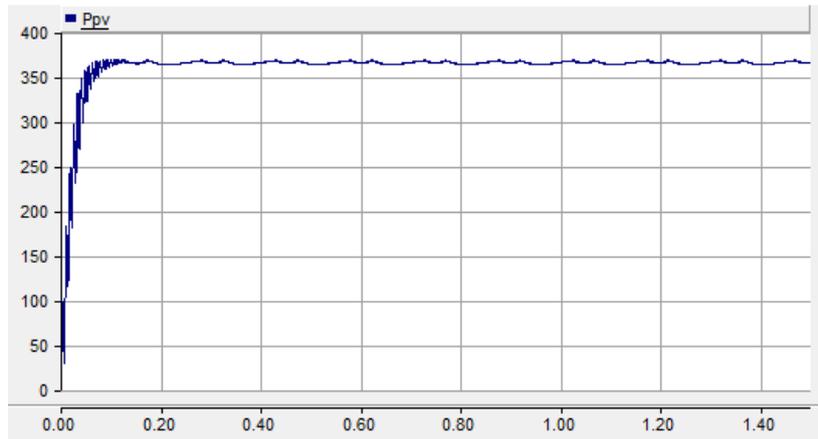
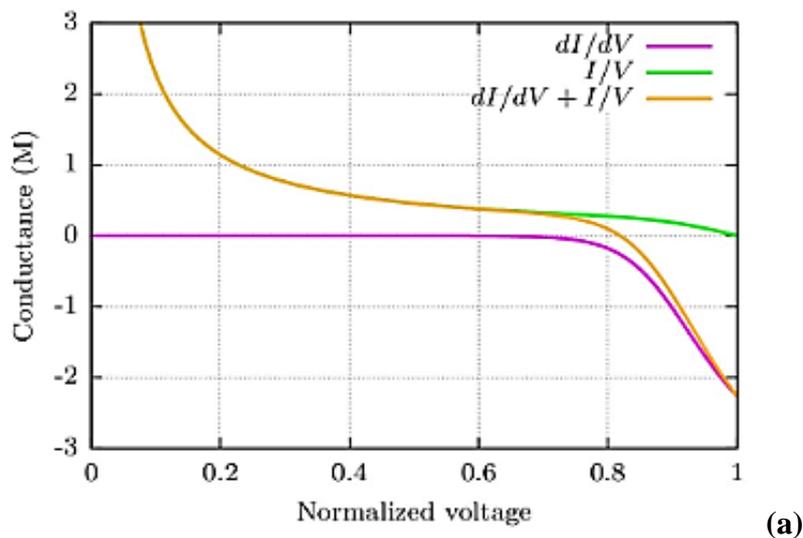


Fig. 45. Potencia producida por 4 paneles en serie bajo irradiación de 1000 W/m^2 , con el algoritmo de conductancia incremental.

El algoritmo de conductancia incremental (IC) está muy influenciado por la calidad de las señales de tensión y corriente medidas, por lo cual es necesario el filtrado de dichas señales. Como se observa en la figura 44, antes del cálculo del ciclo de trabajo, se han filtrado las señales con un filtro basado en la transformada rápida de Fourier (FFT). Sin embargo, el funcionamiento del algoritmo es muy sensible al rizado de las señales que aparece aún a pesar del filtrado. En la figura 46 (b) se muestra valores calculados de la conductancia incremental (dI/dV) los cuales se alejan considerablemente de los valores teóricos (línea roja figura 46 (a)), el efecto es debido al rizado que es mayor para valores bajos de tensión.



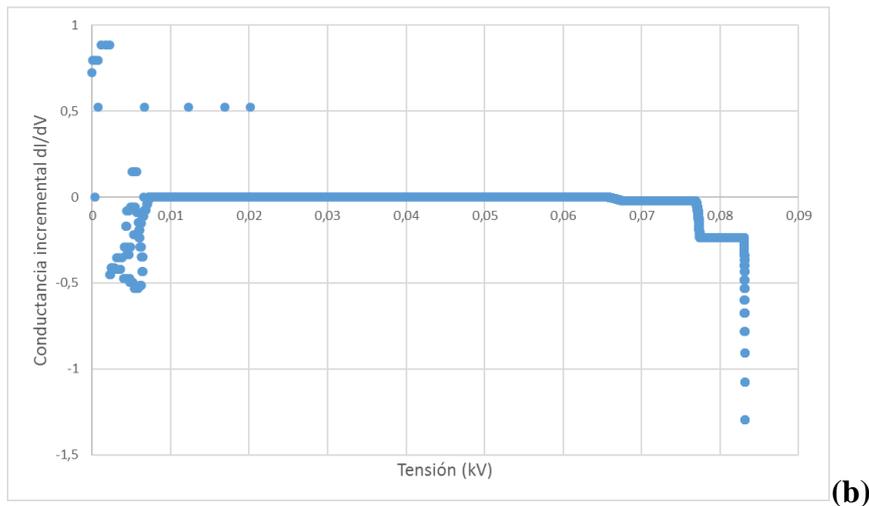


Fig. 46. Conductancia incremental (a) teórica y (b) medida en función de la tensión de salida de los módulos PV.

En la figura 46 (b), además, se observa el efecto del comportamiento del modelo de módulo PV seleccionado (3 diodos en serie) sobre el funcionamiento del algoritmo (el efecto se observa en los escalones). La curva P-V del modelo seleccionado, que se observa en la figura 39 en el apartado 6.1.4, debido a la aproximación lineal a trozos para el ajuste del modelo a la curva del fabricante, presenta 3 cambios marcados de pendiente; estos cambios de pendiente ocasionan las caídas bruscas en la conductancia incremental, que se observan en la figura 46(b).

El mismo efecto del rizado de la tensión se observa en el cálculo de la conductancia instantánea en la figura 47, donde, cuya representación también se aleja de la curva teórica (línea verde, figura 46(a)) para valores de tensión entre 0 y 25 V.

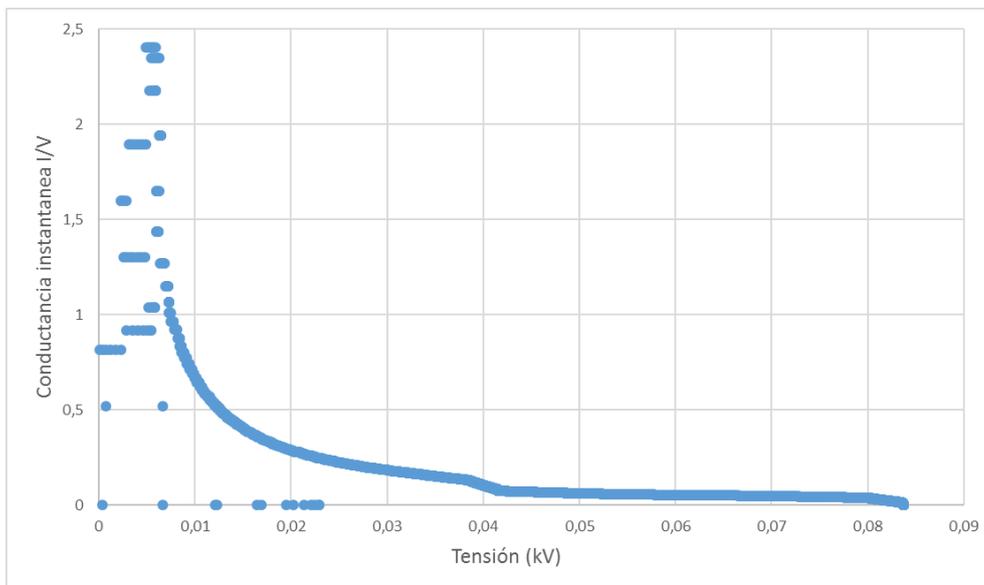


Fig. 47. Conductancia instantánea en función de la tensión de salida de los módulos.

Por otra parte, la presencia de sobras parciales, sobre los módulos PV con diodo bypass, deforma la curva característica de potencia y esto ocasiona que el algoritmo IC trabaje de forma menos eficiente, como se observa en la figura 48 el algoritmo ha tardado alrededor de 1 segundo en llegar al punto de máxima potencia. En general el algoritmo no sabe

discriminar entre los máximos, pudiendo trabajar en uno relativo en lugar de en el máximo absoluto. En la figura 49 se muestra la conductancia incremental en el caso de dos máximos en la curva P-V.

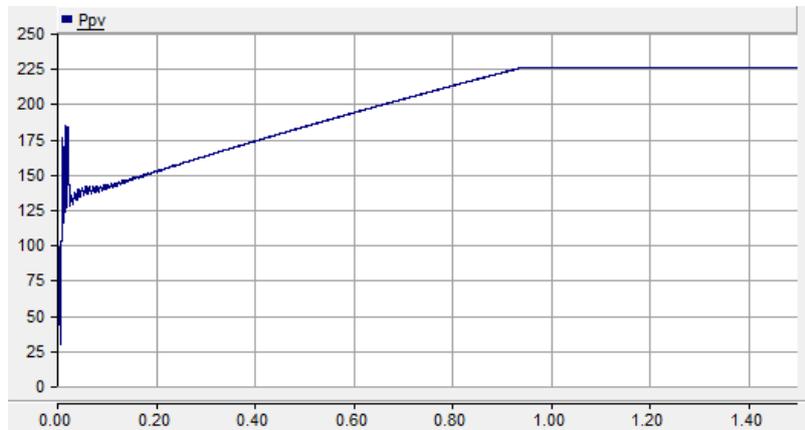


Fig. 48. Potencia producida por 4 paneles en serie, con el algoritmo IC, 2 a 1000 W/m² y 2 a 600 W/m².

