

Ćuk Converters for Balanced Power Extraction in Photovoltaic Panels

H. G. Chiacchiarini, J. G. Ceci, *Student Member, IEEE*, A. R. Oliva, P. S. Mandolesi

Abstract— This work presents a scheme of current balance implemented with Ćuk converters for photovoltaic (PV) panels, which allows controlling the current that each cell generates and therefore drives each cell to its maximum power point (MPP). Ladder converter architectures offer substantial improvements compared to traditional solutions since each converter only needs to process the power difference between series connected PV devices (module, substring, cells). A simple case, connecting just three PV cells is studied in this work. The strategy for balancing the current produced by each cell is developed. The work describes the circuit topology under analysis, the control strategy for each converter and simulation results that validate the proposal.

Keywords— Maximum Power Point Tracking, Photovoltaic Cells, Control, Balance, Optimization.

I. INTRODUCCIÓN

LOS SISTEMAS fotovoltaicos (FV) están compuestos por varios elementos interconectados, que se incrementan para obtener sistemas de mayor tamaño, (Plantas FV conectadas a la red eléctrica) o se reducen para obtener sistemas de menor tamaño (electrónica portátil). Los principios de operación permanecen iguales, y sólo los problemas de conversión poseen restricciones específicas. La celda solar es el elemento básico en un módulo FV que agrupa varias celdas, típicamente conectadas en serie. La mayor parte del tiempo esas celdas operan bajo condiciones de irradiación distintas, ya que en la mayoría de las zonas las condiciones de iluminación solar son irregulares (debido al sombreado producido por edificaciones, árboles, nubosidad, pájaros, etc). Como resultado, en el panel FV con celdas conectadas en serie la corriente producida está limitada por el desempeño de la celda peor iluminada (sombreado parcial). Para proteger de sobrecalentamiento (y posiblemente destrucción) a las celdas sombreadas y para mitigar los efectos de sombreado parcial, en cada módulo fotovoltaico se incluyen diodos de derivación de modo que la pierna afectada quede excluida de la conexión, perdiéndose la posibilidad de extraer potencia de ella.

Diferentes arquitecturas se han propuesto para hacer frente a los efectos de desajuste utilizando convertidores de potencia distribuidos. Los microinversores [1]–[3], y los Convertidores Integrados al Módulo (CIM) [4]–[6] permiten realizar el

Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (SPMP, o MPPT en inglés) a nivel de módulo o subcadena. Sin embargo, el principal problema de estas arquitecturas es que cada convertidor procesa toda la potencia de salida del módulo o subcadena al que está conectado. La pérdida total de potencia puede ser alta si no se utilizan convertidores de alta eficiencia. Esto puede aumentar los costos generales del sistema.

Los convertidores en escalera [7]–[12], o convertidores de derivación activos, ofrecen mejoras sustanciales en comparación con los microinversores reales o soluciones CIM. Cada convertidor sólo procesa la diferencia de corriente entre los dispositivos conectados en serie (módulo, subcadena, celdas). Esto conduce a un sistema altamente eficiente incluso utilizando convertidores de calidad media. Existen otras arquitecturas que también procesan únicamente la diferencia de potencia entre los dispositivos fotovoltaicos, por ejemplo: ecualizadores de energía [13], circuito paralelo virtual [14], circuito de control de generación (GCC, en inglés) [15], retorno de energía [16] y balanceadores [17].

Este trabajo se centra en la estrategia de control de los convertidores en escalera para lograr el SPMP. Algunas de las implementaciones de convertidores en escalera se basan en el apareamiento de las características de dispositivos fotovoltaicos adyacentes para reducir la complejidad de control del sistema. Pero la degradación no uniforme después de la exposición a radiación conducirá inevitablemente al incremento de las pérdidas por desbalance. Para garantizar el SPMP en todas las condiciones de funcionamiento se requiere un sistema de control. Por ejemplo, en [9] y [10] se implementa un controlador de SPMP local, utilizando un controlador integral proporcional y un algoritmo tipo "perturbar y observar", respectivamente.

En lo que sigue, se estudia una estrategia para SPMP de cada celda utilizando la topología Ćuk. La estrategia se basa en el ajuste de las corrientes a través de los convertidores internos. El análisis permitió desarrollar un controlador capaz de conseguir el SPMP en todo el sistema con resultados de simulación alentadores. Un trabajo anterior [18] mostró la misma idea pero utilizando convertidores *buck-boost*, que se comportaron de manera aceptable, pero inyectan una corriente discontinua en cada nodo. Esta estrategia es ampliada a múltiples celdas en [19].

El resto de este trabajo está organizado de la siguiente manera: la Sección II describe la topología real de las celdas y convertidores interconectados; la Sección III deriva la estrategia de control; la Sección IV muestra algunos resultados de simulación y la Sección V presenta las conclusiones y posibles trabajos futuros.

