

Análisis y diseño de convertidores modulares para la estandarización del bus de potencia en satélites

Abraham López¹, Manuel Arias¹, Pablo F. Miaja¹, José A. Villarejo² y Arturo Fernández³

¹Universidad de Oviedo, Grupo SEA (e-mail: lopezabraham@uniovi.es) Campus Universitario de Viesques.

²Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena, España

³Electrical Power Management Section European Space Agency (ESA), Noordwijk, Holanda

Resumen: El subsistema de potencia en los satélites se encarga de generar, almacenar y distribuir la potencia al resto de subsistemas que lo integran. La energía se obtiene a través del panel solar, cuando es posible, o a través de una batería presente en el propio subsistema del satélite. Mientras que los niveles de tensión en el bus de potencia son valores fijos y estandarizados, los niveles de tensión de salida del panel solar no lo son. Esto hace que se deban rediseñar, prácticamente desde cero, todos los convertidores del subsistema de potencia ante cada nueva misión espacial, con lo que eso supone desde el punto de vista del incremento de costes y tiempos de desarrollo.

Este trabajo presenta una posible solución basada en la estandarización del subsistema de potencia del satélite a nivel de convertidor. De esta manera, se minimizaría todo el proceso de rediseño en el bus de potencia ante una nueva misión espacial. El uso de transformadores CC/CC (DCX) o transformadores electrónicos, con capacidad de interconexión directa entre ellos (i.e. reparto de tensiones y potencias entre módulos) permite tener un sistema modular que proporcione tensiones de salida fijas e independientes del diseño del panel solar. De esta forma, se podría mantener fijo el diseño del resto de convertidores del bus de potencia principal. Para validar esta solución se han construido varios módulos DCX con unas tensiones de entrada y salida de 56 V y 28 V, respectivamente, para una potencia de 200 W (por módulo) y para una frecuencia de conmutación de 400 kHz.

Palabras clave: estandarización, fiabilidad, satélites, subsistema de potencia, transformador electrónico.

I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, el subsistema de potencia regulado típico en los satélites (Fig. 1) está formado por tres bloques: el SAR (*Solar Array Regulator*), el BCR (*Battery Charge Regulator*) y el BDR (*Battery Discharge Regulator*) [1]. El SAR es el encargado de extraer energía del panel solar, mientras que el BCR y el BDR se encargan de inyectar o extraer energía de las baterías en función del balance neto de potencias entre el panel solar y las cargas. Estos bloques están basados en convertidores CC/CC con diferentes especificaciones de potencia y de tensión de entrada y salida. Dichos bloques están conectados al bus de potencia principal, de tal manera que solo uno de ellos toma el control del bus de potencia cada vez, haciendo las funciones de “maestro”. Esto se decide a través del control central, dependiente de las condiciones de operación (iluminación, carga, etc.) del satélite. El sistema de distribución (también mostrado en la Fig. 1), es el encargado de llevar el nivel de tensión al resto de los subsistemas del satélite, proporcionándoles, además, protección contra sobrecorriente a través del uso de los limitadores de corriente de enclavamiento (LCLs) [2].

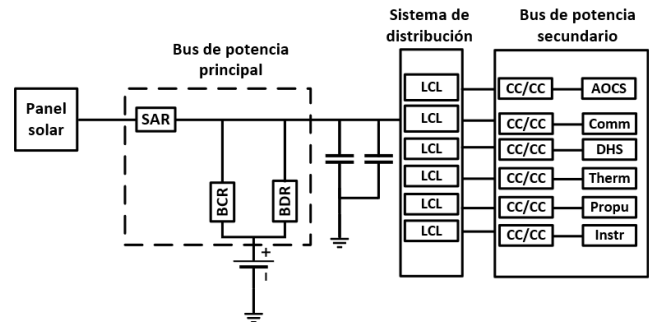


Fig. 1. Esquema del bus de potencia regulado de un satélite

Cada uno de estos subsistemas adaptará el nivel de tensión de acuerdo con sus necesidades, a través de sus propios convertidores CC/CC aislados, los cuales forman el bus de potencia secundario del satélite. En la medida en la que las especificaciones para el diseño de estos bloques (SAR, BCR y BDR) son diferentes, la solución actual se basa en emplear tres convertidores distintos. En el caso de los bloques SAR y BCR, típicamente se emplean topologías *Buck* y *Superbuck*, 0 mientras que para el BDR se emplean convertidores *Weinberg* [3] o *Superboost* [4]. En la arquitectura del bus de potencia regulado, el nivel de tensión del bus de potencia principal depende de los requisitos de potencia [1]. De esta manera, para niveles de potencia menores de 1,5 kW, el bus se diseña para operar a una tensión de 28 V. Para niveles de potencia entre 1,5 kW y 8 kW, el nivel de tensión del bus será de 50 V. Finalmente, para niveles de potencia por encima de 8 kW, el nivel de tensión de bus será de 100 V ó 120 V.