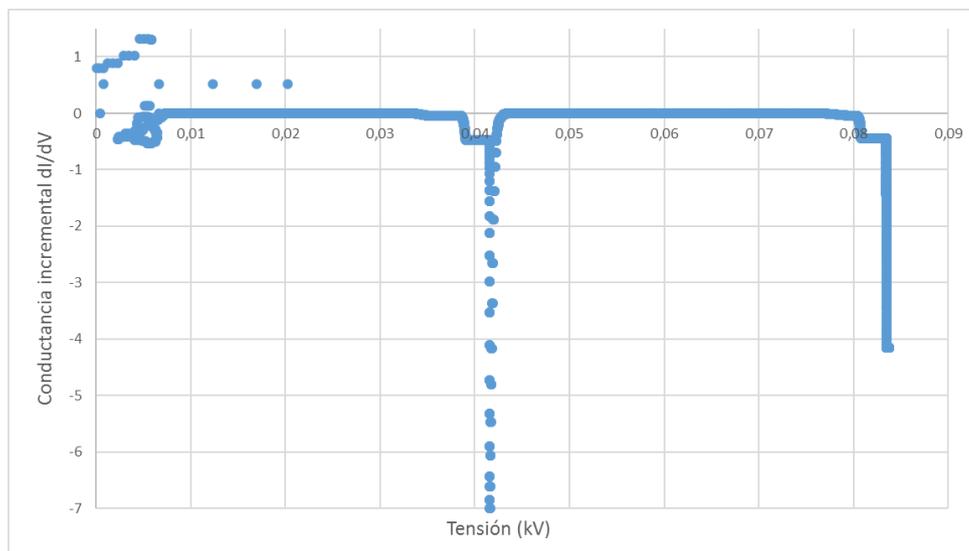


Fig. 49. Conductancia incremental en función de la tensión de salida de 4 módulos PV en serie, 2 a 1000 W/m² y 2 a 600 W/m².

Finalmente, comentar que los resultados obtenidos cuando se trabaja con circuito de control de generación (CCG) los niveles de rizado en la tensión son mayores y el efecto imposibilita un correcto funcionamiento del algoritmo IC en esas condiciones.

6.2.2. ALGORITMO BASADO EN PERTURBACIÓN Y OBSERVACIÓN.

Los algoritmos de perturbación y observación se basan en el cambio del ciclo de trabajo y la observación del efecto de dicho cambio en la potencia generada, para ir ajustando el ciclo de trabajo y así mantenerlo sobre el punto de máxima potencia. En el algoritmo desarrollado primero se realiza un barrido de la tensión de salida de los módulos mediante el cambio secuencial del ciclo de trabajo, de esta manera se puede localizar un MPP inicial. El ciclo de trabajo es entonces fijado sobre ese punto de máxima potencia, para posteriormente adaptar el ciclo de trabajo a las posibles variaciones del MPP, lo cual

permite el seguimiento del MPP ante cambios en la irradiación disponible sobre los módulos.

Al realizar el barrido inicial se asegura situar el punto de trabajo en el MPP absoluto de la instalación, cuando, por los distintos niveles de irradiación sobre los paneles, se originen varios picos de potencia en la curva P-V como se observa en la figura 20 en el apartado 4.2.1. La figura 50 muestra la señal de control del ciclo de trabajo, se aprecia el incremento secuencial del mismo (barrido por los puntos de trabajo) para luego fijarse en el punto de máxima potencia (aproximadamente 1 segundo).

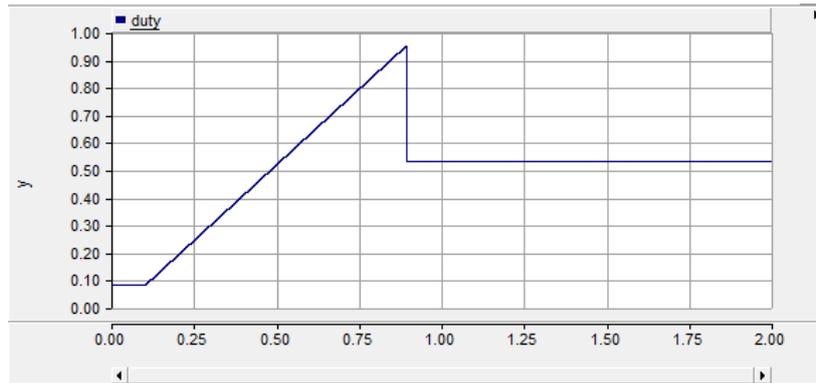


Fig. 50. Ciclo de trabajo generado por el algoritmo, donde se refleja el barrido inicial, y fijado en el MPP.

El efecto del incremento secuencial del ciclo de trabajo, sobre la tensión y corriente a la salida de los módulos PV, se aprecia en la figura 51. Se observa la relación inversa entre el ciclo de trabajo y la tensión de trabajo del sistema. En la figura 52 se puede apreciar el efecto del barrido en la potencia, para localizar el punto de máxima producción y fijarse sobre el mismo (un poco antes de $t = 1$ s).

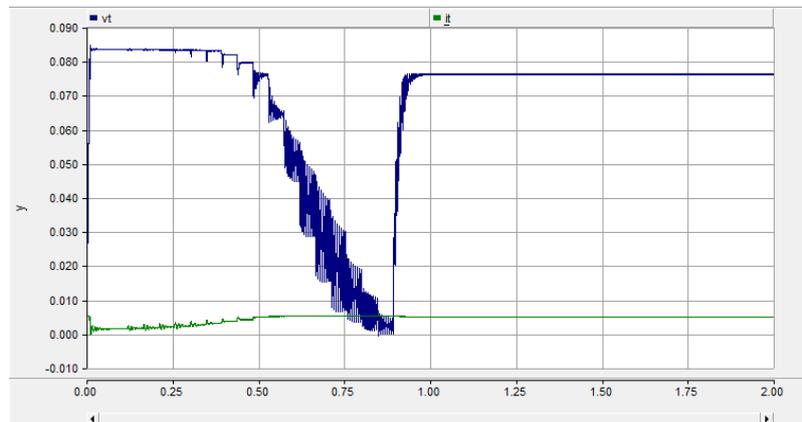


Fig. 51. Tensión (azul) y corriente (verde) generadas por el grupo de paneles, se observa el efecto del barrido en el ciclo de trabajo.

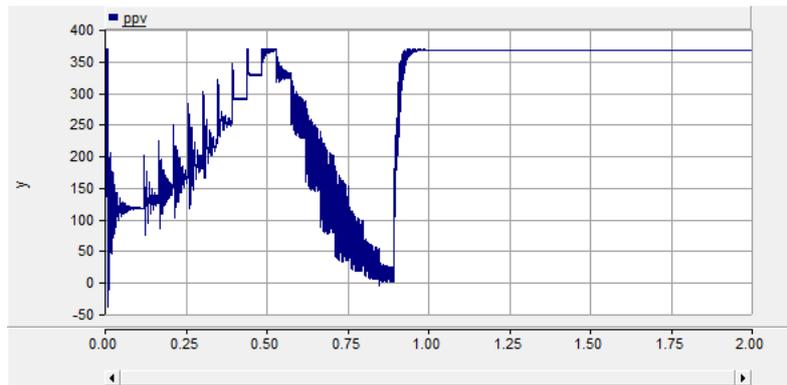


Fig. 52. Potencia (sin etapa de filtrado) producida por los 4 módulos en serie con una irradiación de 1000 W/m². Efecto del barrido inicial para luego fijarse en el MPP.

El efecto del algoritmo cuando el nivel de irradiación se ha reducido en la mitad de los paneles de la instalación hasta un nivel de 600 W/m², se muestra en la figura 53, donde a pesar que la curva de potencia presenta dos picos, el ciclo de trabajo se fija en el punto de mayor producción.

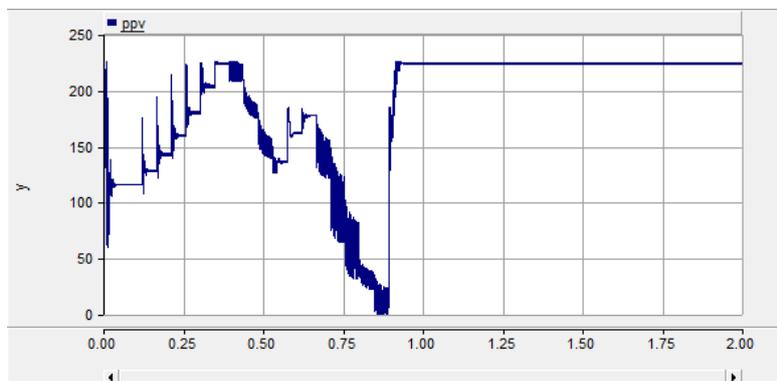


Fig. 53. Potencia (sin etapa de filtrado) producida por 4 paneles en serie, 2 a 1000 W/m² y 2 a 600 W/m².

Así mismo, el algoritmo MPPT desarrollado es capaz de ajustar el ciclo de trabajo ante cambios repentinos en el nivel de irradiación, si se produce un aumento o disminución de irradiación, el MPP cambia y el algoritmo readapta el ciclo de trabajo a las nuevas condiciones como se observa en la figura 54.

La salida de potencia es afectada por repentinos cambios en el nivel de irradiación sobre los módulos, en la figura 54 también se aprecia el efecto del reajuste del ciclo de trabajo realizado por el algoritmo. Por otra parte, debido al rizado presente en la corriente y la tensión ocasionado por la conmutación del convertidor DC/DC, es necesario el filtrado de tales señales. En la figura 54 se muestra la señal de potencia después de la etapa de filtrado. A continuación, se comentan los puntos de trabajo significativos marcados en la figura:

- 1) Inicio del barrido por los puntos de trabajo.
- 2) El algoritmo fija el ciclo de trabajo en el punto donde existe mayor potencia de salida.
- 3) Se detecta un incremento en la potencia de salida sin haber realizado cambios en el ciclo de trabajo, lo que indica un incremento en la irradiación disponible.