H. G. Chiacchiarini, Instituto de Investigaciones en Ingeniería Eléctrica "Alfredo Desages", UNS – CONICET; y DIEC – UNS; hgch@uns.edu.ar

J. G. Ceci, Instituto de Investigaciones en Ingeniería Eléctrica "Alfredo Desages", UNS - CONICET; y DIEC – UNS; jonatan.ceci@uns.edu.ar

A. R. Oliva, Instituto de Investigaciones en Ingeniería Eléctrica "Alfredo Desages", UNS - CONICET; y DIEC – UNS; aoliva@uns.edu.ar

P. S. Mandolesi, Comisión de Investigaciones Científicas de la Provincia de Buenos Aires; Instituto de Investigaciones en Ingeniería Eléctrica "Alfredo Desages", UNS – CONICET; y DIEC – UNS; pmandolesi@uns.edu.ar

II. TOPOLOGÍA DEL CIRCUITO

En la Fig. 1 se muestra la topología de una conexión en serie de tres celdas solares, con capacitores para la estabilización local de las tensiones de celda. La celda solar se modela por una simple combinación en paralelo de una fuente de corriente controlada por la radiación solar y un diodo. Dos convertidores trabajan coordinados para desviar parte de la corriente de las celdas con el fin de hacer que funcionen en el punto de máxima potencia. Cada convertidor está compuesto por dos inductores, un capacitor y dos llaves complementarias.

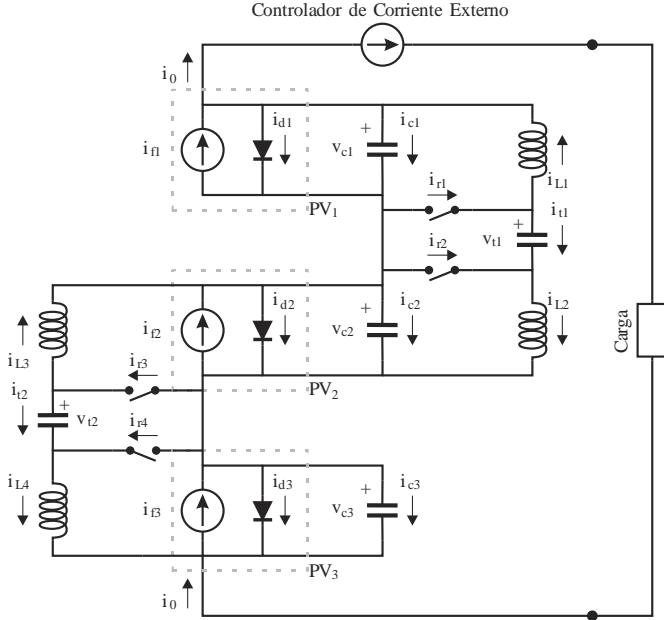


Figura 1: Topología del sistema de tres celdas FV.

El número de celdas de este primer estudio fue seleccionado para mantener la simplicidad. El análisis se extiende a múltiples celdas en [19]. Las ecuaciones del circuito de la Fig. 1 son

$$0 = i_{f1} - i_{d1} - i_{c1} + i_{L1} - i_0, \quad (1)$$

$$0 = i_{f2} - i_{d2} - i_{c2} - i_{f1} + i_{d1} + i_{c1} + i_{L3} - i_{r1} - i_{r2}, \quad (2)$$

$$0 = i_{f3} - i_{d3} - i_{c3} - i_{f2} + i_{d2} + i_{c2} + i_{L2} - i_{r3} - i_{r4}, \quad (3)$$

$$0 = i_0 + i_{L4} - i_{f3} + i_{d3} + i_{c3}, \quad (4)$$

donde las corrientes i_{f1} , i_{f2} , i_{f3} representan las corrientes producidas en las celdas solares; i_{d1} , i_{d2} , i_{d3} modelan el efecto de los diodos intrínsecos; i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} , i_{L4} son las corrientes a través de cada inductor; y i_{c1} , i_{c2} , i_{c3} son las corrientes que fluyen en los capacitores. La corriente de salida i_0 está impuesta por un convertidor externo modelado como una fuente de corriente. Las corrientes i_{ri} dependen del estado de los interruptores:

$$\begin{aligned} i_{r1} &= d_1(i_{L1} + i_{L2}), & i_{r2} &= (1 - d_1)(i_{L1} + i_{L2}), \\ i_{r3} &= d_2(i_{L3} + i_{L4}), & i_{r4} &= (1 - d_2)(i_{L3} + i_{L4}), \end{aligned} \quad (5)$$

donde $d_1, d_2 \in \{0,1\}$ siendo 0 si el interruptor inferior está conectado y 1 si el interruptor superior está conectado.

Con las restricciones impuestas por (5) resulta que (1)–(4)

no son linealmente independientes. Descartando (4), las ecuaciones restantes se pueden reescribir en forma matricial como

$$0 = \mathbf{A}_d \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \\ i_{L4} \\ i_0 \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} i_{f1} - i_{d1} - i_{c1} \\ i_{f2} - i_{d2} - i_{c2} \\ i_{f3} - i_{d3} - i_{c3} \\ -i_{t1} \\ -i_{t2} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

siendo

$$\mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ -1 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & -1 & 0 \\ -(1-d_1) & d_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -(1-d_2) & d_2 & 0 \end{bmatrix}, \quad (7)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Esta ecuación matricial representa a los circuitos instantáneos como una función de los estados de los interruptores. Es fácil ver que i_{oj} , definida como $i_{oj} = i_{fj} - i_{dj} - i_{cj}$, $j = 1,2,3$, e i_{ti} , $i = 1,2$, se pueden evaluar de manera unívoca a partir del conocimiento de los estados de las llaves, las corrientes de los inductores y de la corriente de salida del panel de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} i_{f1} - i_{d1} - i_{c1} \\ i_{f2} - i_{d2} - i_{c2} \\ i_{f3} - i_{d3} - i_{c3} \\ -i_{t1} \\ -i_{t2} \end{bmatrix} = -\mathbf{B}^{-1} \mathbf{A}_d \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \\ i_{L4} \\ i_0 \end{bmatrix}, \quad (9)$$