Un tema importante en este contexto es la falta de estandarización del subsistema de potencia. Mientras que los niveles de tensión del bus de potencia son, prácticamente, fijos, el rango de potencia es muy amplio (para buses de 50 V, el rango de potencia es de 6,5 kW). Este problema se ve todavía más agravado en el caso del SAR. Los paneles solares se fabrican a medida, ajustando su geometría y condiciones eléctricas de las celdas solares que los forman a la geometría y tamaño del satélite. Como resultado, la tensión de salida del panel solar no sigue ningún estándar. Este aspecto hace que los bloques del bus de potencia principal (especialmente el SAR) tengan que ser rediseñados desde cero ante cada nueva misión espacial, o ante cualquier cambio en la tensión de salida del panel solar empleado. Esta falta de estandarización choca con la masiva utilización de satélites hoy en día [5], la cual demanda tiempos de desarrollo cada vez más pequeños. Este aspecto fuerza a introducir conceptos como estandarización y reusabilidad como factores clave en el diseño y la construcción de satélites [6].

Con el objetivo de evitar el rediseño del bloque SAR para cada nueva misión, debido a la variabilidad en el nivel de tensión de salida del panel solar, una opción sería la diseñar un bloque SAR con un rango de tensiones de entrada muy amplio. El precio a pagar, desde el punto de vista de esta solución, sería el de tener un bloque SAR poco eficiente y muy voluminoso. Otra opción sería la de tener distintos módulos SAR, cada uno de ellos diseñado para una tensión y potencia adecuadas, que puedan ser conectados en serie a sus entradas. De esta forma, el nivel de tensión de salida del panel solar sería repartido entre los distintos módulos. En este caso, sería necesario contar con una etapa de control capaz de garantizar un correcto reparto de tensiones y potencias entre módulos, permitiendo controlar, al mismo tiempo, el punto de operación del panel solar. Si se opta por esta segunda opción de diseño, se podría conseguir un bloque SAR válido para distintas misiones, junto con el correspondiente filtro EMI. Sus desventajas podrían plantearse desde el punto de vista de la complejidad en la etapa de control, con muchas alternativas basadas en un control central, o una estructura maestro-esclavo, con un gran impacto, a su vez, desde el punto de vista de la fiabilidad.

La alternativa presentada en este trabajo para conseguir una estandarización en el bloque SAR, se basa en el uso de una etapa intermedia entre el panel solar y el propio SAR, tal y como se muestra en la Fig. 2. Esto permite separar las tareas y optimizar cada etapa de manera independiente. Esta etapa intermedia se encargaría de adaptar el nivel de tensión de salida del panel solar (curva I-V), para que esté dentro del rango de tensiones de entrada de un diseño fijo del SAR, el cual sigue siendo responsable de conseguir la búsqueda del punto de máxima potencia (MPPT), o de controlar el bus de potencia. Esta etapa intermedia se puede ver como un transformador electrónico (TE). Para evitar tener que rediseñar este TE ante cada nueva misión, dicha etapa estará formada por varios módulos con un diseño fijo, que además tienen una ganancia estática fija al estar basados en transformadores CC/CC o DCX. La interconexión de estos módulos, en serie o paralelo, entre sus entradas, será lo que determine la ganancia en tensión y la potencia de la etapa TE. Gracias al uso de la topología DCX empleada, estas conexiones en serie/paralelo se pueden conseguir sin emplear una etapa de control central y compleja. Únicamente será necesario una señal de reloj común, encargada de sincronizar los distintos módulos.

Este artículo se organiza de la siguiente manera. En el apartado II se describe el concepto de la etapa TE, basada en la interconexión de módulos DCX. En el apartado III se explicará con detalle la topología seleccionada para la implementación de los módulos, así como también el proceso de operación modular. El apartado IV presenta los resultados experimentales derivados del uso de la etapa TE. Finalmente, en el apartado V se recogen las principales características de este artículo.