- 4) Inicia el ajuste del ciclo de trabajo al nuevo nivel de irradiación.
- 5) Fija un nuevo punto de trabajo.
- 6) Existe una caída en la potencia producida sin existir cambios en el ciclo de trabajo, indicativo de una caída en la irradiación disponible.
- 7) El algoritmo antes de realizar el ajuste en el ciclo de trabajo espera que el cambio en la potencia se estabilice, la realización de cambios en el ciclo de trabajo durante la caída o aumento de irradiación imposibilita el detectar el efecto de este cambio sobre la potencia.
- 8) Inicia la búsqueda del nuevo punto de máxima potencia.
- 9) Se fija el ciclo de trabajo en el nuevo punto de máxima potencia.

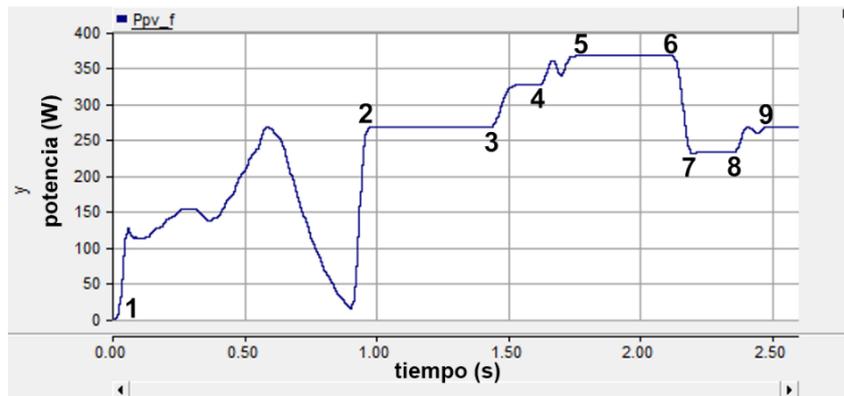


Fig. 54. Salida de potencia (filtrada) donde se aprecia el ajuste en el punto de trabajo, en presencia de cambios en el nivel de irradiación.

La figura 55 muestra el cambio en el nivel de irradiación que se ha simulado sobre uno de los cuatro paneles conectados en serie. Inicialmente se tiene 400 W/m^2 , sube hasta los 1000 W/m^2 y cae nuevamente hasta 300 W/m^2 . Se han marcado los puntos de trabajo relacionados a la salida de potencia mostrada en la figura 54.

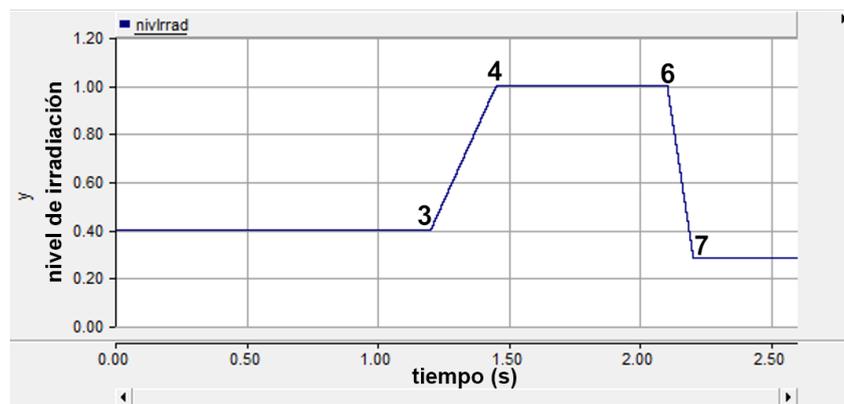


Fig. 55. Cambio simulado en el nivel de irradiación de uno de los módulos PV en serie, de 400 W/m^2 a 1000 W/m^2 y caída hasta 300 W/m^2 .

En la figura 56 se observa el ajuste en el ciclo de trabajo que realiza el algoritmo ante los cambios en el nivel de irradiación. El cambio de irradiación sobre los paneles se refleja como una repentina caída o elevación de la potencia producida, siendo este el indicador para que el ciclo de trabajo sea ajustado.

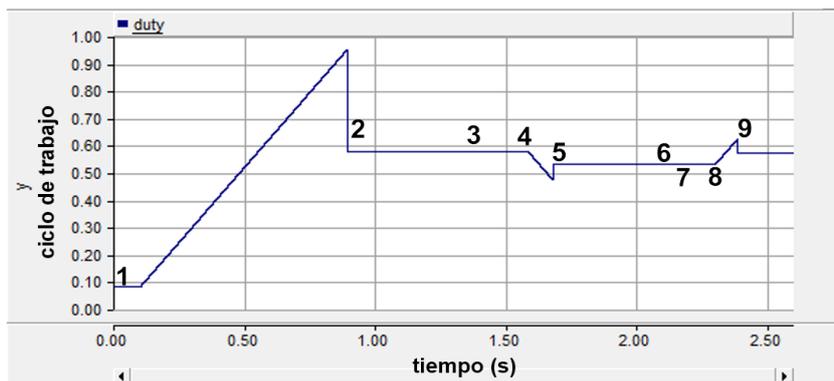


Fig. 56. Ajuste en el ciclo de trabajo que realiza el algoritmo, ante cambios en el nivel de irradiación.

De los puntos de trabajo resaltados, en la figura 56, se observa el ciclo de trabajo obtenido entre los puntos 1 y 2 durante el barrido inicial, entre 2 y 3 se mantiene el ciclo de trabajo correspondiente al MPP, entre 4 y 5 el ajuste en caso de aumento de irradiación y entre 8 y 9 el ajuste en caso de una irradiación menor sobre los módulos PV.

6.3. SIMULACIÓN DE EFECTOS DE SOMBRAS PARCIALES SOBRE MÓDULOS PV Y DE POSIBLES SOLUCIONES

El siguiente estudio tiene por objeto comparar los valores de la energía producida y comportamiento bajo condiciones de sombras parciales sobre los módulos PV en cada una de las siguientes configuraciones:

- Módulos sin diodo de bypass
- Módulos con diodo de bypass, y
- Módulos conectados al circuito de control de generación CCG.

Para simular los efectos de sombras parciales, se reduce el nivel de corriente que produce uno de los módulos PV en serie.

6.3.1. MÓDULOS PV EN SERIE SIN DIODOS DE BYPASS

En uno de los módulos PV se ha simulado la reducción de la irradiación hasta un nivel de 300 W/m^2 , en los otros se ha mantenido en 1000 W/m^2 . En esta configuración, sin diodos de bypass, la corriente total generada por el sistema decae al nivel de la corriente del módulo que recibe la menor irradiación, ocasionando una gran caída en la potencia generada.



Fig. 57. Corrientes I_1 , I_2 , I_3 y I_4 producidas por cada uno de los 4 módulos PV en serie (las corrientes se superponen en la gráfica). Uno de los módulos recibe una irradiación de 300 W/m^2 y los demás 1000 W/m^2 .

Como se observa en la figura 57 el nivel de la corriente a la salida de cada uno de los módulos PV es el mismo a pesar que solamente uno tiene una irradiación menor. Se observa el efecto del barrido del algoritmo MPPT durante 1 segundo y luego se fija en el punto de máxima potencia.

6.3.2. MÓDULOS PV EN SERIE CON DIODOS DE BYPASS

La utilización de diodos de bypass permite que el valor de la corriente, a la salida de los módulos PV en serie, se mantenga al nivel que producen los módulos no sombreados. Como se observa en la figura 58 el bajo nivel de la corriente I_4 , del módulo sombreado, no afecta a las demás, permitiendo mantener el nivel de la corriente a la salida del sistema fotovoltaico, corriente que se observa en la figura 59.

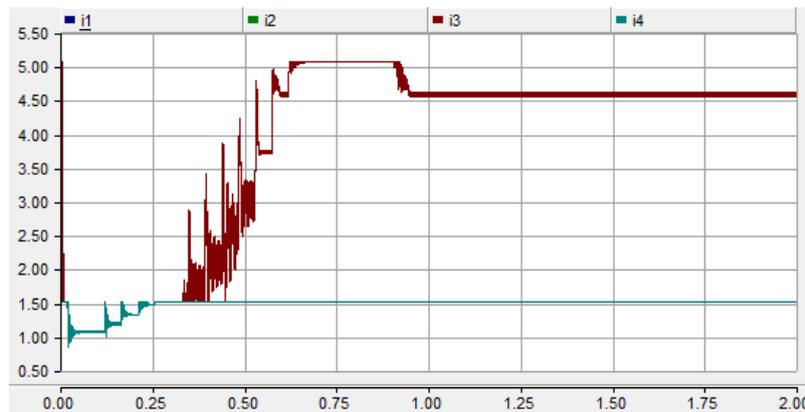


Fig. 58. Corrientes producidas por cada uno de los 4 módulos PV en serie. La corriente producida por el módulo PV sombreado decae sin afectar a las demás. $I_1 - I_3$ se superponen.



Fig. 59. La corriente total, a la salida de los 4 módulos PV en serie, esta es impuesta por los paneles no sombreados.

Al analizar las tensiones de trabajo de cada uno de los módulos, se puede notar que la tensión del módulo PV bajo sombra es cero cuando su diodo de bypass pasa a conducción (aislando el módulo sombreado), esto ocurre cuando el nivel de corriente que producen los módulos sin sombra supera al nivel de corriente que puede producir el módulo PV bajo sombra. Estas tensiones se observan en la figura 60.

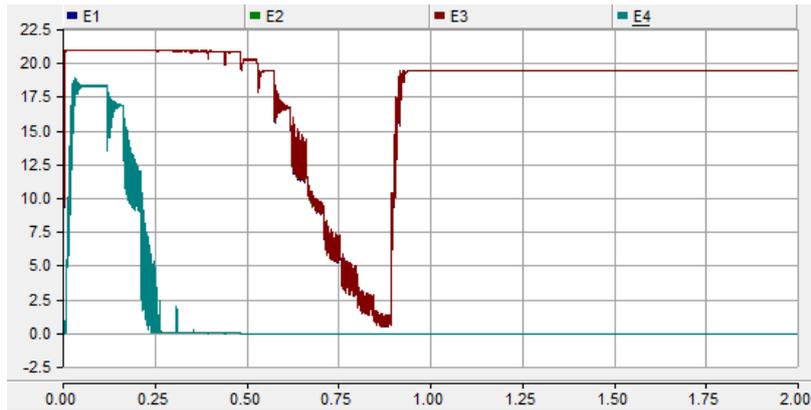


Fig. 60. Tensiones E_1 , E_2 , E_3 y E_4 de trabajo de cada uno de los 4 módulos PV en serie. $E_1 - E_3$ se superponen mientras que, en el módulo bajo sombra, E_4 se anula.