$$\mathbf{B}^{-1} \mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 \\ d_1 - 1 & d_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & d_2 - 1 & d_2 & 0 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Las corrientes de los inductores están relacionados con las tensiones v_{c1} , v_{c2} , v_{c3} , v_{t1} , v_{t2} de los capacitores y los estados de los interruptores de la siguiente forma

$$\mathbf{L} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \\ i_{L4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -v_{c1} + v_{t1}(1-d_1) \\ -v_{t1}d_1 + v_{c2} \\ -v_{c2} + v_{t2}(1-d_2) \\ -v_{t2}d_2 + v_{c3} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

donde \mathbf{L} es una matriz diagonal formada por los valores de las inductancias.

Las tensiones de los capacitores responden a la siguiente ecuación dinámica:

$$\mathbf{C} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{c1} \\ v_{c2} \\ v_{c3} \\ v_{t1} \\ v_{t2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \\ i_{t1} \\ i_{t2} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

donde \mathbf{C} es una matriz diagonal formada por los capacitores en paralelo con los dispositivos FV y los capacitores de transferencia en los convertidores Ćuk. Las corrientes de los capacitores pueden ser calculadas como sigue de (9) y considerando que $i_{dj} = f_j(v_{cj})$,

$$\begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \\ i_{t1} \\ i_{t2} \end{bmatrix} = \mathbf{B}^{-1} \mathbf{A}_d \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \\ i_{L4} \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{f1} - i_{d1} \\ i_{f2} - i_{d2} \\ i_{f3} - i_{d3} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Entonces, el sistema de ecuaciones dinámicas completo es como sigue

$$\mathbf{C} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{c1} \\ v_{c2} \\ v_{c3} \\ v_{t1} \\ v_{t2} \end{bmatrix} = \mathbf{B}^{-1} \mathbf{A}_d \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \\ i_{L4} \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{f1} - i_{d1} \\ i_{f2} - i_{d2} \\ i_{f3} - i_{d3} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (14)$$

$$\bar{\mathbf{L}} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \\ i_{L4} \end{bmatrix} = -\mathbf{A}_d^T \mathbf{B}^{-T} \begin{bmatrix} v_{c1} \\ v_{c2} \\ v_{c3} \\ v_{t1} \\ v_{t2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ L_0 \frac{di_{0ref}}{dt} - v_0 \end{bmatrix}, \quad (15)$$

donde

$$\bar{\mathbf{L}} = \begin{bmatrix} \mathbf{L} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0}^T & L_0 \end{bmatrix}, \quad (16)$$

siendo L_0 una inductancia equivalente asociada al comportamiento dinámico definido para la corriente de salida i_0 ; $v_0 = v_{c1} + v_{c2} + v_{c3}$; las variables d_1, d_2, i_0 son ajustadas por el controlador del sistema; e i_{f1}, i_{f2}, i_{f3} dependen de la radiación solar. Además, i_{0ref} es un comando de referencia externo para la corriente de salida.

III. CONTROL

El propósito del sistema de control es maximizar la potencia de salida del panel solar. La estrategia es ajustar los voltajes de cada celda hacia el punto de máxima potencia individual, para obtener en consecuencia la potencia máxima de todo el panel.

A. Objetivo de Control

La potencia instantánea desarrollada por cada celda es

$$P_j = v_{cj} (i_{fj} - i_{dj}), \quad (17)$$

donde v_{cj} es la tensión del j -ésimo capacitor, igual a la

tensión v_{dj} sobre el diodo FV correspondiente, y la corriente a través de ese diodo es $i_{dj} \approx I_{0j} e^{(v_{dj}/n V_T)} = f_j(v_{cj})$.

La función objetivo es la potencia individual de cada celda FV, (17). Teniendo en cuenta (9), la potencia total desarrollada por la serie de celdas es

$$P = -\mathbf{V}_c (\mathbf{B}^{-1} \mathbf{A}_d \mathbf{I}_L - \mathbf{I}_C), \quad (18)$$

donde

$$\mathbf{V}_c = [v_{c1} \ v_{c2} \ v_{c3} \ v_{t1} \ v_{t2}]^T, \quad (19)$$

$$\mathbf{I}_L = [i_{L1} \ i_{L2} \ i_{L3} \ i_{L4} \ i_0]^T, \quad (20)$$

$$\mathbf{I}_C = [i_{c1} \ i_{c2} \ i_{c3} \ i_{t1} \ i_{t2}]^T. \quad (21)$$

Considerando (11) y (12), (18) se convierte en:

$$\begin{aligned} P = & (v_{c1} + v_{c2} + v_{c3})i_0 + L_1 i_{L1} di_{L1}/dt \\ & + L_2 i_{L2} di_{L2}/dt + L_3 i_{L3} di_{L3}/dt + L_4 i_{L4} di_{L4}/dt \\ & + C_1 v_{c1} dv_{c1}/dt + C_2 v_{c2} dv_{c2}/dt \\ & + C_3 v_{c3} dv_{c3}/dt + C_{t1} v_{t1} dv_{t1}/dt \\ & + C_{t2} v_{t2} dv_{t2}/dt, \end{aligned} \quad (22)$$

que está compuesta por la potencia de salida proporcionada por las celdas más la potencia que no se transfiere internamente entre los elementos reactivos.

