

Parameterization of Indicators for Interleaved Converters Design in Photovoltaic Applications

Paula Cervellini, Marco Carnaghi, Pablo Antoszczuk, Rogelio García-Retegui, Marcos Funes

Abstract—The design of power converters for photovoltaic systems is a challenging issue to be addressed. This challenge lies on the need of considering efficiency, thermal and volume requirements at the same time; with the added drawback that these indicators have different behaviors depending on the operation conduction mode and also have opposing effects according to the switching frequency. The complexity increases when interleaved converters are selected, since the relationship among indicators is also affected by the number of phases. Many attempts have been made in the literature to address this issue; however, they have all reached partial strategies, focusing on some of the indicators and without taking into consideration the interactions among them. In this sense, this work proposes a mechanism to obtain indicators of total efficiency, thermal dissipation in inductors and semiconductors, as well as the volume of magnetic devices and sinks, as a function of switching frequency and number of phases, for continuous and discontinuous conduction modes. This information is crucial to study the interaction among the performance indicators, and to determine the most suitable values for the mentioned parameters. In order to show the proposal contribution, the parameters for an interleaved converter that connects a photovoltaic array with a direct current bus of 450V are obtained.

Index Terms—CCM, DCD, efficiency, interleaved converters, thermal performance, volume.

I. INTRODUCCIÓN

El uso de sistemas fotovoltaicos sigue aumentando progresivamente conforme se incrementa la eficiencia y la potencia de los paneles, y se reduce su costo [1]. Esto se ve potenciado, además, por el auge de las microrredes de corriente continua (CC), que consisten en redes de distribución en las cuales se conectan generadores renovables a convertidores de potencia y estos a cargas tanto activas como pasivas, a través de una barra de continua [2]. A fin de extraer la máxima potencia de los paneles fotovoltaicos, se asocian convertidores CC-CC que convierten la tensión proveniente del panel en una tensión deseada de salida, buscando operar en el punto de máxima transferencia de potencia [3]. El diseño del mencionado convertidor es un aspecto que reviste gran importancia y cuidado debiendo atenderse, en etapas tempranas, las especificaciones relativas a indicadores como eficiencia, disipación térmica y volumen de los elementos magnéticos y del disipador. Sin embargo, es conocido que estos indicadores pueden tener relaciones contrapuestas como es el caso del volumen de los elementos magnéticos y de la eficiencia del convertidor. Estos aspectos entran en conflicto

Paula Cervellini, Marco Carnaghi, Pablo Antoszczuk, Rogelio García-Retegui, Marcos Funes, (e-mail: paulacervellini@fi.mdp.edu.ar; pablo_ant@fi.mdp.edu.ar; mcarnaghi@fi.mdp.edu.ar; rgarcia@fi.mdp.edu.ar; mfunes@fi.mdp.edu.ar).

cuando se busca determinar la frecuencia de conmutación. Esta situación, que se puede repetir con otros indicadores, requiere que los parámetros del convertidor sean evaluados, no sólo teniendo en cuenta el rango de operación, sino también a partir de la relación de compromiso que se genera en el diseño [4].

Desde hace algún tiempo, los convertidores de potencia CC-CC multifásicos son elegidos para aplicaciones fotovoltaicas [5]–[7]. Estos convertidores resultan de la asociación en paralelo de N convertidores iguales, cada uno de ellos denominados fases. En estos convertidores se logra disminuir la amplitud del rizado de corriente total por medio de un corrimiento temporal en T/N de las señales de comando de las llaves, donde T es el período de conmutación de una fase. Esta estrategia de conmutación recibe el nombre de control intercalado. En la Fig. 1 se muestra, a modo de ejemplo, la estructura de un convertidor elevador de 4 fases, con operación en modo de conducción continuo (continuous conduction mode, CCM). Se puede observar que las distintas fases están conectadas a una tensión continua de entrada (V_{in}), correspondiente a la salida del panel, por medio de un filtro de entrada capacitivo (C_{in}). Las salidas de las fases se conectan a un mismo terminal, normalmente asociado a un capacitor de filtro C_{out} .

La estrategia de control intercalado permite, no sólo reducir la amplitud del rizado de la corriente total, sino también aumentar su frecuencia (f_r) N veces respecto de la de una fase (f_{sw}), lo cual mejora las características de filtrado de la tensión a la entrada y a la salida del convertidor. Esto es importante en un sistema fotovoltaico ya que la reducción del rizado de la tensión de entrada implica reducir el rizado de tensión sobre el panel. Esta reducción en el rizado permite que el sistema opere sin desviarse sustancialmente del punto de máxima potencia definido por un algoritmo de seguimiento [3].

A pesar de estas ventajas, el diseño de los convertidores

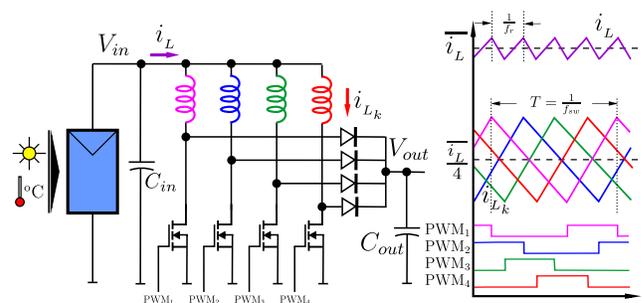


Fig. 1. Ejemplo de un convertidor elevador intercalado ($N = 4$).

intercalados se vuelve más complejo ya que, no sólo presenta las relaciones de compromiso entre indicadores de eficiencia, volumen y disipación térmica mencionadas para el caso de los convertidores de una única fase sino que, además, esas relaciones se ven afectadas por la elección del número de fases.

En la literatura existen una variedad de trabajos que analizan los mencionados indicadores pero de forma acotada, ya que sólo se focalizan en alguno de ellos. Respecto a la eficiencia, en [7]–[12] se realiza un análisis de este índice como estudio accesorio, contemplando un único diseño, con una única frecuencia de conmutación y para una cantidad fija de fases. Dentro de esta misma línea, otros trabajos amplían el estudio para distintas potencias de salida [13]–[15]. En [15] se analiza la eficiencia para distintos ciclos de trabajo y se presenta el procedimiento de cálculo para *CCM*. También se analiza el modo de conducción discontinuo (*DCM*) pero para este modo no se presenta el procedimiento de cálculo. En relación al volumen, en [16] se presenta un análisis centrado en los elementos magnéticos y el número de fases, teniendo en cuenta consideraciones de pérdidas en el bobinado y en el núcleo. Por otro lado, la eficiencia y el volumen, son abordados de forma conjunta en [17] y [18]. En [17] se busca el diseño más apropiado para un corrector de factor de potencia monofásico teniendo en cuenta la máxima densidad de potencia con una eficiencia aceptable. En este trabajo, se analizan distintos diseños de convertidores elevadores intercalados tanto en operación *CCM* como *DCM* y contemplando sólo un número de fases de entre 1 y 3. Además, se presenta el diseño del inductor y el diseño de los filtros para luego obtener y comparar el volumen y la eficiencia de cada diseño. En [18] se presenta el proceso de diseño de un convertidor elevador intercalado bidireccional para vehículos eléctricos en el que se selecciona el inductor utilizando la estrategia de algoritmos genéticos. Lo que se busca en la elección del inductor es minimizar el volumen cumpliendo con restricciones físicas y térmicas. Este inductor óptimo se calcula considerando que el convertidor opera en *CCM* para distintos números de fases y distintas frecuencias de conmutación. Finalmente se evalúan el volumen y la eficiencia de cada diseño.