6.3.3. CIRCUITO DE CONTROL DE GENERACIÓN (CCG)

El CCG permite controlar la producción de los módulos PV en serie, así como eliminar los múltiples picos de la curva de potencia ocasionados por condiciones de sombras parciales y resultantes del uso de diodos bypass, lo cual mejora el trabajo del algoritmo MPPT.

Las figuras 61 y 66 muestran el circuito de control de generación desarrollado para 2 y 4 módulos PV en serie, respectivamente. El propósito del CCG es controlar las tensiones de trabajo de cada módulo PV de forma independiente para poder ajustar el punto de trabajo de cada uno en caso de desequilibrio en la generación. Los niveles de irradiación de cada módulo PV del sistema implementado con 2 módulos en serie es 1000 W/m^2 y 400 W/m^2 respectivamente.

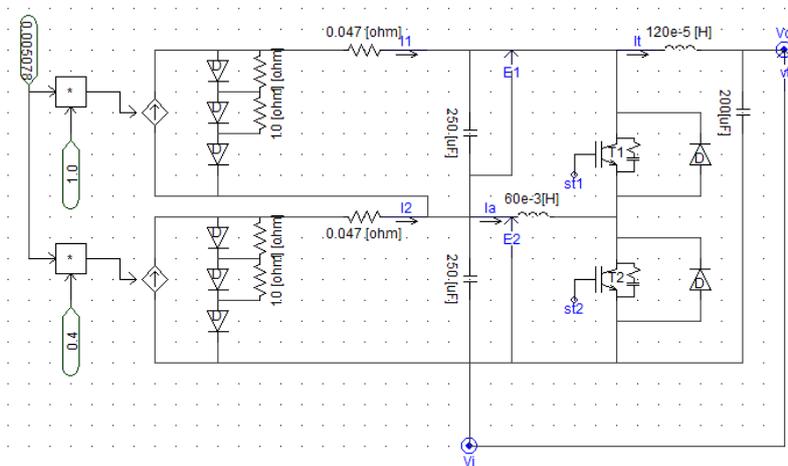


Fig. 61. CCG modelado en PSCAD y conectado a 2 módulos PV en serie.

Considerando el circuito de la figura 61 e imponiendo un ciclo de trabajo inicial para cada interruptor $D_1 = D_2 = 0,5$ se va incrementando secuencialmente el ciclo D_2 para ir ajustando el punto de trabajo del módulo bajo sombra, siempre manteniendo la relación $\overline{D_1} + \overline{D_2} = 1$.

Como se puede observar en la figura 62, debido al incremento del ciclo D_2 existe un pequeño incremento en la potencia de salida (entre 2 y 3 W), en el tiempo 0,2 s de la simulación, mostrando en este caso un efecto de la reducción de la tensión de trabajo del

módulo en sombra lo que incrementa levemente la producción. Por otro lado, conforme a la ecuación (5) $\overline{D_1} + \overline{D_2} = 1$ el ciclo de trabajo (D_1) del interruptor que controla la tensión de trabajo del módulo PV sin sombra se reduce, esto hace que mientras se mejora el punto de trabajo del módulo en sombra se empeora el del módulo que trabaja a plena irradiación. En las pruebas realizadas, el ciclo de trabajo D_2 se incrementa desde 0,5 hasta 0,7 de forma lineal, obteniendo la respuesta en potencia que se observan en la figura 62 donde claramente se ve que la producción se reduce escalonadamente conforme aumenta el ciclo D_2 .



Fig. 62. Potencia de salida de 2 módulos PV en serie, con CCG se ha ido ajustando los ciclos de trabajo para observar el efecto de dicho ajuste.

En la figura 63 se observa las tensiones de trabajo de cada módulo PV, se nota el efecto del ajuste en el ciclo de trabajo, mientras se reduce la tensión del módulo bajo sombra se incrementa la otra tensión.

En la figura 64 se observan las corrientes producidas por cada módulo PV, mientras que I_2 mantiene su nivel y se puede ir ajustando el punto de trabajo al modificar su tensión de trabajo, I_1 va decreciendo por el incremento en la tensión de trabajo E_1 .

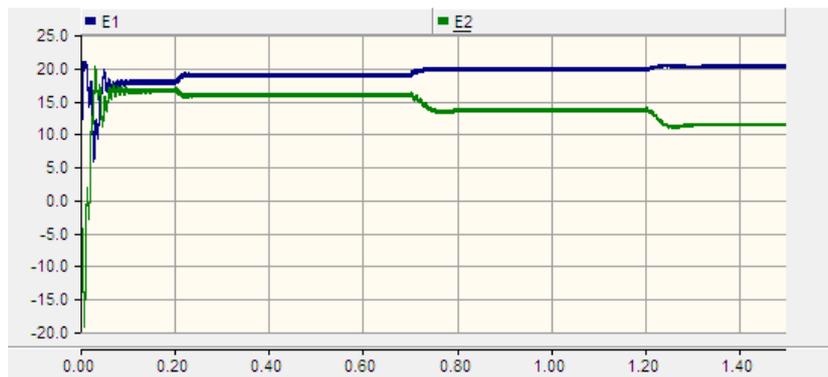


Fig. 63. Tensión de trabajo E_1 del módulo sin sombra y tensión E_2 del módulo bajo sombra.

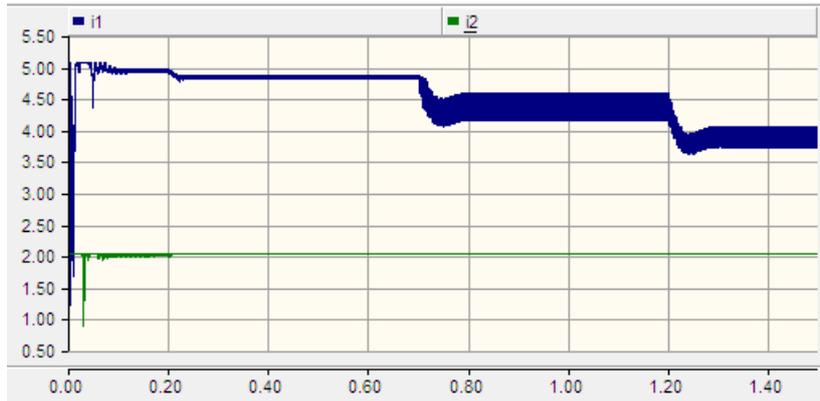


Fig. 64. Corrientes I_1 e I_2 producidas por 2 módulos PV en serie, con CCG.

Los resultados que se obtienen en una instalación (figura 66) de 4 módulos PV en serie trabajando con el CCG son análogos. En la figura 65 se observan las tensiones de trabajo y el efecto sobre las mismas de ajustar el ciclo de trabajo, mientras se mejora el punto de trabajo de E_4 se pierde el punto óptimo de las demás. En las pruebas realizadas con el CCG en 4 módulos PV en serie no se observó aumento en la potencia producida al ajustar el ciclo de trabajo de los interruptores, por lo cual se fijó el ciclo de trabajo en el valor $D = 0,75$.

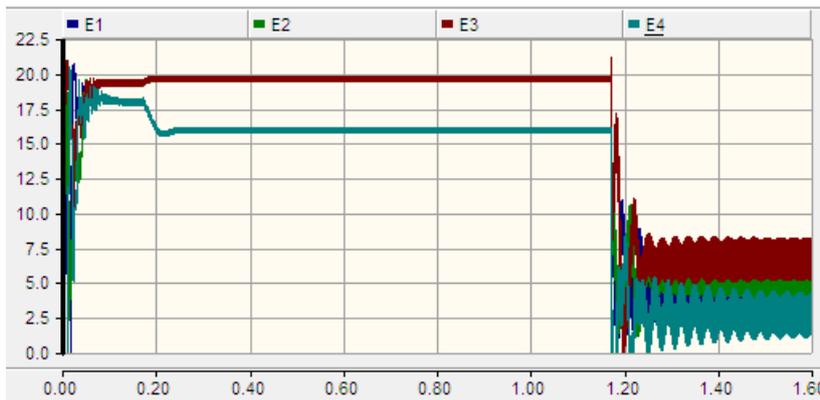


Fig. 65. Tensiones E1, E2, E3 y E4 de trabajo de 4 módulos PV en serie, con CCG. Se observa el efecto de ir ajustando los ciclos de trabajo de los interruptores del CCG.

Por lo tanto, el efecto de ajustar individualmente el ciclo de trabajo de cada IGBT no aporta beneficios y, en el mejor de los casos produce una muy leve mejora de la producción (1.4 %). En cambio, requeriría de la comunicación de cada uno de ellos con el módulo de control.

Por ello, el sistema implementado controla las tensiones de trabajo de los módulos PV en serie utilizando un ciclo de trabajo fijo $D = 0,75$ para las 4 señales de disparo, S_1 , S_2 , S_3 y S_4 que cumple con la condición de la ecuación (5), $\overline{D}_1 + \overline{D}_2 + \overline{D}_3 + \overline{D}_4 = 1$, $(0,25 + 0,25 + 0,25 + 0,25 = 1)$. La frecuencia de conmutación es $f_{sw} = 5000$ Hz y el valor de la inductancia de las bobinas se ha calculado como:

$$L = \frac{V_i}{\Delta I} \cdot D \cdot \frac{1}{f_{sw}} \quad (19)$$

donde, V_i es la tensión total aplicada a la bobina, ΔI es el rizado máximo de la corriente, $D = 0,75$ es el ciclo de trabajo de cada interruptor y f_{sw} es la frecuencia de conmutación

de los transistores de potencia. Considerando las características de los módulos usados, $V_{oc} = 22,1$ V tenemos que $V_i = 88,4$ V. Para el rizado máximo se ha asumido un valor de $\Delta I = 0,2$ A. Resultando una inductancia de $66,4 \cdot 10^{-3}$ H.