B. Estrategia de Control

La propuesta consiste en ajustar los voltajes de los capacitores con el fin de llevar a cada celda a su punto de funcionamiento de máxima potencia. Para ello es necesario comandar las corrientes los inductores y la corriente de salida instantánea. Las corrientes de los inductores se adaptan al cambiar los ciclos de trabajo de los convertidores internos y la corriente de salida de la serie es manejada por el convertidor externo. El algoritmo de SPMP debe actuar sobre las componentes de baja frecuencia de las tensiones y corrientes ajustando gradualmente el sistema a las nuevas condiciones de funcionamiento. No se espera que el sistema reaccione inmediatamente a los cambios transitorios de la iluminación o por el efecto de las oscilaciones de corriente producidas por los convertidores. Suponiendo condiciones de diseño adecuadas, todas las variables eléctricas en promedio están variando lentamente y las funciones de conmutación d_1, d_2 tienen valores promediados que varían lentamente. Bajo estos supuestos, la expresión para la derivada de la potencia de cada celda con respecto a su tensión es, de (18):

$$\left[\frac{dP}{dv_c} \right] = -(\mathbf{B}^{-1} \mathbf{A}_d \mathbf{I}_L - \mathbf{I}_C) - \begin{bmatrix} f_1(v_{c1}) \\ f_2(v_{c2}) \\ f_3(v_{c3}) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (23)$$

con

$$\left[\frac{dP}{d\bar{v}_c} \right] = \begin{bmatrix} \frac{dP_1}{dv_{c1}} & \frac{dP_2}{dv_{c2}} & \frac{dP_3}{dv_{c3}} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T. \quad (24)$$

El objetivo de control fija la siguiente condición:

$$\frac{d\bar{P}_j}{dt} = \frac{d\bar{P}_j}{d\bar{v}_{cj}} \cdot \frac{d\bar{v}_{cj}}{dt} \geq 0 \quad j = 1,2,3, \quad (25)$$

donde $\overline{(\cdot)}$ representa las componentes de variación lenta de las variables. Una forma simple para satisfacer (25) es imponer

$$\frac{d\bar{v}_{cj}}{dt} = \hat{k}_j^{-1} \cdot \frac{d\bar{P}_j}{d\bar{v}_{cj}} \quad j = 1,2,3, \quad (26)$$

donde $\hat{k}_j > 0$ son ganancias proporcionales adecuadas.

De (12), (13)

$$\frac{d}{dt} \mathbf{V}_C = \mathbf{C}^{-1} [\mathbf{B}^{-1} \mathbf{A}_d \mathbf{I}_L + \mathbf{I}_{cell}], \quad (27)$$

con $i_{cellj} = i_{fj} - f_j(v_{cj}) e$

$$\mathbf{I}_{cell} = [i_{cell1} \quad i_{cell2} \quad i_{cell3} \quad 0 \quad 0]^T. \quad (28)$$

Debido a la operación de los convertidores, las corrientes i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} , i_{L4} , i_0 tienen componentes de alta frecuencia sumadas a sus componentes de corriente continua. Las corrientes i_{fj} en general no tienen componentes de alta frecuencia, y las corrientes i_{dj} copian y multiplican los componentes frecuenciales de las tensiones v_{cj} debido al efecto no lineal de los diodos. Las tensiones v_{cj} y v_{ti} tienen componentes de corriente continua y de alta frecuencia. Considerando sólo los componentes de baja frecuencia de (27),

$$\mathbf{C} \left[\frac{d\bar{v}_{\{c,t\}}}{dt} \right] = \overline{\mathbf{B}^{-1} \mathbf{A}_d \mathbf{I}_L} + \mathbf{I}_{cell}, \quad (29)$$

incorporando (26) y definiendo $\mathbf{k} = \text{diag}\{\hat{k}_j/C_j\}$ se llega a

$$\left[\frac{d\bar{P}}{d\bar{v}_c} \right] = \mathbf{k} \cdot \left\{ \overline{\mathbf{B}^{-1} \mathbf{A}_d \mathbf{I}_L} + \mathbf{I}_{cell} \right\}. \quad (30)$$

Con el fin de forzar (29) a tener un signo específico para cualquier valor de \bar{i}_{fj} y \bar{v}_{cj} en un cierto rango, es suficiente con que el primer término entre corchetes pueda adoptar un valor absoluto suficientemente elevado manteniendo su signo especificado. Así, la propuesta es evaluar $d\bar{P}_j/d\bar{v}_{cj}$ desde (23), utilizando valores promediados para sus argumentos y luego adaptar las corrientes i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} , i_{L4} , i_0 para forzar el cumplimiento de (25).

Dado que las corrientes FV y tensiones de los capacitores son prácticamente constantes, el valor de $d\bar{v}_{cj}/dt$ depende esencialmente de los cambios en el valor instantáneo del primer término en (30), por lo tanto puede aproximarse como

$$\left[\frac{d\bar{P}}{d\bar{v}_c} \right] \approx [\beta_j]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} (\overline{\mathbf{B}^{-1} \mathbf{A}_d \mathbf{I}_L}), \quad (31)$$

donde $[\beta_j] = \text{diag}\{\beta_j\}$, $j = 1,2,3,4,5$ y $\beta_j > 0$ son ganancias ajustables.