A partir de los trabajos mencionados se puede identificar que los diseños abordados son muy específicos, y dadas las características particulares que tiene el inductor en cada aplicación, la evaluación de aspectos como eficiencia y volumen están restringidos a estos casos particulares. Además, el tipo de análisis que se realiza en estos trabajos no permite identificar interrelación entre los distintos indicadores y en algunos casos sólo se tienen en cuenta los requerimientos térmicos como un aspecto accesorio y relacionado sólo con el diseño del inductor. En el presente trabajo se desarrollan indicadores como la eficiencia total, la disipación térmica en el inductor y en los semiconductores y el volumen de los elementos magnéticos y del disipador, parametrizados en función de f_{sw} y N para los modos de operación *CCM* y *DCM*. El objetivo de esta propuesta es brindar un mecanismo más general a ser aplicado en etapas tempranas de diseño. La información que brindan estas expresiones es central para estudiar la interrelación entre los mencionados indicadores y determinar el N , f_{sw} y modo de operación más adecuado para el convertidor intercalado

utilizado en la aplicación fotovoltaica. La propuesta recurre a herramientas de regresión para obtener las relaciones entre las variables del inductor, de forma tal de evitar recurrir a un tipo específico de núcleo y evitar procesos iterativos de cálculos.

La utilidad de la propuesta se ejemplifica determinando los parámetros de un convertidor intercalado conectado a un arreglo serie de 3 paneles de entrada y una tensión de barra de continua de salida de 450 V.

II. EFICIENCIA, VOLUMEN Y DISIPACIÓN TÉRMICA.

En la presente sección se aborda el mecanismo propuesto para el cálculo de los indicadores.

A. Eficiencia

La eficiencia (η) del convertidor se define en función de la potencia de entrada (P_{in}) y de las pérdidas [19]:

$$\eta = (P_{in} - P_{loss})/P_{in} = (P_{in} - (P_s + P_{pd})N)/P_{in} \quad (1)$$

donde las pérdidas totales (P_{loss}) se calculan multiplicando por N las pérdidas de cada fase, bajo la suposición de que el control distribuye equitativamente la corriente entre las fases. P_{loss} está compuesta por las pérdidas en los dispositivos semiconductores (P_s) y en los elementos pasivos (P_{pd}).

El cálculo de P_s requiere adoptar el tipo de llave a utilizar, siendo el MOSFET el elegido para este caso. No obstante, las expresiones se pueden modificar para otro tipo de dispositivo, siendo la metodología igualmente válida. Luego, P_s se obtiene en base a los procesos de conmutación y conducción como:

$$P_s = (P_{sw_M} + P_{sw_G} + P_{sw_D} + P_{c_M} + P_{c_D}) \quad (2)$$

donde las pérdidas por conmutación resultan de la suma de las pérdidas en el MOSFET (P_{sw_M}), en la compuerta del MOSFET (P_{sw_G}) y en el diodo (P_{sw_D}); y las pérdidas por conducción resultan de la suma de las provenientes de la conducción en el MOSFET (P_{c_M}) y en el diodo (P_{c_D}).

Las pérdidas por conmutación se estiman a partir del producto de la energía disipada durante el proceso de conmutación por la frecuencia de conmutación f_{sw} .

$$P_{sw_M} = (E_{on_M} + E_{off_M})f_{sw} ; P_{sw_G} = E_G f_{sw} \quad (3)$$

$$P_{sw_D} = (E_{on_D} + E_{off_D})f_{sw} \quad (4)$$

donde:

$$E_{on_M} = V_{out}(I_{L_k} - \hat{i}_{L_k}) \frac{t_r + t_{fu}}{2} + Q_{rr} V_{out} \quad (5)$$

$$E_{off_M} = V_{out} \cdot (I_{L_k} + \hat{i}_{L_k}) \cdot \frac{t_{ru} + t_f}{2} \quad (6)$$

$$E_{on_D} = \frac{Q_{rr} V_{out}}{4} ; E_{off_D} \sim 0 \quad [20] ; E_G = Q_G V_G \quad (7)$$

En estas expresiones, I_{L_k} e \hat{i}_{L_k} son las corrientes media y pico en el inductor, t_r y t_f son los tiempos de subida y caída de la corriente de drenaje de la llave, Q_{rr} es la carga de recuperación inversa del diodo; y t_{fu} y t_{ru} son los tiempos de caída y de subida de la tensión, respectivamente, definidos a partir de la corriente de compuerta y la capacidad compuerta-drenaje c_{gd} . Como c_{gd} depende de la tensión drenaje-fuente

V_{ds} , en [20] se propone el cálculo de una capacidad equivalente, definida como el promedio entre las capacidades obtenidas para dos tensiones diferentes. Luego, t_{fu} y t_{ru} resultan:

$$t_{fu} = \frac{c_{gd1} + c_{gd2}}{2} [V_{out} - r_{DSon} (I_L - \hat{i}_L)] \frac{R_G}{V_G - v_{gsplat}} \quad (8)$$

$$t_{ru} = \frac{c_{gd1} + c_{gd2}}{2} [V_{out} - r_{DSon} (I_L - \hat{i}_L)] \frac{R_G}{v_{gsplat}} \quad (9)$$

siendo c_{gd1} y c_{gd2} las capacidades para $V_{ds} < V_{out}/2$ y $V_{ds} > V_{out}/2$; r_{DSon} la resistencia de encendido de la llave y v_{gsplat} la tensión de plateau.

Las pérdidas por conducción en el MOSFET y en el diodo se definen como:

$$P_{CM} = r_{DSon} \cdot i_{Mkrms}^2 ; P_{CD} = V_D \cdot I_{Dk} + r_D \cdot i_{Dkrms}^2 \quad (10)$$

donde los valores rms i_{Mkrms} (del MOSFET) e i_{Dkrms} (del diodo) pueden ser obtenidos a partir de (11), mientras que el valor medio de la corriente en el diodo I_{Dk} a partir de (12).

$$i_{Mkrms}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} i_{Lk}^2 dt ; i_{Dkrms}^2 = \frac{1}{T} \int_{T_{on}}^{T_{on}+t_f} i_{Lk}^2 dt \quad (11)$$

$$I_{Dk} = \frac{1}{T} \int_{T_{on}}^{T_{on}+t_f} i_{Lk} dt \quad (12)$$

Las pérdidas P_{pd} , definidas en (1), son principalmente dominadas por las pérdidas en el inductor, las cuales se componen a su vez de las pérdidas por conducción en el devanado (P_{LW}) y por histéresis en el núcleo (P_{LC}).

$$P_{pd} = P_{LW} + P_{LC} \quad (13)$$

Respecto a P_{LW} , en general se pueden asumir despreciables los efectos pelicular y de proximidad, a partir de una correcta elección del tipo de conductor y estrategia de devanado [21]. En estos casos predominan las pérdidas por efecto Joule:

$$P_{LW} = r_w i_{Lkrms}^2 \quad \text{con} \quad r_w = \rho_{Cu} \frac{MLT \cdot n}{w_S} \quad (14)$$

donde i_{Lkrms} es el valor rms de la corriente de fase en el inductor y r_w es la resistencia de continua del devanado. La misma puede ser calculada en función de la resistividad del cobre (ρ_{Cu}), la sección del cobre (w_S), la longitud promedio de cada espira (MLT) y el número de espiras (n). El número de espiras n se dimensiona para evitar la saturación del núcleo, por lo que es función de las características magnéticas del material y de su área efectiva A_e . Si bien el MLT depende del carrete utilizado, el mismo resulta proporcional al perímetro transversal del núcleo. Con el objetivo de realizar un análisis que se independice de la elección de un núcleo específico, el MLT y el A_e son estimados a partir de los parámetros del sistema utilizando la metodología presentada en [22]. Esta metodología, que se plantea originalmente para vincular el volumen efectivo del núcleo magnético (V_e) con el producto de áreas A_p , se extiende para el cálculo del MLT y el A_e . A_p se calcula a partir de (15) y tiene en cuenta las características geométricas y magnéticas del núcleo y las especificaciones eléctricas del devanado.