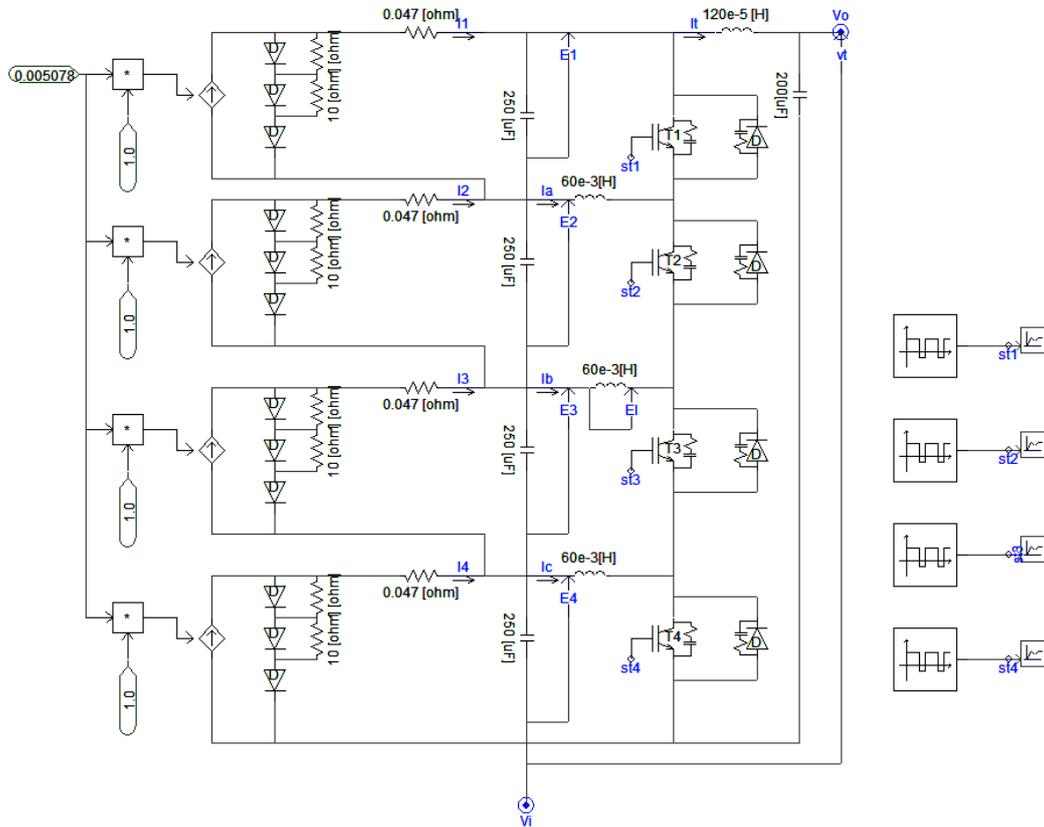


Fig. 66. Circuito de control de generación (CCG), conectado a 4 módulos PV en serie.

En la figura 67 se observan las tensiones de trabajo resultantes en cada uno de los módulos. Todos los módulos producen de acuerdo a su nivel de irradiación, como se observa en las corrientes de la figura 68.

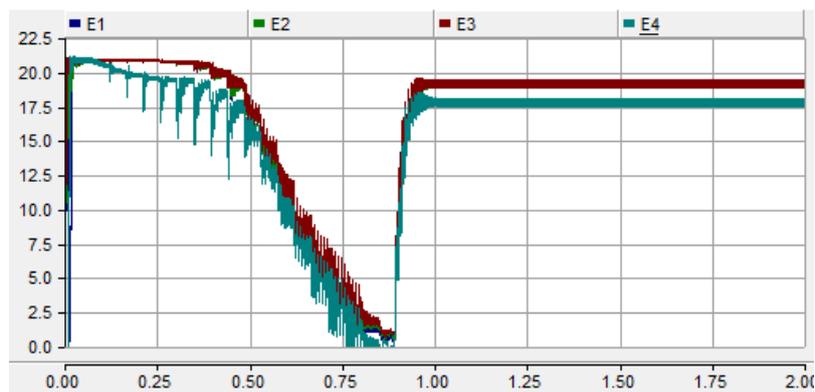


Fig. 67. Tensiones de trabajo, de cada módulo PV. $E_1 - E_3$ son idénticas, mientras que E_4 (módulo bajo sombra) es ligeramente inferior.

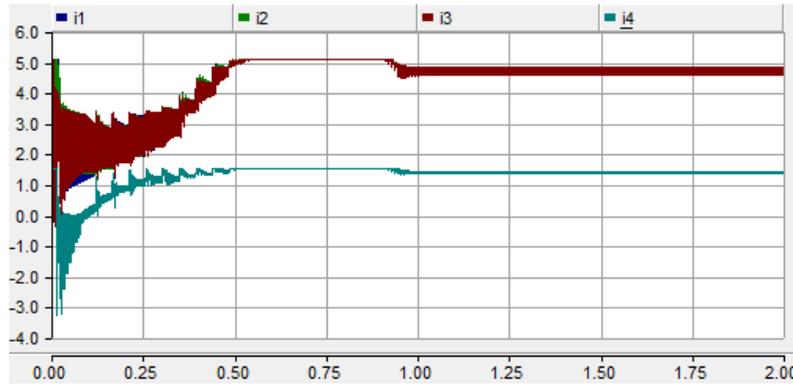


Fig. 68. Corriente producida por cada módulo PV de la serie. $I_1 - I_3$ idénticas debido al mismo nivel de irradiación, I_4 es proporcional al nivel de irradiación que recibe el módulo PV que la produce.

De acuerdo a las tensiones y corrientes, resultado de la simulación, se puede verificar que se cumplen las relaciones mostradas en el apartado 4.2.4.

$$I_{out} = \sum_{i=1}^m \bar{D}_i \cdot I_i$$

$$I_{out} = (0,25 * 4,8 \text{ A} + 0,25 * 4,8 \text{ A} + 0,25 * 4,8 \text{ A} + 0,25 * 1,38 \text{ A})$$

$$I_{out} = 3,945 \text{ A}$$

$$P_{out} = V_{out} \sum_{i=1}^m \bar{D}_i \cdot I_i = \sum_{i=1}^m V_i \cdot I_i$$

$$P_{out} = 75,275 * (0,25 * 4,8 \text{ A} + 0,25 * 4,8 \text{ A} + 0,25 * 4,8 \text{ A} + 0,25 * 1,38 \text{ A})$$

$$P_{out} = 296,95 \text{ W}$$

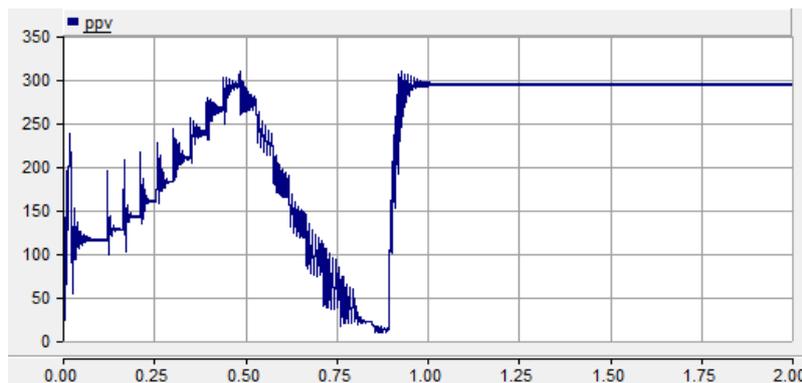


Fig. 69. Potencia de salida de 4 módulos PV en serie con CCG. Tres de los cuales a una irradiación de 1000 W/m^2 y uno a 300 W/m^2 .

La figura 69 muestra la salida de potencia de los módulos PV en serie, funcionando con el CCG, uno de los módulos tiene un nivel de irradiación de 300 W/m^2 y los demás 1000 W/m^2 , a pesar de esto la curva P-V no presenta varios picos o máximos parciales, que se producen por el trabajo de los diodos de bypass que aíslan a la celda o grupo de celdas cuando su corriente es inferior al resto. El CCG al eliminar el trabajo de los diodos de bypass, evita que se aíslen celdas o módulos, así permite que todas produzcan de acuerdo al nivel de la irradiación incidente. Al eliminarse estos máximos parciales el MPP global será único, esto permite asegurar que el punto de trabajo fijado por el algoritmo MPPT, a pesar de cambios en la irradiación, será el máximo global.