Siendo que $\overline{\mathbf{B}^{-1} \mathbf{A}_d}$ depende de los ciclos de trabajo promedio, la estrategia para ajustar las corrientes promedio es:

$$\frac{d}{dt} \bar{\mathbf{I}}_L \approx [\beta_j] \overline{\mathbf{A}_d^{-1} \mathbf{B}} \left[\frac{d\bar{P}}{d\bar{v}_c} \right], \quad (32)$$

lo cual es válido $\forall \bar{d}_1, \forall \bar{d}_2$ tal que $1 - \bar{d}_2(1 - \bar{d}_1) \neq 0$.

Considerando (11) y sabiendo que $(\bar{v}_{t1} - \bar{v}_{c1}) = \bar{v}_{c2}$ y $(\bar{v}_{t2} - \bar{v}_{c2}) = \bar{v}_{c3}$, la expresión anterior se reduce a

$$-\begin{bmatrix} \bar{v}_{t1}/L_1 & 0 \\ 0 & \bar{v}_{t2}/L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{d}_1 \\ \bar{d}_2 \end{bmatrix} \approx \left\{ [\beta_j] \overline{\mathbf{A}_d^{-1} \mathbf{B}} \left[\frac{d\bar{P}}{d\bar{v}_c} \right] \right\}_{1,3} - \begin{bmatrix} (\bar{v}_{t1} - \bar{v}_{c1})/L_1 \\ (\bar{v}_{t2} - \bar{v}_{c2})/L_2 \end{bmatrix}, \quad (33)$$

$$\frac{di_0}{dt} \approx \left\{ [\beta_j] \overline{\mathbf{A}_d^{-1} \mathbf{B}} \left[\frac{d\bar{P}}{d\bar{v}_c} \right] \right\}_5. \quad (34)$$

Esta última expresión determina la variación necesaria en la corriente de salida, evaluada a partir del gradiente de potencia deseado, para ajustar el punto de operación global; y la expresión previa muestra una posible estrategia para determinar los ciclos de trabajo promedio deseados en función del gradiente de potencia estimado. Esta expresión será reformulada en la siguiente subsección.

C. Controladores

El control de i_0 queda bajo la órbita del controlador externo (Fig. 1), que es responsable del seguimiento de la referencia de corriente proporcionada por (34). El control de las corrientes de los inductores es realizado por los convertidores internos. Su ciclo de trabajo podría evaluarse directamente desde (33) pero para proporcionar suavidad adicional se prefiere considerar a (33) como la solución estacionaria de una ecuación diferencial estable de primer orden. Entonces, definiendo

$$|\Delta| = \text{diag} \left\{ \left\{ \overline{\mathbf{A}_d^{-1} \mathbf{B}} \left[\frac{d\bar{P}}{d\bar{v}_c} \right] \right\}_{1,3} \right\}, \quad (35)$$

y considerando que $\det|\Delta| \neq 0$ (esta suposición será eliminada más adelante), (33) se reescribe como

$$0 = -|\Delta|^{-1} \begin{bmatrix} \bar{v}_{t1}/L_1 & 0 \\ 0 & \bar{v}_{t2}/L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{d}_1 \\ \bar{d}_2 \end{bmatrix} - [\beta_j]_{1,3} \cdot \text{Sign} \left\{ \overline{\mathbf{A}_d^{-1} \mathbf{B}} \left[\frac{d\bar{P}}{d\bar{v}_c} \right] \right\}_{1,3} + |\Delta|^{-1} \begin{bmatrix} (\bar{v}_{t1} - \bar{v}_{c1})/L_1 \\ (\bar{v}_{t2} - \bar{v}_{c2})/L_2 \end{bmatrix}, \quad (36)$$

donde $\text{Sign}(\cdot)$ se evalúa fila a fila.

Se propone (36) como la solución de estado estacionario de la siguiente ecuación diferencial estable:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{d}_1 \\ \bar{d}_2 \end{bmatrix} = |\Delta|^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_{L1} \\ \bar{i}_{L3} \end{bmatrix} - \text{Sign} \left\{ [\beta_j] \overline{A_d^{-1} B} \left[\frac{d\bar{P}}{d\bar{v}_c} \right] \right\}_{1,3}, \quad (37)$$

la cual especifica los ajustes a realizar en \bar{d}_1 , \bar{d}_2 para incrementar (hasta el máximo valor posible) la potencia de cada celda. Como ambas $d\bar{i}_{L1}/dt$, $d\bar{i}_{L3}/dt$ se hacen cero cuando \bar{d}_1 , \bar{d}_2 alcanzan el estado estacionario, se propone despreciar el primer término en (37), y considerar sólo el signo del factor entre paréntesis en el miembro derecho. Así, se propone el siguiente algoritmo para el controlador, en el que el caso $\det|\Delta| = 0$ ya no es un problema:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{d}_1 \\ \bar{d}_2 \\ i_0 \end{bmatrix} = \bar{\beta}^* \cdot \text{Sign} \left\{ \overline{A_d^{-1} B} \left[\frac{d\bar{P}}{d\bar{v}_c} \right] \right\}_{1,3,5}, \quad (38)$$

donde $\bar{\beta}^*$ es una matriz diagonal que contiene ciertas ganancias fijas. Es importante destacar que los ciclos de trabajo se modifican en la dirección correcta para satisfacer (25).