$$A_p = \frac{L_k \hat{i}_{Lk} i_{Lkrms}}{B_{max} JK_w} \quad (15)$$

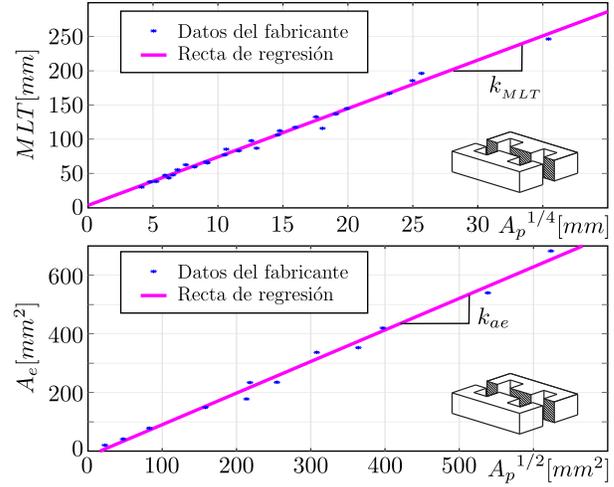


Fig. 2. Rectas de regresión de $MLT = k_{MLT} A_p^{(1/4)}$ y de $A_e = k_{ae} A_p^{(1/2)}$.

donde L_k es el valor de inductancia de fase, \hat{i}_{Lk} es la corriente pico por fase, B_{max} es la densidad de flujo máxima, J es la densidad de corriente y K_w es el factor de ocupación de ventana. Si bien la relación entre MLT y A_e con A_p dependerá de la geometría de núcleo seleccionada, el procedimiento es general. Luego, se obtiene la relación de MLT con $A_p^{1/4}$ y la de A_e con $A_p^{1/2}$, donde el exponente se emplea para ajustar las dimensiones. En la Fig. 2 se muestran las relaciones obtenidas para núcleos de geometría EE (ilustrada en la sección inferior derecha) a partir de generar una regresión lineal con los datos del fabricante. Mediante la misma, se identifica un factor de proporcionalidad $k_{MLT} = 7,0795$ y $k_{ae} = 1,0765$. Una vez estimada A_e se calcula n como:

$$n = \text{ceil} \left(\frac{L_k \hat{i}_{Lk \max}}{B_{max} A_e} \right) \quad (16)$$

Finalmente, r_w (14) puede ser evaluada sin necesidad de adoptar un núcleo específico, computando únicamente A_p y utilizando los factores de la Fig. 2.

En relación a P_{LC} , se debe tener en cuenta que depende de la curva de magnetización del material empleado, y de la amplitud y frecuencia con la que se recorre esta curva cuando el inductor es excitado con una componente de alterna. Considerando el rango de operación de estos convertidores, se asume el empleo de material de ferrite. Luego, debido a la baja conductividad del material, se desprecian las pérdidas por corrientes de Foucault y se estiman las pérdidas en el núcleo recurriendo a las ecuaciones de Steinmetz y sus versiones mejoradas [23] como:

$$P_{LC} = V_e f_{sw} \int_0^{1/f_{sw}} k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (B_{ac})^{(\beta-\alpha)} dt \quad (17)$$

donde V_e para núcleos EE se estima como:

$$V_e = 7 A_p^{(3/4)} \quad [22] \quad (18)$$

y k_i es definida como:

$$k_i = \frac{k_f}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos\theta|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (19)$$

con $1 \leq \alpha \leq 2$ y $2 \leq \beta \leq 3$. k_f es una constante asociada al material del núcleo [23].

Como se advierte, las pérdidas dependen del modo de conducción adoptado; por lo tanto, se las evalúa para cada caso.

Pérdidas en DCM: La evaluación de las pérdidas en *DCM* requiere dimensionar el valor del inductor para cada caso de N y f_{sw} . El valor del inductor depende directamente del rizado de corriente de fase, el cual en *DCM* es proporcional a la corriente media por fase, que es función de la corriente media total máxima ($I_{L_{Tmax}}$). Por lo tanto, la corriente pico máxima por fase, teniendo en cuenta la condición límite entre los modos *DCM* y *CCM*, y una distribución equitativa de corrientes por fase es: $\hat{i}_{L_{kmax}} = 2 I_{L_{Tmax}} / N$. De esta manera, el valor del inductor que asegura la operación en *DCM* se obtiene como:

$$L_{DCM} = \frac{1}{\hat{i}_{L_{kmax}} f_{sw}} \frac{V_{L_{on}} V_{L_f}}{V_{L_f} + V_{L_{on}}} \quad (20)$$

donde $V_{L_{on}}$ y V_{L_f} son las tensiones en el inductor cuando la llave está encendida y apagada, respectivamente. Luego, bajo la misma condición de distribución equitativa de corriente entre fases, el valor pico de corriente en el inductor de cada fase se define, para un determinado punto de operación, en función del valor medio de la corriente total I_{L_T} como:

$$\hat{i}_{L_{kDCM}} = \sqrt{\frac{I_{L_T}}{N f_{sw}} \frac{2}{L_{DCM}} \frac{V_{L_{on}} V_{L_f}}{V_{L_f} + V_{L_{on}}}} = \sqrt{\frac{4}{N^2} I_{L_{Tmax}} I_{L_T}} \quad (21)$$

Una vez calculado $\hat{i}_{L_{kDCM}}$ se calcula T_{on} y T_f como:

$$T_{on} = \hat{i}_{L_{kDCM}} \frac{L_{DCM}}{V_{L_{on}}} ; T_f = T_{on} \frac{V_{L_{on}}}{V_{L_f}} \quad (22)$$

A partir de estos parámetros se calculan las pérdidas teniendo en cuenta algunas consideraciones. Respecto a P_s (2), en los términos relacionados con el proceso de conmutación se desprecia la energía de encendido del MOSFET (E_{onM}) y se hace cero la energía de encendido en el diodo (E_{onD}), debido a que en *DCM* la conmutación ocurre a corriente cero. Respecto a las pérdidas asociadas al proceso de conducción se calculan los valores rms de la corriente de fase en el diodo ($i_{D_{krms}}$) y en el MOSFET ($i_{M_{krms}}$), así como también el valor medio de corriente en el diodo en función de $\hat{i}_{L_{kDCM}}$, que a su vez se vincula con la corriente total del convertidor I_{L_T} (21). Luego P_{sDCM} queda definido como:

$$P_{sDCM} \approx (E_{offM} + E_{offD} + E_G) f_{sw} + r_{DSon} \cdot i_{M_{krms}}^2 + V_D \cdot I_{Dk} + r_D \cdot i_{D_{krms}}^2 \quad (23)$$

donde,

$$i_{M_{krms}}^2 = \frac{\hat{i}_{L_{kDCM}}^2}{3} \frac{T_{on}}{T} ; i_{D_{krms}}^2 = \frac{\hat{i}_{L_{kDCM}}^2}{3} \frac{T_f}{T}$$

$$I_D = \frac{\hat{i}_{L_{kDCM}}}{2} \frac{T_f}{T}$$

Respecto de las pérdidas en los elementos pasivos (13), se calcula para el término P_{LW} el valor rms de la corriente de fase en el inductor ($i_{L_{krms}}$) en función de la corriente pico; en tanto que para obtener las pérdidas en el núcleo P_{Lc} , se calcula B_{ac} en función de B_{max} .

$$P_{pdDCM} = r_w \hat{i}_{L_{krms}}^2 + V_e f_{sw} \int_0^{1/f_{sw}} k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (B_{ac})^{(\beta-\alpha)} dt \quad (24)$$

donde,

$$\hat{i}_{L_{krms}}^2 = \frac{\hat{i}_{L_{kDCM}}^2}{3} \frac{T_{on} + T_f}{T}$$

$$B_{ac} = B_{max} \frac{N I_{L_T}}{2 I_{L_{Tmax}}} \left(\frac{2T}{T_{on} + T_f} - 1 \right)$$

Finalmente, la eficiencia en *DCM* se puede calcular computando (1) en función de (23) y (24).