II. DESCRIPCIÓN DEL CONCEPTO

La interconexión de varios módulos en serie/paralelo, con el objetivo de conseguir diferentes ratios de transformación y

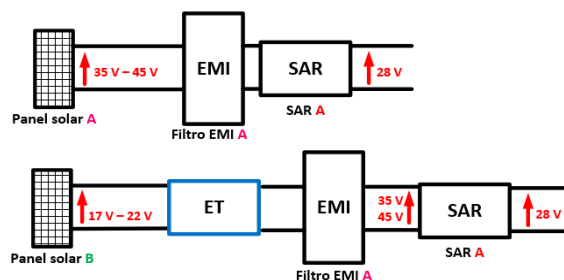


Fig. 2. Reutilización del bloque SAR usando el TE como etapa intermedia

escalabilidad de potencia, no es nuevo [7]. En este trabajo, la adaptación del nivel de tensión proporcionada por el TE a su salida se consigue conectando en serie varios módulos a sus entradas (ver Fig. 3), manteniendo la conexión en paralelo entre todos sus terminales de salida. De la misma manera se ha de escoger, de forma cuidadosa, el valor de la ganancia estática (G_V) de los distintos módulos. Esta ganancia estática, junto con el nivel de tensión de salida (ambos comunes para todos los módulos), asegura que la tensión de entrada de todos los módulos ha de ser la misma. Esto lleva a poder conseguir un reparto equilibrado de la tensión de salida del panel solar (V_{SA}) entre los distintos módulos. Como se puede deducir de (1), el número de módulos DCX conectados en serie (m_s) permite adaptar la ganancia de la etapa TE (G_{VTE}), y el valor final de la tensión de salida:

$$V_o = V_{in} \cdot G_V = \frac{V_{SA}}{m_s} \cdot G_V = V_{SA} \cdot G_{VTE} \quad (1)$$

donde V_o y V_{in} son los niveles medios de tensión a la salida y a la entrada de cada módulo DCX, y V_{SA} es el nivel de tensión de salida del panel solar. V_o es común para todos los módulos y, consecuentemente, es la tensión de salida de la etapa TE, mientras que V_{SA} es su tensión de entrada. Una vez conseguida la adaptación del rango de tensiones, a través de la correcta selección de m_s y G_V , el esquema resultante se puede paralelizar m_p veces, con el objetivo de conseguir escalabilidad en potencia (ver Fig. 3).

Este método implica el tener una etapa intermedia entre el panel solar y el SAR. Por lo tanto, la topología seleccionada para la implementación de cada módulo DCX ha de tener un alto rendimiento. Por otra parte, con esta opción de implementación, el diseño de estos módulos, así como también el diseño del SAR es fijo, mejorando los tiempos de desarrollo y la fiabilidad a nivel de convertidor.

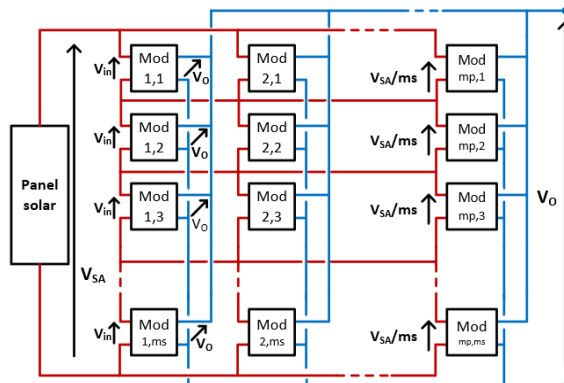


Fig. 3. Adaptación de tensiones y potencias a través de la interconexión de varios módulos DCX

III. EL MÓDULO DCX DEL TRANSFORMADOR ELECTRÓNICO

En base a lo comentado en el apartado II, las cuatro condiciones que ha de tener la topología empleada para la implementación de los distintos módulos DCX son: alto rendimiento, rápida emulación del comportamiento como panel solar, estabilidad en la ganancia estática y capacidad de ajuste del nivel de tensión de salida del panel solar. En este sentido, el concepto de transformador de continua (DCX) [8] cumple con dichas condiciones. La topología DCX propuesta es la mostrada en la Fig. 4 a), y tanto su esquemático como su funcionamiento han sido propuestos en [8]; su conexión serie/paralelo y su funcionamiento sin control central son los aspectos tratados en este artículo. A continuación, se presentará un apartado a modo de descripción de la topología.