6.3.4. PÉRDIDAS OCASIONADAS POR LOS IGBT

A continuación, se realiza un análisis de las pérdidas ocasionadas por el uso de topologías de electrónica de potencia, ya que estas inciden directamente en la decisión de viabilidad de implementación de un sistema u otro. Las pérdidas que se producen en un transistor MOS están definidas como la suma de las pérdidas en estado de conducción (P_{ON}), más las pérdidas producidas durante la conmutación (P_{SW}), y las pérdidas en compuerta (P_{GES}).

$$P_T = P_{ON} + P_{SW} + P_{GES} \quad (20)$$

donde,

$$P_{ON} = V_{CE,sat} \cdot I_{C(ON)} \cdot \frac{t_{ON}}{T_s} + R_{ON} \cdot I_{C(ON),rms}^2 \cdot \frac{t_{ON}}{T_s} \quad (21)$$

donde, $V_{CE,sat}$ es la tensión colector-emisor de saturación, t_{on}/T_s es el ciclo de trabajo, R_{ON} es la resistencia colector emisor en conducción, $I_{C(ON)}$ es la corriente de colector máxima, $I_{C(ON),rms}$ se calcula mediante:

$$I_{C(ON),rms} = I_{C(ON)} \cdot \sqrt{D} \quad (22)$$

Las pérdidas en conmutación se calculan con:

$$P_{SW} = P_{SW(ON)} + P_{SW(OFF)} \quad (23)$$

donde,

$$P_{SW(ON)} = \frac{1}{2} V_{C(ON)} \cdot I_{C(ON)} \cdot \frac{t_r + t_{d(ON)}}{1/f_{sw}} \quad (24)$$

donde, $V_{C(ON)}$ es la tensión aplicada al IGBT, $t_{d(ON)}$ es el tiempo de retardo en el paso a conducción, t_r tiempo de paso a conducción, f_{sw} es la frecuencia de conmutación. De manera similar se calcula las pérdidas en conmutación del paso a off:

$$P_{SW(OFF)} = \frac{1}{2} V_{C(OFF)} \cdot I_{C(OFF)} \cdot \frac{t_f + t_{d(OFF)}}{1/f_{sw}} \quad (25)$$

donde, $t_{d(OFF)}$ es el tiempo de retardo en el paso a off, t_f tiempo de desconexión.

$$P_{GES} = \frac{1}{2} C_{is} \cdot V_{GES} \cdot f_{SW} \quad (26)$$

donde, V_{GES} es el valor de la tensión aplicada a la compuerta del transistor, C_{is} es la capacitancia de entrada, tomada de las hojas de datos del IGBT.

Los valores para $V_{ce,sat}$, R_{ON} , C_{is} , $t_{d(ON)}$, $t_{d(OFF)}$, t_d , t_r , han sido tomados de la hoja de datos de módulo IGBT ST GP6NC60HD, valores que se muestran en la figura 70.

Symbol	Parameter	Value			Unit
		D ² PAK/I ² PAK/ TO-220	TO-220FP		
V _{CEs}	Collector-emitter voltage (V _{GS} = 0)	600			V
I _C ⁽¹⁾	Collector current (continuous) at T _C = 25°C	15	6		A
I _C ⁽¹⁾	Collector current (continuous) at T _C = 100°C	7	3		A
I _{CM} ⁽²⁾	Collector current (pulsed)	21			A
V _{GE}	Gate-emitter voltage	±20			V
V _{CE(sat)}	Collector-emitter saturation voltage	V _{GE} = 15V, I _C = 3A	1.9	2.5	V
		V _{GE} = 15V, I _C = 3A, T _C = 125°C	1.7		V
C _{ies} C _{oes} C _{res}	Input capacitance	V _{CE} = 25V, f = 1MHz, V _{GE} = 0	205		pF
	Output capacitance		32		pF
	Reverse transfer capacitance		5.5		pF
t _{d(on)}	Turn-on delay time	V _{CC} = 390V, I _C = 3A	13		ns
t _r	Current rise time	R _G = 10Ω, V _{GE} = 15V,	4.3		ns
(di/dt) _{on}	Turn-on current slope	T _J = 125°C (see Figure 19)	560		A/μs
t _r (V _{off})	Off voltage rise time	V _{CC} = 390V, I _C = 3A,	60		ns
t _{d(off)}	Turn-off delay time	R _{GE} = 10Ω, V _{GE} = 15V,	98		ns
t _f	Current fall time	T _J = 125°C (see Figure 19)	124		ns

Fig. 70. Características tomadas de la hoja de datos de un IGBT ST GP6NC60HD.

Con las características de la figura 70 del IGBT seleccionado y los valores de:

$$I_{C(ON)} = I_{C(OFF)} = I_{mp} = 4,72 \text{ A}$$

$$V_{C(ON)} = V_{C(OFF)} = V_{mp} \cdot 4 = 18 \text{ V} \times 4 \text{ módulos PV} = 72 \text{ V}$$

$$f_{sw} = 5000 \text{ Hz}$$

se obtiene los valores de pérdidas de potencia:

$$P_{ON} = 9,44 \text{ W}$$

$$P_{SW} = 0,204 \text{ W}$$

$$P_{GES} = 0,205 \text{ W}$$

Resultando en una potencia disipada por cada IGBT de 9,849 W multiplicado por 4 IGBT del sistema, da una potencia total disipada de 39,396 W que corresponde al 11,59% de la potencia producida por el sistema ($P_{max} = 340 \text{ W}$).

Si se modifica la instalación para tener una potencia instalada mayor, considerado un arreglo con 2 series en paralelo de 22 módulos cada una.

$$I_{C(ON)} = I_{C(OFF)} = I_{mp} \cdot 2 = 4,72 \text{ A} \times 2 = 9,44 \text{ A}$$

$$V_{C(ON)} = V_{C(OFF)} = V_{mp} \cdot 22 = 18 \text{ V} \times 22 = 396 \text{ V}$$

$$f_{sw} = 5000 \text{ Hz}$$

se obtiene los valores de potencia disipada:

$$P_{ON} = 20,06 \text{ W}$$

$$P_{SW} = 2,242 \text{ W}$$

$$P_{GES} = 0,205 \text{ W}$$

Resultando en una potencia disipada de 22,507 W en cada uno de los interruptores, dando un total de 90,028 W. Considerando una instalación con una potencia total instalada $P_{max} = 3740 \text{ W}$ las pérdidas representan un 2,41 %.

Por tanto, la viabilidad, desde el punto de vista de las pérdidas, depende fuertemente del tamaño de la instalación.

6.3.5. PRODUCCIÓN DE POTENCIA EN LOS DISTINTOS CASOS

Se ha realizado una comparativa entre los valores de potencia producida con los distintos métodos para atenuar los efectos de las sombras parciales sobre módulos PV. Los datos obtenidos corresponden a la producción de potencia de 4 módulos PV en serie, en uno de los cuales se ha reducido gradualmente el nivel de corriente producida, para simular el efecto de una sombra parcial. En la figura 71 se muestra la producción del sistema en por unidad, como función de la intensidad de sombra o factor de sombra. El factor de sombra será 0 cuando el módulo PV reciba irradiación completa, es decir 1000 W/m^2 , y el factor de sombra será 1 cuando la irradiación sea bloqueada totalmente.

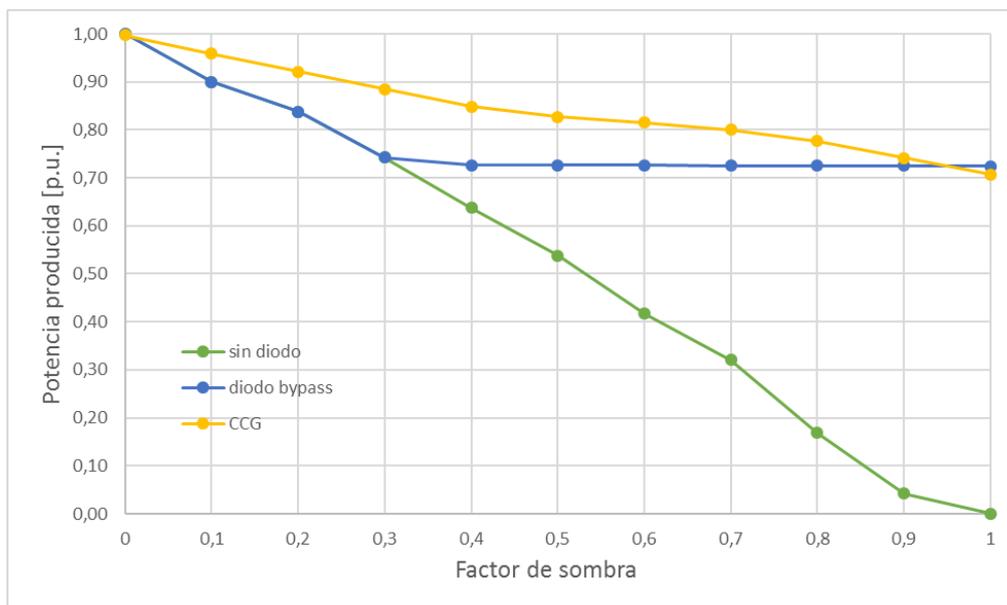


Fig. 71. Comparación de la potencia producida por 4 módulos PV en serie, sin diodos de bypass, con diodos de bypass y CCG.

Como se observa en la figura 71, las mayores pérdidas en la potencia producida son ocasionadas en el caso en el cual no se dispone de diodos de bypass o en caso de avería de los mismos, ya que el nivel de corriente de todos los módulos PV en serie decae hasta el nivel del módulo sombreado. Para el caso donde sí se dispone de diodos de bypass, como el módulo PV sombreado dejará de producir a partir del momento que el diodo de

bypass lo aisle, las pérdidas son limitadas únicamente a las pérdidas que se producen en el módulo PV bajo sombra.

Para el caso donde se usa el CCG, el nivel de pérdidas se reduce ya que todos los módulos producen, incluido el módulo bajo sombra aportando siempre una cantidad de potencia proporcional a la irradiación incidente. En este caso las pérdidas producidas en los interruptores están incluidas en la gráfica 71 y son las calculadas por PSCAD (inferiores a las calculadas en el apartado anterior). Así, en el punto donde el factor de sombra es 1 en el módulo sombreado la producción del CCG es inferior que el caso de solo diodos debido a estas pérdidas.

6.4. CONEXIÓN DEL SISTEMA A RED

Se ha considerado un sistema fotovoltaico de 33 kW, con una tensión $V_{mp} = 700V$ y una corriente $I_{mp} = 47,23 A$, para volcar la energía producida a la red eléctrica. El esquema del sistema fotovoltaico con su conexión a la red de evacuación de media tensión se observa en la figura 72. La red se ha modelado como una fuente de tensión trifásica a 20 kV con su impedancia equivalente. La tensión de salida del inversor se adecua al nivel de tensión de la red de evacuación mediante los transformadores de salida del inversor. El modelo del inversor es el mostrado en la figura 29 del apartado 5.1. El sistema de control se encarga de mantener la inyección de potencias activa y reactiva de acuerdo a las consignas establecidas.