Pérdidas en CCM: Al igual que en el caso *DCM*, el cómputo de las pérdidas en *CCM* requiere el cálculo del valor del inductor para cada N y f_{sw} . El valor del inductor depende del rizado de corriente por fase, pero al contrario de lo que ocurre en *DCM* el mismo no depende del valor medio de corriente por fase. Si se continuara con el mismo criterio que el presentado para el diseño del inductor en *DCM*, el inductor debería ser elegido en función de operar en *BCM* para la mínima corriente total permitida. Sin embargo, este criterio puede forzar el dimensionamiento de un inductor muy grande y en consecuencia derivar en un aumento de las pérdidas en el devanado. Con la finalidad de disminuir la inductancia y relajar las exigencias sobre el rizado, se adopta que el valor de rizado por fase sea una proporción k_r de la corriente nominal total, a expensas de disminuir el rango dinámico de operación del convertidor en *CCM*. Estas exigencias se trasladan al control, ya que surge la necesidad de recurrir a estrategias como apagado dinámico de fases o la capacidad de operar en otros modos frente a condiciones de baja carga. Luego $\hat{i}_{L_{kCCM}} = k_r I_{L_T}$. Para este diseño se establece un rizado de corriente por fase igual al 20% del valor medio de la corriente total, es decir $k_r = 0,2$. El porcentaje adoptado para este análisis podría ser diferente, pudiéndose observar diferencias en el valor de la eficiencia. No obstante, más allá del valor elegido, el procedimiento presentado es aplicable a diferentes valores porcentuales. El valor del inductor en *CCM* se obtiene como:

$$L_{CCM} = \frac{V_{L_f}}{V_{L_f} + V_{L_{on}}} \frac{V_{L_{on}}}{\hat{i}_{L_{kCCM}} f_{sw}} \quad (25)$$

Una vez calculado $\hat{i}_{L_{kCCM}}$ y el valor del inductor, es posible calcular T_{on} y T_f de la siguiente manera:

$$T_{on} = \hat{i}_{L_{kCCM}} \frac{L_{CCM}}{V_{L_{on}}} ; T_f = \frac{1}{f_{sw}} - T_{on} \quad (26)$$

A partir de estos parámetros se pueden computar las pérdidas en *CCM*. Respecto a las pérdidas en los semiconductores (2), se debe considerar que en las pérdidas por conmutación no se desprecia ninguna energía, estando presente todos los

mecanismos antes enunciados. En cuanto a las pérdidas por conducción se obtienen los valores rms de la corriente por fase en el diodo ($i_{D_{krms}}$) y en el MOSFET ($i_{M_{krms}}$), así como también el valor medio de corriente en el diodo en función de $i_{L_k CCM}$. Luego P_{sCCM} se puede calcular como:

$$P_{sCCM} = (E_{onM} + E_{offM} + E_{onD} + E_{offD} + E_G) f_{sw} + r_{DS_{on}} \cdot i_{M_{krms}}^2 + V_D \cdot I_{Dk} + r_D \cdot i_{D_{krms}}^2 \quad (27)$$

con,

$$i_{M_{krms}}^2 = \left(\frac{\hat{i}_{L_k CCM}^2}{12} + \frac{\hat{i}_{L_k CCM}^2}{0,04N^2} \right) \frac{T_{on}}{T}$$

$$i_{D_{krms}}^2 = \left(\frac{\hat{i}_{L_k CCM}^2}{12} + \frac{\hat{i}_{L_k CCM}^2}{0,04N^2} \right) \frac{T_f}{T} ; I_D = \frac{\hat{i}_{L_k CCM} T_f}{0,2N T}$$

En relación con las pérdidas en los elementos pasivos (13), las pérdidas en el devanado se calculan a partir del valor rms de la corriente en el inductor de fase en función del valor pico a pico; en tanto que para obtener las pérdidas en el núcleo P_{LC} , se calcula B_{ac} en función de B_{max} .

$$P_{pdCCM} = r_w i_{L_{krms}}^2 + V_e f_{sw} \int_0^{1/f_{sw}} k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (B_{ac})^{(\beta-\alpha)} dt \quad (28)$$

con,

$$i_{L_{krms}}^2 = \frac{\hat{i}_{L_k CCM}^2}{12} + \frac{\hat{i}_{L_k CCM}^2}{0,04N^2}$$

$$B_{ac} = B_{max} \frac{\hat{i}_{L_k CCM}}{I_L/N + \hat{i}_{L_k CCM}/2}$$

Finalmente, la eficiencia en CCM se puede calcular computando (1) en función de (27) y (28).

A modo de resumen, se enumeran las consideraciones tenidas en cuenta para el desarrollo de las expresiones que permiten el cálculo de la eficiencia:

- Se asume una distribución equitativa de las corrientes por fase asegurada por un control adecuado.
- Se desprecian las pérdidas en el devanado del inductor por efecto proximidad y pelicular debido a que se asume el empleo de técnicas específicas de devanado.
- En los casos de conmutación a corriente cero se considera despreciable la energía disipada durante ese proceso.
- Se asume el empleo de núcleos de ferrite debido a la frecuencia de operación. Luego, se desprecian las pérdidas en el núcleo por corrientes de Foucault.
- Los parámetros del inductor como MLT y A_e son estimados a partir de A_p .

B. Aspectos Térmicos

En los convertidores de potencia existen componentes como las llaves semiconductoras y los inductores de fase que requieren de un análisis térmico. En el caso de las llaves se debe evitar que durante su operación se supere la temperatura

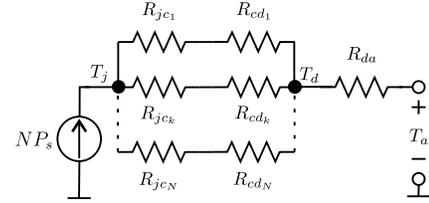


Fig. 3. Modelo térmico equivalente de los semiconductores

de junta máxima (T_{jMAX}), siendo necesario el dimensionamiento adecuado de un disipador. Por otra parte, en el caso de los inductores de fase, es necesario evaluar que la temperatura de operación no supere límites que comprometan el funcionamiento o degraden la vida útil del componente.

Respecto de la elección del disipador se considera disipación por convección natural ya que es un mecanismo de implementación simple y no presenta los problemas asociados al mantenimiento de las partes móviles existentes en la convección forzada o aquel relativo a la refrigeración por agua. Siendo los dispositivos semiconductores aquellos con mayor impacto sobre los requerimientos de disipación térmica, se evalúa la resistencia térmica disipador-ambiente (R_{da}) requerida en función de la sobre-elevación de temperatura máxima en la junta (ΔT). Para modelar el flujo de calor en el sistema, se plantea el circuito equivalente térmico de la Fig. 3. En este caso, se asume que todas las llaves semiconductoras están montadas sobre el mismo disipador y que la potencia disipada en conjunto es NP_s . El empleo del modelo de una sola fuente de potencia es una simplificación que se basa en asumir pérdidas iguales o muy similares en los dispositivos, y puede ser convenientemente cumplida por medio de un control adecuado. En el circuito de la Fig. 3, T_j representa las temperaturas de junta, T_d es la temperatura del disipador, la cual se considera homogénea en su superficie dada su alta conductividad térmica, y T_a es la temperatura ambiente. Luego, las resistencias térmicas resultan:

$$R_{da} = \frac{(T_j - T_a) - P_S R_{jd}}{P_S} ; R_{jd} = \frac{R_{jc} + R_{cd}}{N} \quad (29)$$

donde R_{jd} es la resistencia térmica junta-disipador, R_{cd} es la resistencia carcasa-disipador (en general asociada al empleo de grasa térmica y/o almohadillas térmicas) y R_{jc} es la resistencia de junta-carcasa (información suministrada por el fabricante). Además, se asume que las resistencias R_{jc_k} son todas iguales a R_{jc} y las R_{cd_k} iguales a R_{cd} .