IV. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

El experimento simulado contempla las siguientes condiciones. En principio la irradiación en las tres celdas es uniforme y genera una corriente FV de 0.9 A. Los convertidores operan a una frecuencia de conmutación de 100 kHz, con inductores de 10 mHy, 1 μ F para $C_{t1,2}$ y 100 μ F para los capacitores de las celdas.

La Fig. 2 muestra la evolución temporal de la potencia generada por cada celda. El transitorio inicial dura algo más de 0.25 s, y durante ese tiempo se produce la carga de los capacitores de las celdas hasta su valor estacionario.

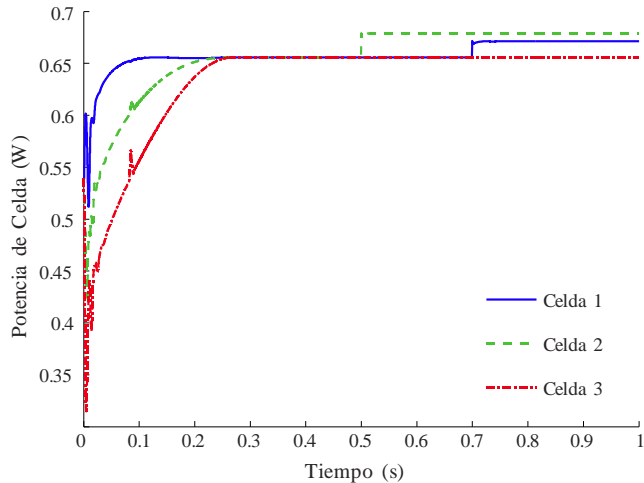


Figura 2: Evolución de la potencia de las celdas bajo diferentes escalones de irradiación.

La Fig. 3 muestra las curvas de potencia versus tensión para cada celda. La gráfica empieza en el lado inferior izquierdo y evoluciona hasta aproximadamente 0.775 V y 0.655 W, donde una pequeña oscilación permanece debido al rizado en las corrientes de los convertidores (Fig. 4). En 0.5 s la irradiación de la celda 2 se incrementa. Observe el salto en la Fig. 2 y Fig. 3 desde 0.655 W hasta casi 0.68 W para la celda 2.

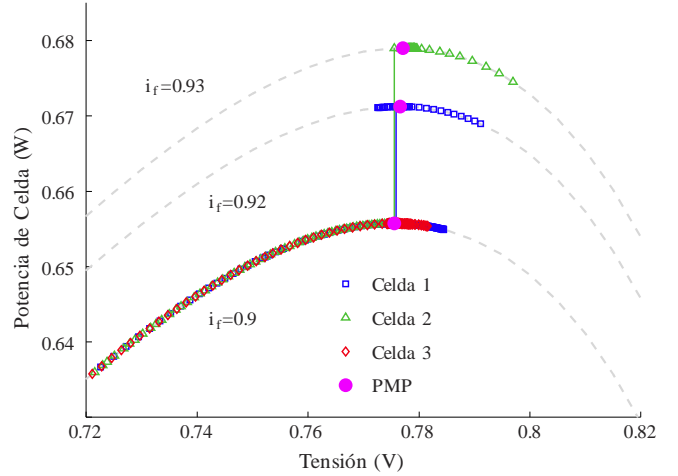


Figura 3: Potencia-Tensión para cada celda. Los puntos marcados como PMP corresponden al estado estacionario.

La Fig. 4 muestra los cambios en las corrientes de los inductores, la Fig. 5 muestra los cambios en los ciclos de trabajo promedio (el pequeño rizado de estado estacionario degrada ligeramente la eficiencia del sistema completo, dado que se refleja como una oscilación de la potencia alrededor del punto óptimo). La Fig. 6 y Fig. 7 muestran los cambios en la tensión de salida y la corriente de salida (manejada por un convertidor externo comandado por el sistema de control). Luego, en 0.7 s, se produce un cambio en la irradiación de la celda 1 y su consecuencia puede observarse también en dichas figuras.

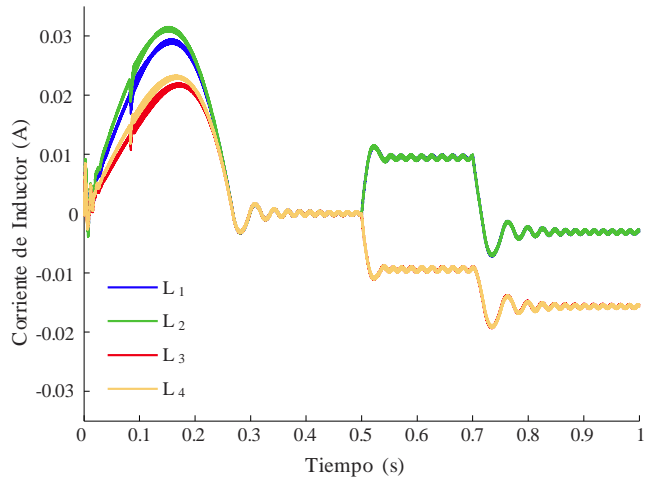


Figura 4: Corrientes por los inductores de cada convertidor.