A. Descripción de la topología DCX seleccionada

La topología del DCX seleccionada se basa en un convertidor puente completo (Fig. 4. A), resonante, operando con ciclo de trabajo (d) y frecuencia de conmutación (f_{sw}) fijos. En el secundario se implementa un rectificador con toma media, incluyendo diodo de protección (D_{oring}). Dicho diodo se encarga de evitar, que un posible fallo por cortocircuito en uno de los diodos rectificadores se propague al bus de potencia. De esta forma, en cada semiperíodo de conmutación se produce la resonancia entre la inductancia de dispersión del secundario del transformador (L_{Lki}) y el propio condensador de salida (C_o). Si los valores de f_{sw} , L_{Lki} y C_o se escogen de manera adecuada, es posible conseguir que la corriente en el rectificador empiece y acabe en cero, independientemente del valor de la carga. De esta forma, el funcionamiento será como el mostrado en la Fig. 4 b), y se podrá conseguir conmutación a corriente cero (*Zero Current Switching, ZCS*) en los diodos rectificadores del secundario a cualquier nivel de carga.

En la Fig. 4 b) se incluyen períodos de tiempo (T_{wait}) en los que la resonancia (T_{res}) ha terminado, pero la siguiente todavía no ha empezado. En este caso, se trata de tiempos muertos generados para alcanzar conmutación a tensión cero (*Zero Voltage Switching, ZVS*). La condición de alcanzar ZVS en los MOSFETs del primario depende fundamentalmente del valor de ajuste en la corriente magnetizante. Todos estos aspectos relacionados con la obtención de transiciones suaves en los dispositivos semiconductores, lleva aparejado el poder alcanzar un rendimiento alto en la topología DCX. Esta topología presente una ganancia estática de tensión fija, dependiente únicamente de la ratio de vueltas (n) del transformador magnético presente en la topología.

$$V_o = V_{in} \cdot n \quad (2)$$

El hecho de que la ganancia estática de tensión se puede expresar como se ve en la ecuación (2), supone la principal ventaja de esta topología, para esta aplicación, en comparación con otras opciones, como por ejemplo las arquitecturas DCX basadas en el convertidor resonante LLC [9]. En este tipo de arquitecturas, la ganancia estática depende no solo de la frecuencia de conmutación, sino también de parámetros que forman parte de sus circuitos resonantes. Esta dependencia es la que fuerza la utilización de esquemas y etapas de control más complejas para asegurar un buen reparto de tensiones y potencias cuando se consideran las tolerancias que pueden afectar a sus componentes resonantes.

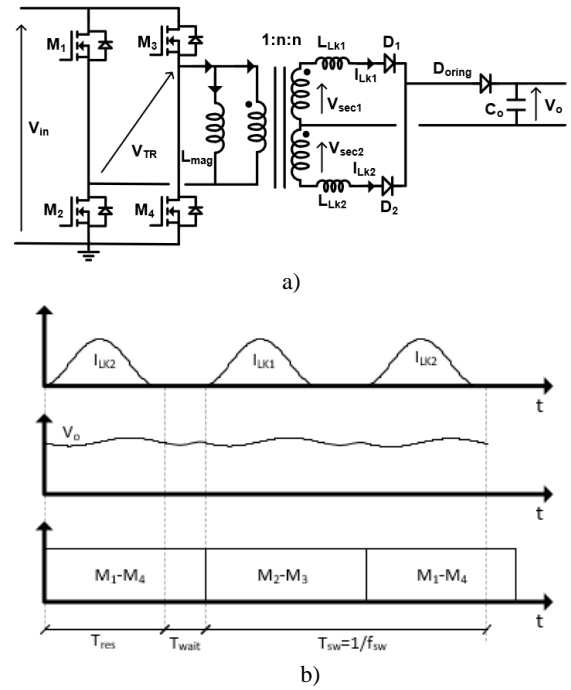


Fig. 4.a) Representación del esquemático del módulo DCX; b) Principales formas de onda de la topología DCX

Por otra parte, la ratio de vueltas en el transformador magnético es un valor fijo e independiente de tolerancias, o de la variabilidad en las señales de control. Este hecho hace que la equalización entre módulos del TE, conectados en serie o paralelo, sea más sencilla cuando se hace uso de la topología del DCX mostrada en la Fig. 4 a). En relación con la conexión entre el panel solar y el SAR, cabe destacar que cualquier acción de control inducida por el SAR, en el rango de tensiones de salida del TE, será automáticamente trasladado a su entrada (panel solar). Por lo tanto, desde el punto de vista del SAR, la salida del TE se comporta de la misma manera que el panel solar, pero con una curva I-V diferente.