En relación a los inductores de fase, es difícil predecir con precisión la sobre-elevación de temperatura del componente en su conjunto, ya que se ven involucrados procesos de convección y radiación de calor. Un abordaje aproximado del problema consiste en computar las pérdidas totales, definidas por la suma de las pérdidas en el devanado y en el núcleo, y considerar que éstas se disipan al ambiente de manera uniforme sobre toda la superficie expuesta del inductor. A partir de esta suposición, la sobre-elevación de temperatura se puede estimar en función de la densidad de potencia

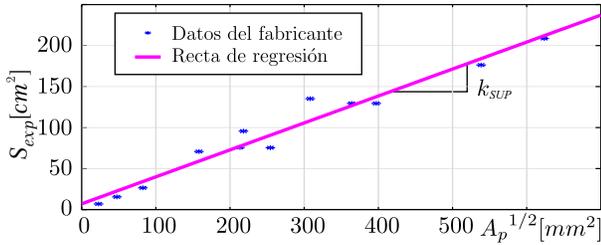


Fig. 4. Recta de regresión para $S_{exp} = k_{sup} A_p^{(1/2)}$.

empleando la siguiente fórmula empírica:

$$\Delta T = \left(\frac{P_{dp}}{S_{exp}} \right)^{0,833} \quad (30)$$

donde ΔT es la sobre-elevación de temperatura expresada en $^{\circ}C$, P_{dp} son las pérdidas totales en el inductor expresadas en mW y S_{exp} es la superficie expuesta expresada en cm^2 [24] [25]. La superficie expuesta del inductor comprende tanto el área externa del núcleo como el área que agrega parte del devanado. Sin embargo, se puede realizar una simplificación conservadora al considerar solo el área expuesta del núcleo, y asumir que el área aportada por parte del devanado es baja, lo cual suele ser una aproximación aceptable. El cómputo del área externa del núcleo requiere, al igual que con la evaluación de A_e , la selección de un núcleo específico. Para evitar tener que realizar un proceso iterativo de selección y evaluación, se realiza el proceso de regresión relacionando la superficie expuesta con $A_p^{1/2}$. En la Fig. 4 se muestra el resultado de la regresión lineal para los núcleos de geometría EE, en la cual se identifica un factor $k_{sup} = 32,875$.

A continuación se resumen las consideraciones realizadas en el análisis de los aspectos térmicos:

- Se considera disipación por convección natural de los dispositivos semiconductores.
- Se asume que solamente las llaves semiconductoras son montadas sobre el disipador.
- Para el modelo equivalente térmico de disipación de las llaves se asume: igual temperatura en todo el disipador, igual disipación de potencia en las llaves e igual parámetros térmicos de las llaves.
- En la estimación de ΔT en el inductor se considera que las pérdidas del devanado y núcleo pueden ser agrupadas y que la energía generada se disipa uniformemente en toda la superficie expuesta.
- Se aproxima S_{exp} considerando solo el núcleo.
- Se estima S_{exp} del núcleo a partir de A_p .

C. Volumen de los Elementos Magnéticos y del Disipador

El volumen del convertidor está principalmente gobernado por el volumen de los elementos magnéticos y el volumen del disipador obtenido en función de los requerimientos de disipación térmica de los semiconductores.

Habitualmente, el volumen magnético se obtiene mediante un proceso iterativo que culmina con la elección del núcleo. No obstante, siguiendo el proceso realizado para el MLT y

A_e , es posible para una dada geometría de núcleo, realizar una estimación del volumen a partir de A_p como:

$$Vol = k_{VT} A_p^{3/4} \text{ con } k_{VT} = 24, \text{ núcleos EE [22]} \quad (31)$$

La estimación del volumen del disipador es un poco más compleja que la de los elementos magnéticos debido a que no existe un parámetro que contemple al mismo tiempo la forma del disipador y las características y acabado del material con el que está fabricado. En consecuencia, la estimación del volumen no puede independizarse de la elección del disipador. Luego, una vez calculada la resistencia térmica requerida, es posible encontrar una familia de disipadores cuya resistencia térmica (R_{th}) sea menor a la calculada para cada caso. Algunos fabricantes brindan la información de R_{th} en función de la longitud (L) para una determinada familia de disipadores. En función de esa longitud, del alto y del ancho, se estima el volumen de ocupación del disipador. Si bien esta estimación de volumen no parece escapar a la selección de un perfil particular, dicha elección no afecta el cálculo del resto de los parámetros.

III. EJEMPLO DE APLICACIÓN

Con el objetivo de ilustrar el cómputo de los indicadores y cómo a partir de este cómputo se pueden determinar los parámetros de un convertidor intercalado, se considera una aplicación fotovoltaica que consta de un arreglo serie de 3 paneles fotovoltaicos a la entrada del convertidor y un bus de continua de salida $V_{out} = 450 V$. En este ejemplo se determina la f_r , N y el modo de operación más apropiado para este caso particular. En tal sentido, para el desarrollo del ejemplo se plantean los siguientes pasos:

- Análisis de especificaciones, determinación del rango de operación, selección de los dispositivos semiconductores y determinación del valor del inductor para cada caso de análisis.
- Evaluación de los indicadores parametrizados en función de N y f_r .
- Análisis de relación entre indicadores.
- Selección de parámetros y modo de conducción.

El dispositivo fotovoltaico adoptado es el panel de silicio policristalino TPB156x156-72-P, con una corriente en el punto de máxima potencia (MPP) para la condición estándar de ensayo (STC), $I_{MPP} = 8,12 A$ y una tensión en MPP (en STC), $V_{MPP} = 35,1 V$. Por lo tanto, la máxima tensión de entrada del convertidor V_{in} resulta $V_{in} = 3 \cdot V_{MPP} = 105,3 V$. Además, para el diseño del inductor se considera $I_{L_{Tmax}} = 12 A$ de modo de tomar un margen de resguardo del 50% respecto de la corriente I_{MPP} .

Una vez establecidas las tensiones de entrada y salida se eligen los dispositivos semiconductores. Respecto a la elección de la llave, se emplea el MOSFET (NTHL033N65S3HF) por su capacidad de corriente y tensión de bloqueo, mientras que para el diodo se elige uno Schottky (TRS20N65FB), a fin de reducir las pérdidas por recuperación inversa en CCM . Los parámetros de los dispositivos se resumen en la Tabla I.

Luego, se plantea el diseño de los inductores para cada modo de operación. Para este ejemplo se adopta $1 \leq N \leq 8$

TABLA I
PARÁMETROS DE LOS DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES

Descripción	Valor
Tensión de bloqueo	650 V
Corriente de drenaje, I_D	70 A
Tiempo de crecimiento, t_r	35 ns
Tiempo de caída, t_f	28 ns
Resistencia de encendido drenaje-fuente, $r_{DS\ on}$	33 m Ω
Tensión de <i>plateau</i> de compuerta, $v_{gs\ plat}$	5,4 V
Resistencia de compuerta, R_G	10 Ω
Carga total de compuerta, Q_G	188 nC
Tensión de compuerta, V_G	10 V
Tensión en inversa máxima, $V_{r\ max}$	650 V
Resistencia equivalente del diodo, r_D	63 m Ω
Tensión en directa del diodo, V_D	0,7 V

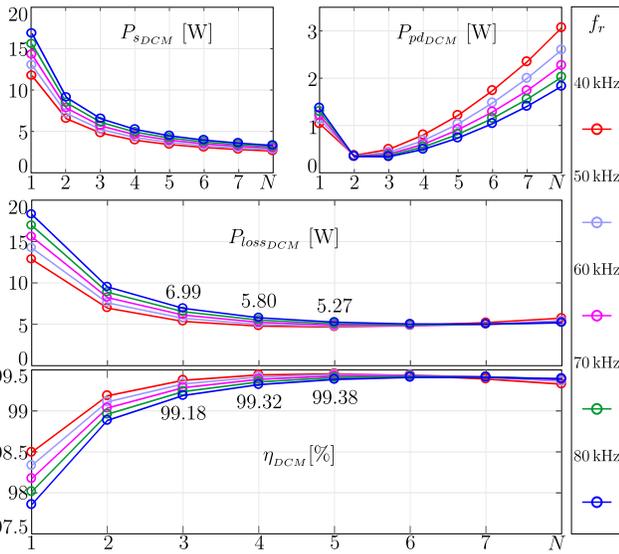


Fig. 5. Análisis de pérdidas y eficiencia en DCM.

y $40\text{kHz} \leq f_r \leq 80\text{kHz}$ en pasos de 10kHz . Dado que $f_{sw} = \frac{f_r}{N}$, cada caso (N, f_r) implica calcular un valor de inductor diferente, utilizando (20) para DCM y (25) para CCM. Para computar MLT , A_e , V_e y S_{exp} de cada inductor es preciso obtener A_p para cada caso de (N, f_r) -modo de operación) utilizando (15). Además, se elige el material 3C94 para los núcleos magnéticos de los inductores, $J = 4\text{A/mm}^2$, $B_{max} = 0,4$ y $K_w = 0,8$.