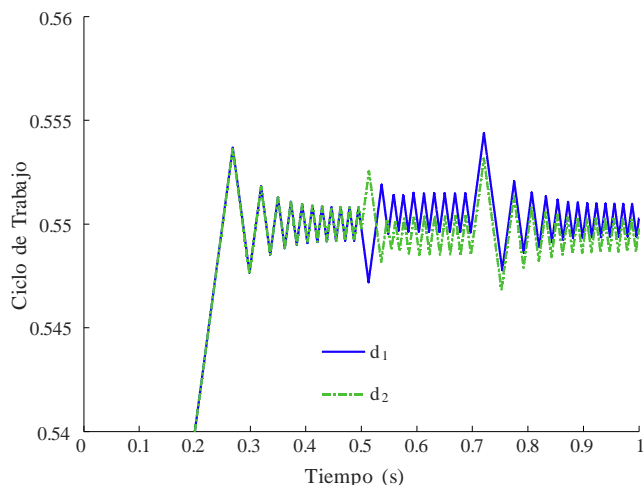


Figura 5: Ciclos de trabajo de cada convertidor.

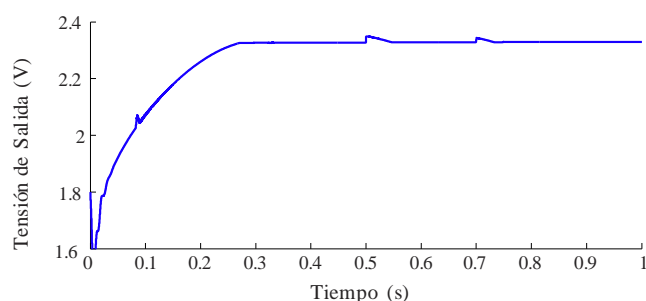


Figura 6: Tensión de salida del sistema.

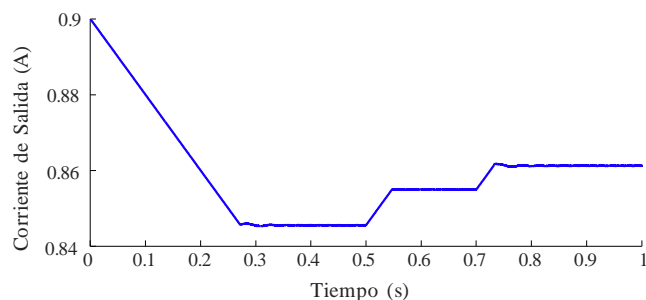


Figura 7: Corriente de salida del sistema.

V. CONCLUSIONES

Las arquitecturas de convertidores escalera ofrecen mejoras sustanciales en comparación con las soluciones tradicionales, ya que cada convertidor sólo necesita procesar la diferencia de potencia entre dispositivos fotovoltaicos conectados en serie (módulos, subcadena, celdas).

Fue desarrollada una estrategia de SPMP con balanceo de corrientes de celda para un conjunto de tres celdas FV conectadas en serie. La estrategia se basa en el ajuste de las corrientes de las inductancias de un conjunto de convertidores dc-dc tipo \dot{C} uk para mantener cada celda FV en su punto de funcionamiento óptimo.

La estrategia de control muestra un buen rendimiento y lleva al sistema hacia el punto de funcionamiento de máxima potencia a pesar de algunas oscilaciones que dependen de la frecuencia de conmutación y de parámetros del sistema. Las

simulaciones muestran un buen desempeño de los convertidores y la capacidad de ajustar los voltajes de celda para lograr la máxima potencia a pesar del cambio en las condiciones de irradiación. En otro trabajo [19] se muestra la factibilidad de la estrategia para arreglos de n -celdas con $n - 1$ convertidores internos. Se están realizando trabajos adicionales para probar la estabilidad y obtener resultados experimentales.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen a la Universidad Nacional del Sur, ANPCyT, CIC y CONICET por su contribución al desarrollo de este trabajo.

REFERENCIAS

- [1] Q. Li and P. Wolfs, "A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different DC link configurations," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1320–1333, May 2008.
- [2] A. Trubitsyn, B. Pierquet, A. Hayman, G. Gamache, C. Sullivan, and D. Perreault, "High-efficiency inverter for photovoltaic applications," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, Sep. 2010, pp. 2803–2810.
- [3] S. Zengin, F. Deveci, and M. Boztepe, "Decoupling capacitor selection in DCM flyback PV microinverters considering harmonic distortion," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 2, pp. 816–825, Feb. 2013.
- [4] N. Femia, G. Lisi, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Distributed maximum power point tracking of photovoltaic arrays: Novel approach and system analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 7, pp. 2610–2621, Jul. 2008.
- [5] R. Pilawa-Podgurski and D. Perreault, "Submodule integrated distributed maximum power point tracking for solar photovoltaic applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, pp. 2957–2967, Jun. 2013.
- [6] G. Walker and P. Sernia, "Cascaded DC-DC converter connection of photovoltaic modules," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 4, pp. 1130–1139, Jul. 2004.
- [7] H. Bergveld, D. Buthker, C. Castello, T. Doorn, A. de Jong, R. van Otten, and K. de Waal, "Module-level DC/DC conversion for photovoltaic systems: The delta-conversion concept," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 4, pp. 2005–2013, Apr. 2013.
- [8] R. Giral, C. Ramos-Paja, D. Gonzalez, J. Calvente, A. Cid-Pastor, and L. Martinez-Salamero, "Minimizing the effects of shadowing in a PV module by means of active voltage sharing," in *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on*, Mar. 2010, pp. 943–948.
- [9] C. Schaefer, K. Kesarwani, and J. Stauth, "A coupled-inductor multi-level ladder converter for sub-module PV power management," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE*, Mar. 2013, pp. 732–737.
- [10] P. Shenoy, K. Kim, B. Johnson, and P. Krein, "Differential power processing for increased energy production and reliability of photovoltaic systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, pp. 2968–2979, Jun. 2013.
- [11] J. Stauth, M. Seeman, and K. Kesarwani, "Resonant switched-capacitor converters for sub-module distributed photovoltaic power management," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 3, pp. 1189–1198, Mar. 2013.
- [12] G. Walker, J. Xue, and P. Sernia, "PV string per-module maximum power point enabling converters," in *Proceedings of the Australasian Universities Power Engineering Conference*, 2003, pp. 112–117.