Finalmente, en relación con la última de las condiciones fijadas para la topología que implementa los módulos DCX, el ajuste fino de tensiones durante la etapa de construcción de los módulos se puede conseguir a través de un conjunto reducido y prefabricado de transformadores magnéticos.

La corriente resonante I_{Lki} y la tensión de salida V_o se pueden expresar de acuerdo con las ecuaciones (3)-(5):

$$V_o(t) = (V_{in} \cdot n) - I_o \cdot \sqrt{\frac{L_{Lki}}{C_o}} \cdot \sin(\omega_i \cdot t) + [V_o(0) - V_{in} \cdot n] \cdot \cos(\omega_i \cdot t) \quad (3)$$

$$I_{Lki}(t) = I_o \cdot [1 - \cos(\omega_i \cdot t)] + \frac{(V_{in} \cdot n) - V_o(0)}{\sqrt{\frac{L_{Lki}}{C_o}}} \cdot \sin(\omega_i \cdot t) \quad (4)$$

$$\omega_i = \frac{1}{\sqrt{L_{Lki} \cdot C_o}} \quad (5)$$

Donde $V_o(t)$ es la tensión de salida del módulo DCX, V_{in} es la tensión de entrada en dicho módulo, 'n' es la ratio de vueltas en el transformador magnético, I_o es la corriente de salida de cada módulo, L_{Lki} es la inductancia de dispersión del devanado 'i' (así como también la propia inductancia

resonante), C_O es el condensador de salida (así como también el propio condensador resonante), $V_O(0)$ es el valor de la tensión de salida al inicio de la resonancia, $I_{Lki}(t)$ es el valor de la corriente resonante a través de la inductancia de dispersión 'i'. En este caso se ha de considerar que el tiempo 't' se reinicia en cero ante cada período de resonancia de las corrientes $I_{Lki}(t)$, es decir, cada semiperíodo de conmutación de la topología ($T_{SW}/2$). En esta topología, la inductancia magnetizante no juega ningún papel dentro del análisis del circuito resonante, como sí ocurre en el convertidor LLC resonante [9]. Este aspecto alivia las restricciones en el proceso de diseño del transformador magnético, facilitando la integración de la inductancia resonante y el propio transformador en el mismo núcleo. En este caso, el valor de la inductancia magnetizante está supeditada a alcanzar la condición de ZVS en los MOSFETs del primario, siendo esto además independiente del nivel de carga. El condensador de salida (C_O) es el propio condensador resonante. Este aspecto permite reducir el número total de componentes en la topología, con la desventaja del incremento del rizado en la tensión de salida. En general, esta desventaja hace que la topología seleccionada para la implementación del DCX pueda resultar inadecuada para muchas aplicaciones. Sin embargo, para esta aplicación en particular, este aspecto no supone una gran desventaja, al funcionar el TE como etapa intermedia. Este rizado de alta frecuencia (frecuencia de conmutación) puede ser filtrado fácilmente a través del filtro de entrada del SAR, diseñado a su vez para el cumplimiento de los requisitos de compatibilidad electromagnética (EMI).