Una vez definidos los dispositivos semiconductores y los inductores, se computan los indicadores de eficiencia, disipación térmica y volumen para cada caso (N, f_r) -modo de operación) empleando las expresiones desarrolladas en la sección II.

A. Evaluación de Eficiencia

La eficiencia del convertidor se calcula en función de sus pérdidas totales.

Pérdidas totales en DCM: A partir de evaluar las expresiones (1) a (3), (10), (13), (14) y (17) para DCM y teniendo en cuenta el rango de variación definido para N y f_r , se obtienen las curvas de pérdidas indicadas en la Fig. 5.

Respecto a las pérdidas en los semiconductores (P_{sDCM}), se puede observar que las mismas presentan una tendencia

decreciente con N y creciente con f_r . La disminución con N se debe a que las pérdidas por conducción y conmutación disminuyen al dividirse la corriente total entre las N fases y además, considerando una f_r constante, las pérdidas por conmutación disminuyen porque $f_{sw} = f_r/N$ se reduce al agregar fases. Por otra parte, considerando un N constante, la tendencia creciente con f_r se debe al aumento de las pérdidas por conmutación porque son directamente proporcionales a f_{sw} . En relación a las pérdidas en los inductores (P_{pdDCM}), se aprecia una disminución entre $N = 1$ y $N = 2$ y, luego, una tendencia creciente para $N \geq 2$. Este comportamiento se debe a que las pérdidas que predominan para bajos valores de N son debidas al fenómeno de histéresis en el núcleo magnético consecuencia de una gran amplitud del rizado de corriente; mientras que para $N \geq 2$, las pérdidas en el núcleo disminuyen producto de una menor amplitud de rizado y comienzan a ser relevantes las pérdidas en el devanado. Se debe recordar que en DCM la amplitud del rizado de corriente por fase disminuye con el valor medio de la corriente de fase, la cual disminuye, a su vez, con N . Por otra parte, el comportamiento creciente de las pérdidas en el devanado con N se debe al aumento en el valor de la inductancia. En relación a f_r , se puede apreciar que, para valores de $N \geq 2$ la dependencia de las pérdidas en el inductor con la frecuencia se invierte, siendo menor a medida que se aumenta la frecuencia. Esto se debe a la disminución del valor de inductancia requerido por fase y, por lo tanto, menor número de espiras y menor resistencia del devanado. Analizando ahora las pérdidas totales ($P_{lossDCM}$), se observa que, para el rango de los parámetros analizados, el comportamiento hasta $N = 6$ es dominado por las pérdidas en los semiconductores y para $N > 6$ comienzan a ser comparables a las pérdidas en el devanado. A partir de las pérdidas totales se computa η_{DCM} identificando que, aunque inicialmente existe una mejora progresiva, conforme se utiliza un mayor N , un $N \geq 4$ no genera cambios significativos.

Pérdidas totales en CCM: A partir de evaluar las expresiones (1) a (3), (10), (13), (14) y (17) para CCM y teniendo en cuenta el rango de variación definido para N y f_r , se obtienen las curvas de pérdidas indicadas en la Fig. 6. Como se puede apreciar, el comportamiento respecto a las pérdidas en los semiconductores (P_{sCCM}) sigue la tendencia descrita para DCM. En relación a las pérdidas en los inductores (P_{pdCCM}), se observa que éstas presentan un comportamiento creciente con N y decreciente con f_r . Particularmente, esto responde a las pérdidas en el devanado ya que, con el incremento de N y con la disminución de f_r aumenta el valor del inductor y en consecuencia el número de vueltas del inductor requerido. Respecto de las pérdidas en el núcleo, éstas son comparativamente menores a las pérdidas en el devanado dada la reducida amplitud del rizado en el modo CCM. Respecto a las pérdidas totales ($P_{lossCCM}$), las pérdidas en los semiconductores son predominantes para bajos valores de N , mientras que las pérdidas en los inductores dominan para valores mayores de N . Al analizar la eficiencia (η_{CCM}) se identifica que para $N > 2$ se invierte la tendencia de aumento de eficiencia con la disminución de f_r y eso se debe a que las pérdidas en los inductores se vuelven preponderantes frente a las de

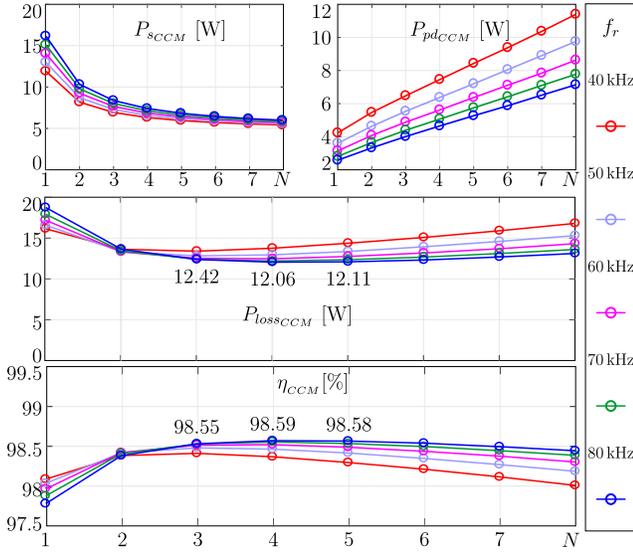


Fig. 6. Análisis de pérdidas y eficiencia en CCM.

los semiconductores y las mismas presentan comportamientos contrapuestos respecto de la frecuencia. En conclusión para $N > 3$ los mayores valores de eficiencia se obtienen para la mayor frecuencia de rizado.

B. Evaluación Térmica

En relación al análisis térmico de las llaves semiconductoras se obtiene de la hoja de datos que $R_{jc} = 0,25^\circ\text{C}/\text{W}$ y se adopta una $R_{cd} = 1,25^\circ\text{C}/\text{W}$, teniendo en cuenta aspectos de montaje de las llaves sobre el disipador. Además, se establece como criterio conservador que la temperatura entre juntura y ambiente no supere 30°C . Luego, a partir de (29) se calcula la R_{da} del disipador.

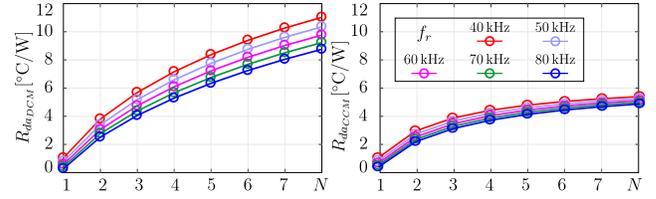
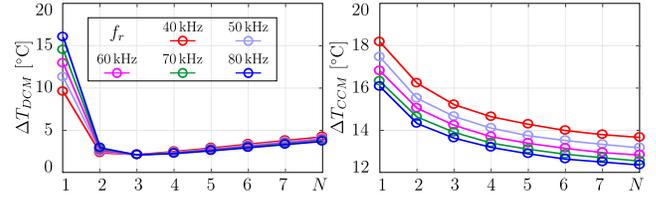
Como se observa en la Fig. 7, para ambos modos de conducción existe un aumento de la resistencia térmica requerida conforme aumenta el número de fases, lo cual implica la necesidad de un disipador de menor tamaño. El aumento de R_{da} se debe a que, tanto R_{jd} como la potencia disipada en las llaves, disminuye con N . Considerando que los disipadores tienen asociados valores discretos de resistencia térmica, para este ejemplo se seleccionan los disipadores de la familia CR de Ohmite detallados en la Tabla II. Cabe aclarar que para $R_{da} < 3^\circ\text{C}/\text{W}$ se debe elegir otro mecanismo de disipación térmica.