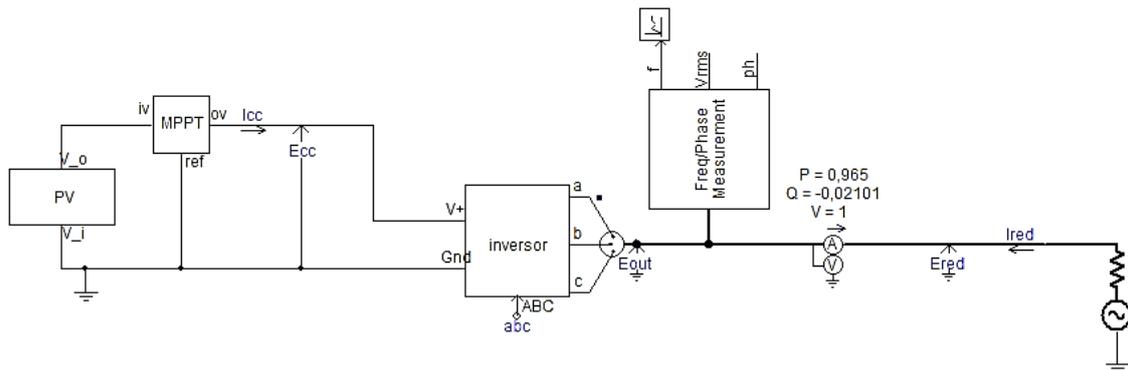


Fig. 72. Esquema de conexión del sistema fotovoltaico a una red de evacuación a 20 kV.

El sistema de control, que se observa en la figura 73, está basado en la adecuación de las componentes I_q e I_d obtenidas mediante la transformación de la señal de corriente medida en la red a sus componentes dq. El ángulo de referencia para la transformada de Park es extraído mediante un bloque PLL a partir de la medición de tensión de la red. La señal de referencia para la adecuación de la señal I_d , que posteriormente ingresa al bloque PI, es 0 ya que solamente interesa inyectar potencia activa en la red. La consigna de potencia activa es impuesta por el valor de tensión del bus de corriente continua, valor que a su vez es impuesto por el sistema MPPT.

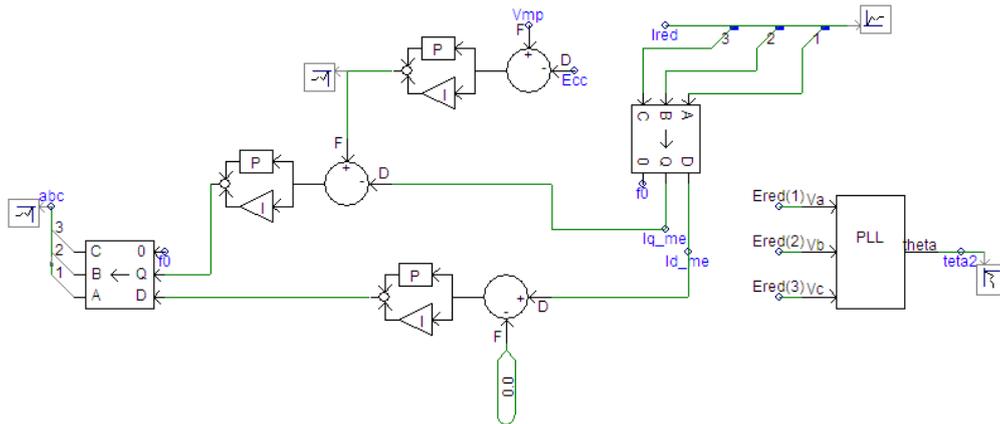


Fig. 73. Sistema de control de potencia activa P y reactiva Q del inversor.

En la figura 77 se observa la señal de corriente medida en el bus de continua, corriente que es impuesta por la tensión de trabajo del sistema fotovoltaico, el valor de corriente es fijado alrededor de 47A.

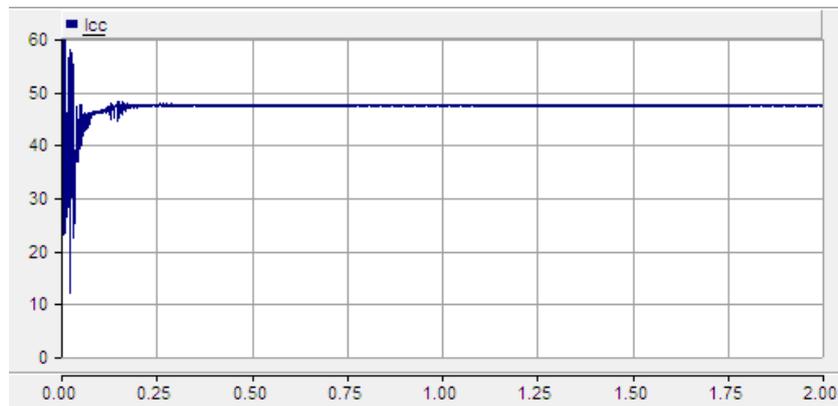


Fig. 74. Señal de corriente medida en el bus de continua.

En la figura 75 se observa la señal de tensión medida en el bus de continua, se ha considerado que todos los módulos PV del sistema trabajen a plena irradiación, de acuerdo a esto los valores de tensión y de corriente alcanzan los valores V_{mp} e I_{mp} para entregar la máxima potencia disponible.

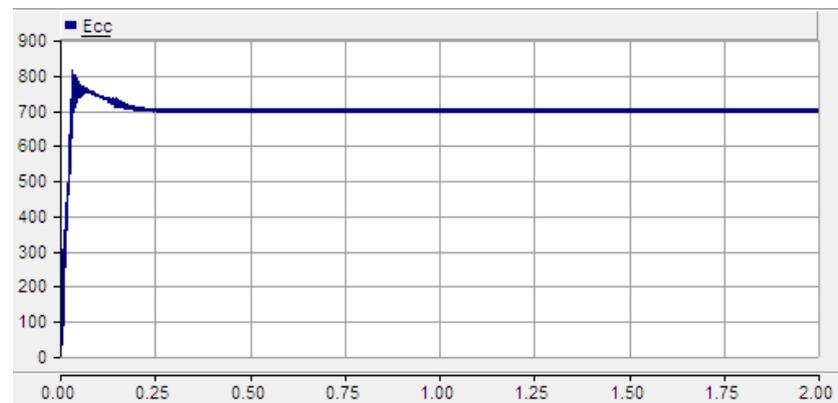


Fig. 75. Señal de tensión medida en el bus de continua.

En la figura 76 se observa la medición de potencia activa y reactiva a la salida del inversor, se aprecia el efecto del sistema de control al ajustar las potencias a la consigna dada, el

valor de potencia activa alcanza un nivel de 0,96 p.u. considerando una potencia máxima de 33 kW.

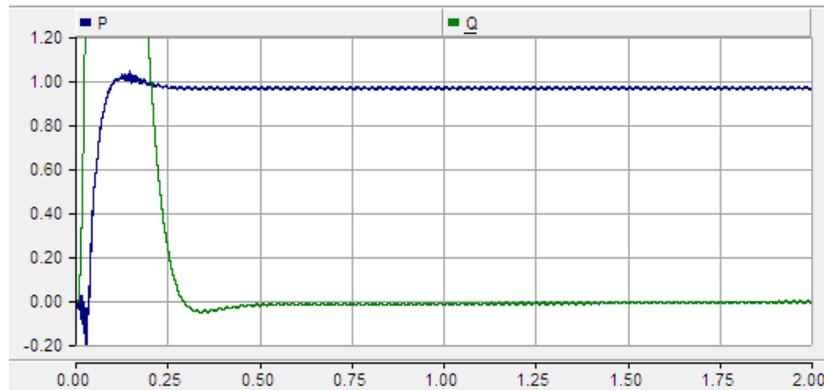


Fig. 76. Medición de potencia activa y reactiva medida en el bus de alterna en p.u.

La forma de onda de corriente, que se observa en la figura 77, medida a la salida del inversor. Se aprecia la distorsión por el contenido armónico de la misma. La medición de los niveles de armónicos se verá en el siguiente apartado.

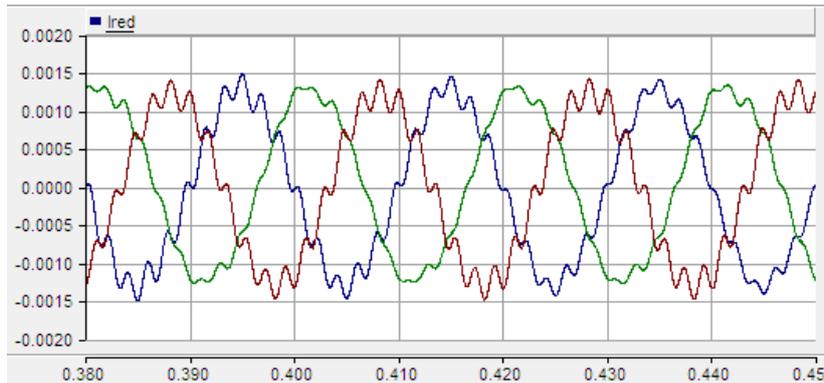


Fig. 77. Forma de onda de la señal de corriente medida en el bus de alterna.

La figura 78 muestra la señal de tensión medida a la salida del inversor.

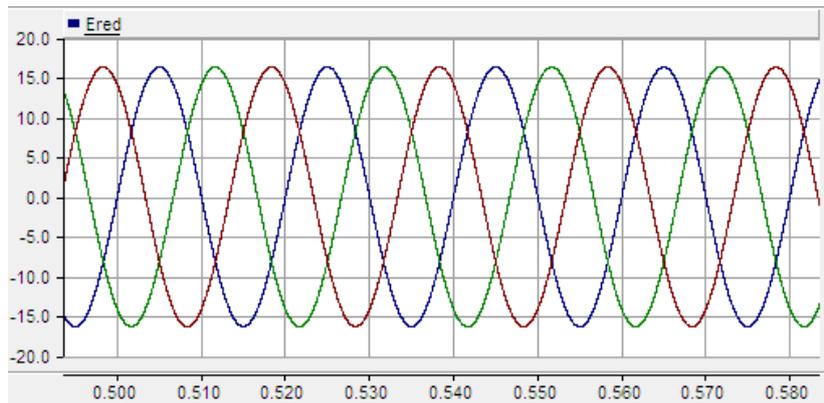


Fig. 78. Forma de onda de la tensión medida a la salida del inversor.