B. Operación modular

En este apartado se explicará la manera en la que los diferentes módulos DCX que forman el TE pueden llevar a cabo un reparto automático de las tensiones de entrada y de la potencia, compartiendo únicamente una señal de reloj (señal de sincronización), sin necesidad de emplear un sistema de control centralizado (maestro-esclavo). Este análisis se llevará a cabo desde un punto de vista circuital. Con el objetivo de facilitar la lectura, este análisis asume, por razones de simplicidad, que el valor del C_O y el valor de las inductancias de dispersión (L_{LK}) de ambos devanados es el mismo ($L_{LK} = L_{LK1} = L_{LK2}$) para todos los módulos. El aspecto clave dentro de la estandarización se basa en que el SAR únicamente requiere un nivel de tensión constante a su entrada. Esto significa que las salidas de los distintos módulos DCX no tienen por qué tener sus puertos de salida conectados en serie para adaptar la tensión de salida. Esto módulos DCX pueden estar diseñados para trabajar con un nivel fijo de tensión de salida (tensión de entrada del SAR), y conectar sus respectivos puertos de salida en paralelo, con el objetivo de conseguir un escalado de la potencia final del sistema. Esta tensión de salida, común a todos los módulos, se traduce en una tensión de entrada igual para todos ellos, como se deduce a partir de la expresión (2), tanto si están conectados en serie como en paralelo. De esta forma, se pueden obtener las expresiones del nivel de tensión en el panel solar (6), y consecuentemente, el nivel de tensión de entrada de los distintos módulos (7).

$$V_{SA} = \sum_{j=1}^{m_s} V_{im_{i,j}} = \sum_{j=1}^{m_s} \frac{V_O}{n} = \frac{V_O}{n} \cdot m_s \quad (6)$$

$$V_{im_{i,j}} = \frac{V_{SA}}{m_s} \quad (7)$$

Donde $V_{im_{i,j}}$ es el valor de la tensión de entrada del módulo i,j de la Fig. 3. Por lo tanto, los módulos ($m_s \cdot m_p$) del TE se pueden representar como se muestra en la Fig. 5 a), donde las fuentes de tensión pulsadas representan las tensiones en los secundarios del transformador magnético para cada módulo. Estas tensiones serán de la misma amplitud, de acuerdo con lo establecido por (7). Asumiendo que se emplea una señal de reloj que sincroniza todos los módulos, la fase de todas las fuentes de tensión pulsadas será la misma. De esta forma, la tensión en los nodos de conmutación ($SN_{i,j}$), será igual en cada módulo, y en cada instante de tiempo. Esto hace que la representación de los distintos módulos se pueda ver, de modo equivalente, de acuerdo con la Fig. 5 b), donde los circuitos resonantes están conectados en paralelo. Consecuentemente, la tensión de salida del circuito equivalente se puede expresar como indica la expresión (8).

$$V_O(t) = (V_{in} \cdot n) - I'_O \cdot \sqrt{\frac{L_{LK_i}}{C_O \cdot (m_s \cdot m_p)^2}} \cdot \sin(\omega' \cdot t) + [V_O(0) - V_{in} \cdot n] \cdot \cos(\omega' \cdot t) \quad (8)$$

Siendo:

$$\omega' = \sqrt{\frac{1}{L_{LK} \cdot C_O}} = \omega \quad (9) \quad I'_O = I_O \cdot (m_s \cdot m_p) \quad (10)$$

La pulsación es la misma para todos los circuitos resonantes y para el circuito equivalente de la Fig. 5 b). Por lo tanto, reemplazando (9) y (10) en (8), se obtiene que el valor final de tensión de salida del circuito equivalente es el mismo que se tenía cuando se empleaba un único módulo (3). Por otro lado, la expresión de las corrientes resonantes (I_{Lki}) se puede obtener a partir de (11).

$$I_{Lki}(t) = \frac{1}{L_{LK}} \cdot \int_0^{2\pi} [V_{in} \cdot n - V_O(t)] \cdot dt = I_O \cdot [1 - \cos(\omega_i \cdot t)] + \frac{(V_{in} \cdot n) - V_O(0)}{\sqrt{\frac{L_{LK_i}}{C_O}}} \cdot \sin(\omega_i \cdot t) \quad (11)$$

Comparando las expresiones (4) y (11), se puede ver cómo las corrientes resonantes son iguales e independientes del número de módulos que forman el TE. Por lo tanto, de este análisis se deduce que, dado un nivel de tensión de salida común a todos los módulos, se puede conseguir un correcto reparto de potencia entre los mismos, sin necesidad de ningún tipo de etapa de control compleja.