TABLA II

DISIPADORES PARA LOS DISTINTOS INTERVALOS DE R_{da}

Intervalo de resistencia térmica	Disipador	Volumen [cm^3]
$3 < R_{da} [^\circ\text{C}/\text{W}] \leq 3,8$	CR401-75	45
$3,8 < R_{da} [^\circ\text{C}/\text{W}] \leq 4,5$	CR401-50	135
$4,5 < R_{da} [^\circ\text{C}/\text{W}] \leq 5,4$	CR301-75	75
$5,4 < R_{da} [^\circ\text{C}/\text{W}] \leq 8,1$	CR401-25	150
$8,1 < R_{da} [^\circ\text{C}/\text{W}]$	CR301-25	225

Luego, se evalúa ΔT en los inductores utilizando (30) para DCM y CCM (Fig. 8). La evolución de ΔT en ambos modos responde a los cambios de P_{pd} y de S_{exp} con N . En el caso

Fig. 7. R_{da} (29) requerida en DCM y CCM.Fig. 8. ΔT (30) en DCM y CCM.

DCM se puede apreciar que ΔT disminuye de manera abrupta entre $N = 1$ y $N = 2$ debido a la disminución de P_{pd} . Luego, para $N > 2$ se observa que ΔT aumenta gradualmente debido a que la pendiente con que cambia P_{pd} es mayor que la variación de S_{exp} . En el caso CCM, la variación de ΔT es siempre decreciente y tiende a un valor constante debido a que a medida que aumenta N la densidad de potencia en el inductor se vuelve constante. Finalmente, a partir de la Fig. 8 se puede observar que el ΔT obtenido, para todos los diseños, es menor a la esperada para este tipo de aplicaciones ($\Delta T = 25^\circ\text{C}$) en todos los casos.

C. Volumen de los Elementos Magnéticos y del Disipador

La tendencia respecto a las variaciones del volumen asociado a los inductores se ilustra en la Fig. 9, cuyos valores se obtienen computando (31). Conforme aumenta N , en ambos modos de conducción se aprecia que el volumen se incrementa, independientemente de f_r y el modo de operación del convertidor. Para el caso de DCM, A_p permanece constante para una dada f_r ; por lo tanto, el volumen total de los inductores aumenta en forma proporcional a N . Por otra parte, en CCM A_p disminuye con N , sin embargo el volumen mantiene su tendencia creciente debido a que la proporcionalidad con N aumenta en mayor medida que la disminución respecto de A_p . Respecto a la frecuencia, se observa que en ambos casos el volumen se reduce conforme la misma aumenta, consecuencia de la disminución del valor de inductancia requerido con f_r . Este análisis es relevante dado que, un límite en el volumen del diseño puede fijar el valor máximo de N , el cual puede complementarse con la tendencia detectada respecto a las pérdidas.

Para obtener el volumen asociado al disipador elegido, se utiliza la información provista por el fabricante [26]. En la Tabla II se detallan los valores para cada disipador y en la Fig. 9 se muestra el volumen total obtenido. Cabe aclarar que no se computa el volumen total para los casos en los que la disipación de potencia en los semiconductores requiera un mecanismo diferente a la disipación por convección natural.

A partir de la figura se puede identificar que en DCM, para bajo número de fases, el volumen del disipador tiene un

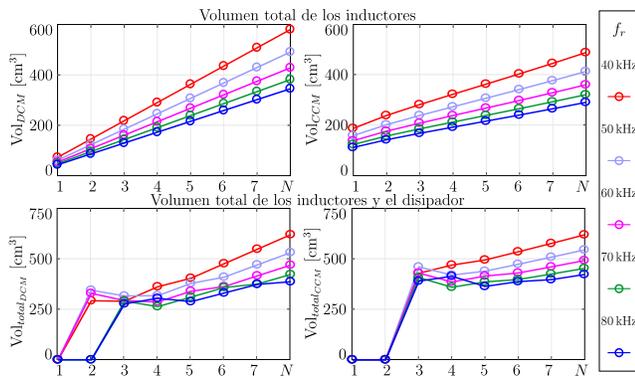


Fig. 9. Volumen total en DCM y CCM.

gran impacto sobre el volumen total; mientras que al agregar fases el volumen del disipador es menor respecto del volumen de los inductores. Por otra parte, en CCM se observa la misma tendencia que en DCM para bajo número de fases. No obstante, para $N > 3$, al no haber un cambio significativo de la R_{da} y observando que su valor es bajo, el impacto del volumen del disipador es comparable con el del inductor, equiparando los volúmenes entre los dos modos de operación.

Una vez evaluados los distintos aspectos, se define el conjunto más adecuado de valores para los parámetros N , f_r y se determina el modo de operación más conveniente para el ejemplo propuesto. En primer lugar, a partir de la Fig. 9 se observa que para ambos modos de operación el volumen total es similar, siendo apenas menor en DCM para $3 < N < 7$. En segundo lugar, contrastando los requerimientos térmicos del sistema se identifica que, en relación a R_{da} , la Fig. 7 permite concluir que el modo DCM presenta valores superiores en comparación a CCM; siendo más apreciable esta diferencia para valores de $N \geq 3$. Tal comportamiento se justifica en la diferencia existente entre las pérdidas en los semiconductores, donde se observa que en DCM las pérdidas resultan entre un 20 % y un 80 % menores respecto a las de CCM, para $N \geq 3$ y todo el rango de frecuencias. En relación a los inductores, en la Fig. 8 se evidencia también que el modo DCM resulta ser el más ventajoso ya que presenta un menor ΔT para todo el rango evaluado, siendo al menos 3 veces menor para $N > 2$ y llegando a tener su mayor diferencia para $N = 3$. Finalmente, las Fig. 5 y Fig. 6 muestran que la eficiencia en DCM alcanza un valor máximo próximo al 99.4 %, mientras que en CCM no supera el 98.6 %.

A partir de los diferentes indicadores computados se advierte, para este ejemplo, que el modo con mayores ventajas es el modo DCM. Luego, seleccionando este modo, resta definir los valores de N y f_r más convenientes. En tal sentido, la Fig. 5 permite identificar que la eficiencia presenta inicialmente una progresiva mejora conforme se utiliza un mayor número de fases; no obstante, para $N > 4$ no se aprecian cambios significativos. Dado que, a fin de minimizar el volumen del sistema es conveniente utilizar el menor N posible, $N = 4$ representa la opción más conveniente. Para dicho modo y número de fases, es posible determinar en función de la Fig. 9 que el menor volumen se obtiene para $f_r = 70$ kHz,

frecuencia que termina siendo la más indicada si se tiene en cuenta que con los parámetros obtenidos se cumple con los requerimientos de disipación térmica por convección natural. En consecuencia, $f_{sw} = f_r/N = 17,5$ kHz.

IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se propuso un mecanismo para obtener indicadores de eficiencia total, disipación térmica en el inductor y en los semiconductores y volumen de los elementos magnéticos y del disipador para convertidores intercalados en aplicaciones fotovoltaicas. El mecanismo propuesto permitió obtener expresiones parametrizadas de dichos indicadores, las cuales son una herramienta útil para analizar su compleja interrelación y determinar el valor más adecuado de número de fases y frecuencia de conmutación para un determinado modo de operación.