- [13] L. Villa, T.-P. Ho, J.-C. Crebier, and B. Raison, "A power electronics equalizer application for partially shaded photovoltaic modules," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 3, pp. 1179–1190, Mar. 2013.
- [14] S. Poshtkouhi, A. Biswas, and O. Trescases, "DC-DC converter for high granularity, sub-string mppt in photovoltaic applications using a virtual-parallel connection," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*, Feb. 2012, pp. 86–92.
- [15] T. Shimizu, O. Hashimoto, and G. Kimura, "A novel high-performance utility-interactive photovoltaic inverter system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 2, pp. 704–711, Mar. 2003.
- [16] C. Olalla, D. Clement, M. Rodriguez, and D. Maksimovic, "Architectures and control of submodule integrated DC-DC converters for photovoltaic applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, pp. 2980–2997, Jun. 2013.
- [17] H. Zhou, J. Zhao, and Y. Han, "PV balancers: Concept, architectures, and realization," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, Sep. 2012, pp. 3749–3755.
- [18] H. Chiacchiarini, J. Ceci, A. Oliva, and P. Mandolesi, "Individual solar cells balance for maximum power extraction in series arrays," in *Biennial Congress of Argentina (ARGENCON), 2014 IEEE*, June 2014, pp. 759–764.
- [19] —, "A novel controller for multiple ladder Cuk converters for balancing photovoltaic modules," in *XVI Reunión de trabajo en Procesamiento de la Información y Control*, Oct. 2015.



Pablo Sergio Mandolesi (S'87-M'96) was born in Bahía Blanca, Argentina, on January 28, 1967. He received his Engineering degree and his Ph.D. in Engineer from the Universidad Nacional del Sur (UNS), Bahía Blanca, Argentina.

From June 2002 to July 2003, was a Visiting Scholar in the Sensory Communication Microsystems Laboratory, The Johns Hopkins University, Baltimore, MD. Since 1998, he is a Professor in the Electrical and Computer Engineering Department, UNS. He has a Research position for the State of Buenos Aires research agency "CIC". His research interests are in the areas of system and circuit theory and design. Dr. Mandolesi was president of the Argentinean chapter of the IEEE Circuits and Systems Society.



Héctor Gerardo Chiacchiarini graduated in Electronic Engineering at the Universidad Nacional del Sur in 1990 and received the Ph.D. degree in Systems Control from the same university in 1996.

In 2001 he was a visiting scholar at ETH, Zurich and in 2004 at the University of Arkansas, USA. He is a professor in the Electrical and Computer Engineering Department, Universidad Nacional del Sur, Bahía Blanca, Argentina, teaching Power Electronics and Industrial Robotics. Since 1999 he is a researcher at the Instituto de Investigaciones en Ingeniería Eléctrica "Alfredo Desages" (UNS-CONICET). He has more than 80 coauthored scientific papers, published in international journals and conferences. He has participated in more than 20 research projects, being the supervisor of more than 10 of them. His main interests include power electronics, mechatronics, automatic control systems, and robotics.



Jonatan Gabriel Ceci (S'14) received the B.S. degree in electronic engineering from the Universidad Nacional del Sur (UNS), Bahía Blanca, Argentina, in 2011.

Since 2012 he is a graduate student at the Instituto de Investigaciones en Ingeniería Eléctrica "Alfredo Desages" (UNS-CONICET). In 2015 he was a visiting scholar at L2EP, École Centrale de Lille, France, where he worked in the sizing of planar inductors for photovoltaic applications. He is a Teaching Assistant at UNS since 2013. He is currently working toward the Ph.D. degree in microconverters for renewable energy generation systems. His research interests are switching power converters, integrated design, and energy harvesting.



Alejandro Raúl Oliva received the B.S.E.E. degree from the Universidad Nacional del Sur (UNS), Bahía Blanca, Argentina, in 1987, and the M.S. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the University of Arkansas, Fayetteville, AR, USA, in 1996 and 2004, respectively.

He has been a Professor in the Electrical and Computer Engineering Department of the UNS since 1999. He has been a member of the Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), Buenos Aires, Argentina, since 2005. He has published a book and more than 50 journals and proceedings. His main research interests are power electronics and power management.