6.4.1. ANÁLISIS DE ARMÓNICOS PRODUCIDOS

La medición del nivel de corrientes armónicas inyectadas se presenta en la figura 79 y en la tabla IV como porcentaje de la corriente fundamental. De acuerdo a las mediciones

realizadas en la simulación el valor de la distorsión armónica total es $THD = 9,466\%$. Este valor no cumple el valor establecido por la norma que es del 3% para redes de alta tensión.

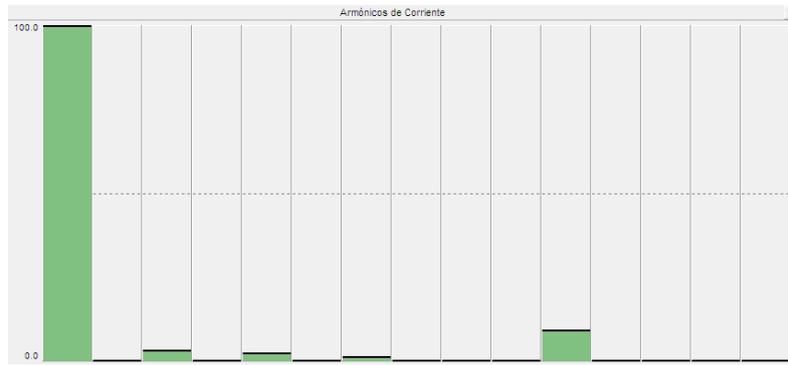


Fig. 79. Armónicos de corriente medidos, se presentan como porcentaje de la fundamental.

La tabla IV muestra los valores medidos de las corrientes armónicas, los armónicos fuera del límite establecido por la norma son los de orden 3 y 11.

Tabla IV

Valores medidos de corrientes armónicas inyectadas en la red, valores expresados como porcentaje de la corriente fundamental.

Impares no múltiplos de 3			Impares múltiplos de 3			Ordenes pares		
Orden h	Tolerancia %	Medición %	Orden h	Tolerancia %	Medición %	Orden h	Tolerancia %	Medición %
5	2	1,9749	3	2	2,6698	2	1,5	0,11560
7	2	1,1291	9	1	0,4352	4	1	0,00440
11	1,5	8,7669	15	0,3	0,0652	6	0,5	0,00140
13	1,5	0,4860				8	0,4	0,00120
						10	0,4	0,00154
						12	0,2	0,00130
						>12	0,2	<0,00080

6.4.2. ANÁLISIS DE COSTOS DEL CCG

Se intenta presentar un costo referencial de la implementación del CCG, para lo cual se ha considerado los costos de los siguientes componentes electrónicos, necesarios para una instalación de 31200 W:

- Módulos PV de 130 W x 240.
- Inductancias 500 mH x 3
- Interruptores IGBT x 4
- Diodos x 4
- Inductancia 12 uH x 1
- Capacitor 160 uF x 1

Tabla V

Estimación de costos de la implementación de un CCG para para una instalación de 31,2 kW [15]

Dispositivo	Código del fabricante	Cantidad	Costo unitario (€)	Sub total (€)	Porcentaje
Panel Solar	Camdenboss CBSPSL/130	240	620,47	148912,8	99,38%
Inductancia 12 uH		1	72,10	72,10	0,05%
Inductancia 500 mH		3	102,90	308,7	0,21%
IGBT	Infineon FP40R12KE3	4	121,09	484,36	0,32%
Capacitor	Cornell Dubilier 944U161K801ABM	1	47,66	47,66	0,03%
Diodo	Ixys Semiconductor DSEP60-12AR	4	3,81	15,24	0,01%
Total				149840,86	100%

7. CONCLUSIONES

En el proyecto se han analizado distintos algoritmos de control que buscan operar las instalaciones fotovoltaicas de manera que los módulos PV trabajen entregando la máxima potencia disponible. Se ha implementado un algoritmo de conductancia incremental (IC) que presenta un funcionamiento bueno en condiciones de irradiación uniforme.

Se ha analizado el efecto de las sombras parciales sobre módulos fotovoltaicos y las posibles soluciones para mitigar estos efectos, que básicamente suponen una reducción en la generación de potencia y la aparición de máximos locales.

Entre los distintos sistemas para atenuar los efectos de sombras parciales sobre módulos PV, la solución óptima depende de las condiciones de sombra existentes en la ubicación de la instalación, para el caso donde no existe mayor presencia de sombras ocasionadas por nubes u otro obstáculo para la irradiación, el uso de diodos de bypass es la solución recomendable. En cambio, en zonas geográficas donde la presencia de nubes tenga una elevada incidencia o que la presencia de sombras parciales sobre los módulos PV no se pueda evitar, la solución aconsejable sería el uso de topologías de electrónica de potencia como el circuito de control de generación analizado, considerando que la mejor relación entre las mejoras obtenidas en la producción de potencia y la potencia disipada por la electrónica, se da para una mayor potencia PV instalada.

Por tanto, el uso de topologías de electrónica de potencia es una alternativa que puede ser interesante para mejorar la producción de energía cuando los módulos PV se encuentran en condiciones de sombras parciales. Por ello, se ha implementado un circuito de control de generación (CCG) que elimina los máximos locales y mejora la eficiencia de los algoritmos MPPT. Trabajando con el CCG se encuentra que el algoritmo IC no opera adecuadamente. Por ello, durante el proyecto se ha desarrollado e implementado un algoritmo del tipo perturbación y observación.

Operando con el CCG se ha encontrado como solución óptima la operación del mismo a ciclos de trabajo fijos, lo cual simplifica la estructura de comunicación con el algoritmo central. El algoritmo MPPT presentado al combinarse con el uso del circuito de control de generación (CCG) presenta un buen comportamiento frente al cambio repentino de los

niveles de irradiación, ya que al eliminar los múltiples máximos parciales en la curva P-V se asegura que el algoritmo estará trabajando al rededor del MPP global. Además, se muestra, conforme a la evaluación de pérdidas de la electrónica del CCG, como esta solución puede ser rentable desde el punto de vista de su comercialización.

Finalmente, se ha implementado un inversor para inyectar a red la potencia generada y ensayar el algoritmo desarrollado en estas condiciones también, habiendo realizado un análisis de la calidad de la energía producida por la instalación conforme a la normativa vigente, encontrando que la etapa de filtrado del inversor requiere ser mejorada en futuros trabajos.

8. REFERENCIAS

- [1] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, y E. R. Filho “Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, No. 5, mayo 2009, pp. 1198-1208.
- [2] R. Gupta, G. Gupta, D. Kastwar, A. Hussain, H. Ranjan. “Modeling and design of MPPT controller for a PV module using PSCAD/EMTDC”. Publicado en Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe), 2010 IEEE PES, octubre 2010.
- [3] A. Bayod, “Sistemas Fotovoltaicos”, Prensas Universitarias, 2009, pp. 45 – 50.
- [4] A. Morales-Acevedo, J. L. Diaz-Bernabe, R. Garrido-Moctezuma, “Improved MPPT Adaptive Incremental Conductance Algorithm en Industrial Electronics Society”, IECON 2014 - 40th Annual Conference IEEE, octubre de 2014, pp. 5540 – 5545.
- [5] L. F. Lavado Villa, Tien-Phu Ho, J. C. Crebier, B. Raison, “A Power Electronics Equalizer Application for Partially Shaded Photovoltaic Modules”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, N° 3, marzo 2013, pp. 1179 – 1190.
- [6] T. Shimizu, M. Hirakata, T. Kamezawa, H. Watanabe, “Generation Control Circuit for Photovoltaic Modules”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, N° 3, mayo 2001, pp. 293 – 300.
- [7] T. Shimizu, O. Hashimoto, G. Kimura, “A Novel High-Performance Utility-Interactive Photovoltaic Inverter System”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, N° 2, marzo 2003, pp. 704 – 711.
- [8] S. Malathy, R. Ramaprabha “A Static PV Array Architecture to Enhance Power Generation under Partial Shaded Conditions”, Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2015 IEEE 11th International Conference, junio 2015.
- [9] Ryan C. Campbell, “A Circuit-based Photovoltaic Array Model for Power System Studies”, Power Symposium, 2007. NAPS '07. 39th North American, septiembre de 2007, pp. 97 – 101.
- [10] Adria E. Brooks, Daniel Cormode, Alexander D. Cronin, Elsa Kam-Lum, “PV System Power Loss and Module Damage due to Partial Shade and Bypass Diode Failure Depend on Cell Behavior in Reverse Bias”, Photovoltaic Specialist Conference (PVSC), 2015 IEEE 42nd, junio 2015, pp. 1 – 6.
- [11] Beatriz Brogeras García, “Diseño y Validación del Control Digital de un Inversor de Potencia en Ejes de Referencia Síncronos Conectado a Red”, Proyecto Fin de Carrera, Universidad Carlos III de Madrid, octubre 2011.

- [12] M. García-Gracia, N. El Halabi, H. Ajami, M. Paz Comech, “Integrated Control Technique for Compliance of Solar Photovoltaic Installation Grid Codes”, IEEE Transactions on Energy Conversion (Volume:27), junio 2012, pp. 792 – 798.
- [13] UNE-EN 61400, Aerogeneradores, Parte 21: Medida y evaluación de las características de la calidad de suministro de los aerogeneradores conectados a la red, septiembre 2009, AENOR.
- [14] UNE-IEC/TR 61000-3-6 IN, Compatibilidad electromagnética (CEM), Parte 3: Límites, Sección 6: Evaluación de los límites de emisión para las cargas perturbadoras conectadas a las redes de media y alta tensión. Julio 2006, AENOR.
- [15] <http://es.farnell.com>