Tomando como base un ejemplo particular se computaron los indicadores para los modos de operación CCM y DCM variando el número de fases y la frecuencia del rizado de la corriente total dentro de un rango de interés. Los resultados obtenidos señalan, para el caso particular analizado, que la operación del convertidor en DCM con $N = 4$ y $f_r = 70$ kHz presenta las condiciones más favorables en términos de eficiencia, volumen y disipación térmica. Tomando como dato el N y f_r seleccionado se observa que DCM presenta, respecto de CCM, casi un 1 % más de eficiencia, un 33 % menos de volumen total y un disipador con un 44 % más de resistencia térmica. Este ejemplo permitió visualizar la interacción entre los distintos indicadores y demostró la utilidad de la herramienta para tomar una decisión respecto a la elección de los parámetros analizados contemplando una visión global del sistema.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo fue soportado por la Universidad Nacional de Mar del Plata (UNMDP), el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Tecnológicas (CONICET) PIP11220200102643CO, por la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCYT), Argentina.

REFERENCIAS

- [1] M. Obi and R. Bass, "Trends and challenges of grid-connected photovoltaic systems – A review," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 58, pp. 1082–1094, may 2016.
- [2] T. Dragicevic, X. Lu, J. Vasquez, and J. Guerrero, "DC Microgrids—Part I: A Review of Control Strategies and Stabilization Techniques," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 7, pp. 1–1, 2015.
- [3] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1292–1306, 2005.
- [4] K. Cheng, "Computation of the AC resistance of multistranded conductor inductors with multilayers for high frequency switching converters," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 36, pp. 831–834, jul 2000.
- [5] D. G. and S. N. Singh, "Selection of non-isolated DC-DC converters for solar photovoltaic system," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 76, no. March, pp. 1230–1247, 2017.
- [6] J. W. Zapata, S. Kouro, G. Carrasco, H. Renaudineau, and T. A. Meynard, "Analysis of Partial Power DC-DC Converters for Two-Stage Photovoltaic Systems," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 6777, no. c, pp. 1–13, 2018.

- [7] J. H. Kim, Y. C. Jung, S. W. Lee, T. W. Lee, and C. Y. Won, "Power loss analysis of interleaved soft switching boost converter for single-phase PV-PCS," *J. Power Electron.*, vol. 10, no. 4, pp. 335–341, 2010.
- [8] O. Hegazy, J. V. Mierlo, and P. Lataire, "Analysis, Modeling, and Implementation of a Multidevice Interleaved DC/DC Converter for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, pp. 4445–4458, nov 2012.
- [9] D.-Y. Jung, Y.-H. Ji, S.-H. Park, Y.-C. Jung, and C.-Y. Won, "Interleaved Soft-Switching Boost Converter for Photovoltaic Power-Generation System," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, pp. 1137–1145, apr 2011.
- [10] T. Nouri, M. Shaneh, and A. Ghorbani, "Interleaved high step-up ZVS DC–DC converter with coupled inductor and built-in transformer for renewable energy systems applications," *IET Power Electron.*, vol. 13, pp. 3537–3548, dec 2020.
- [11] Y.-T. Chen, Z.-X. Lu, and R.-H. Liang, "Analysis and Design of a Novel High-Step-Up DC/DC Converter With Coupled Inductors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, pp. 425–436, jan 2018.
- [12] G. Spiazzi, "Analysis and Design of the Soft-Switched Clamped-Resonant Interleaved Boost Converter," *CPSS Trans. Power Electron. Appl.*, vol. 4, pp. 276–287, dec 2019.
- [13] Yao-Ching Hsieh, Te-Chin Hsueh, and Hau-Chen Yen, "An Interleaved Boost Converter With Zero-Voltage Transition," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, pp. 973–978, apr 2009.
- [14] V. Samavatian and A. Radan, "A High Efficiency Input/Output Magnetically Coupled Interleaved Buck–Boost Converter With Low Internal Oscillation for Fuel-Cell Applications: CCM Steady-State Analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, pp. 5560–5568, sep 2015.
- [15] V. K. Bussa, R. K. Singh, R. Mahanty, and V. N. Lal, "Design and Analysis of Step-Up Interleaved DC–DC Converter for Different Duty Regions," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 56, pp. 2031–2047, mar 2020.
- [16] P. Antoszczuk, R. Garcia Retegui, and G. Uicich, "Interleaved Boundary Conduction Mode vs Continuous Conduction Mode Magnetic Volume Comparison in Power Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 12, pp. 1–1, 2016.
- [17] K. Raggl, T. Nussbaumer, G. Doerig, J. Biela, and J. Kolar, "Comprehensive Design and Optimization of a High-Power-Density Single-Phase Boost PFC," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, pp. 2574–2587, jul 2009.
- [18] J. Guo, R. Rodriguez, J. Gareau, D. Schumacher, M. Alizadeh, P. Azer, J. Bauman, B. Bilgin, and A. Emadi, "A Comprehensive Analysis for High-Power Density, High-Efficiency 60 kW Interleaved Boost Converter Design for Electrified Powertrains," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 69, pp. 7131–7145, jul 2020.
- [19] P. Cervellini, P. Antoszczuk, R. G. Retegui, and M. Funes, "Efficiency analysis on dcm interleaved boost power converters," in *2017 XVII Workshop on Information Processing and Control (RPIC)*, pp. 1–6, 2017.
- [20] D. Graovac, M. Pürschel, and K. Andreas, "MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters - INFINEON," 2006.
- [21] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics. Converters, applications and design*. Wiley, second. ed., 1995.
- [22] W.-J. Gu and R. Liu, "A study of volume and weight vs. frequency for high-frequency transformers," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. - PESC '93*, pp. 1123–1129, IEEE, 1993.
- [23] J. Muhlethaler, J. Biela, J. W. Kolar, and A. Ecklebe, "Improved Core-Loss Calculation for Magnetic Components Employed in Power Electronic Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, pp. 964–973, feb 2012.
- [24] T. Nussbaumer, K. Raggl, and J. W. Kolar, "Design guidelines for interleaved single-phase boost pfc circuits," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 7, pp. 2559–2573, 2009.
- [25] C. W. T. McLyman, *Transformer and Inductor Design Handbook*. Ed. Dekker, 3 trd. ed., 2004.
- [26] *CR Series Heatsink. pp 178-179. Ohmite.*



Paula Cervellini, nació en Santa Rosa, La Pampa, Argentina, en 1985. En el año 2014 recibió el título de Ingeniera en Electrónica, otorgado por la Facultad de Ingeniería (UNMDP). En el año 2019 recibió el título de Doctor en Ingeniería, orientación electrónica. Actualmente se desempeña como becaria posdoctoral del CONICET.



Marco Carnaghi, nació en Mar del Plata, Buenos Aires, Argentina, en 1996. En 2019 culmina sus estudios de grado recibiendo el título de Ingeniero Electrónico, otorgado por la Facultad de Ingeniería (UNMDP). Actualmente se desempeña como becario doctoral del CONICET.



Pablo Antoszczuk, nació en Mar del Plata, Buenos Aires, Argentina, en 1985. En el año 2010 recibió el título de Ingeniero en Electrónica, otorgado por la Facultad de Ingeniería (UNMDP). En el año 2015 recibió el título de Doctor en Ingeniería, orientación electrónica. Actualmente se desempeña como investigador adjunto del CONICET.



Rogelio García Retegui, nació en Tandil, Buenos Aires, Argentina, en 1977. En el año 2002 recibió el título de Ingeniero en Electrónica, otorgado por la Facultad de Ingeniería (UNMDP). En el año 2009 recibió el título de Doctor en Ingeniería, orientación electrónica. Actualmente se desempeña como investigador independiente del CONICET.



Marcos Funes, nació en Mar del Plata, Buenos Aires, Argentina, en 1974. En el año 1999 recibió el título de Ingeniero en Electrónica, otorgado por la Facultad de Ingeniería (UNMDP). En el año 2007 recibió el título de Doctor en Ingeniería, orientación electrónica. Actualmente se desempeña como investigador independiente del CONICET.