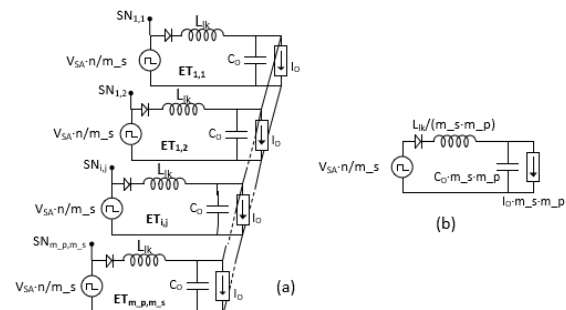


Fig. 5. a) Representación del circuito equivalente con varios módulos DCX del TE; b) Circuito equivalente derivado del circuito a)

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Este apartado está estructurado en tres partes. La primera parte muestra los resultados experimentales cuando se emplea un solo módulo DCX. La segunda parte, muestra resultados experimentales cuando se emplean varios módulos DCX conectados en ISOP (*Input Series – Output Parallel*) e IPOP (*Input Parallel – Output Parallel*). Finalmente, se analiza la conexión entre un módulo DCX y un emulador de panel solar, con el objetivo de comprobar cómo el SAR vería, a su entrada, la curva I-V escalada, debido a la presencia de la etapa TE.

A. Resultados experimentales para un solo módulo DCX

Siguiendo el esquemático de la topología seleccionada para la implementación de los módulos DCX, se han diseñado y construido varios de estos módulos, cuyas principales características son las mostradas en la Tabla I. Los semiconductores seleccionados para la implementación de la topología son equivalentes a aquellos calificados para aplicaciones espaciales, presentando similares características. La Fig. 6 muestra el prototipo desarrollado, donde los MOSFETs del primario están destacados en verde, mientras que los diodos rectificadores del secundario se muestran destacados en rojo.

La Fig. 7 muestra las principales formas de onda en un módulo DCX, el nivel de tensión drenador-fuente en uno de los MOSFETs del primario (V_{DSM4}), las corrientes resonantes a través de los diodos rectificadores del secundario (I_{LK}), y el nivel de tensión de salida (V_O) del módulo DCX. En este caso, se ha empleado un filtro LC conectado a la salida del módulo con el objetivo de filtrar el rizado en su tensión de salida. La Fig. 8 muestra el detalle de la conmutación en el MOSFET M_4 a través de la representación de su tensión puerta-fuente (V_{GS}) y de su tensión drenador-fuente (V_{DS}). Como ya se ha comentado, en esta topología se puede conseguir ZVS (Fig. 8) en los interruptores del primario, y ZCS en los diodos del secundario. Por lo tanto, es posible alcanzar altos rendimientos en los módulos DCX, como los mostrados en la Fig. 9, estando alrededor del 98 % a la potencia nominal, y cerca del 97 % a la mitad de la potencia nominal.

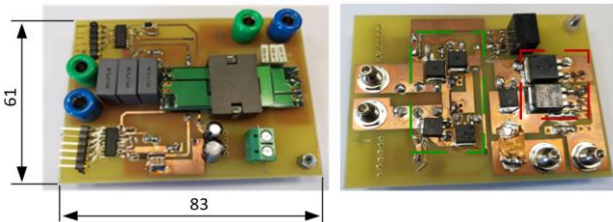


Fig. 6. Prototipo del módulo DCX construido

Tabla I. Parámetros principales de diseño del módulo DCX

Tensión de entrada (V_{in})	56 V
Tensión de salida (V_O)	28 V
Potencia nominal (P_O)	200 W
Frecuencia de conmutación (f_{sw})	400 kHz
Inductancia de dispersión (L_{LK})	60 nH
Condensador de salida (C_O)	0,3 μ F
MOSFETS (S_1, S_2, S_3 y S_4)	PSMN063-150D
Diodos rectificadores (D_1, D_2)	NRVBB60H100CTT4G
Núcleo magnético	EIR22/6/16
Material magnético	N97
Drivers	IR2110/Si8238BB
Ratio de vueltas	4:2
Fuente de reloj	Altera 10M50DAF484C7

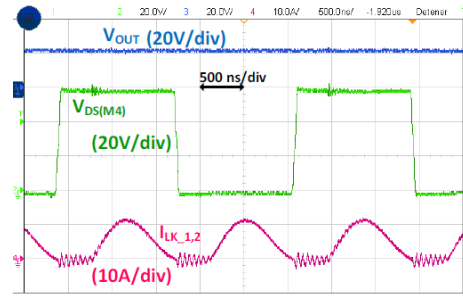


Fig. 7. Representación de V_{DSM4} , I_{LK} y V_O

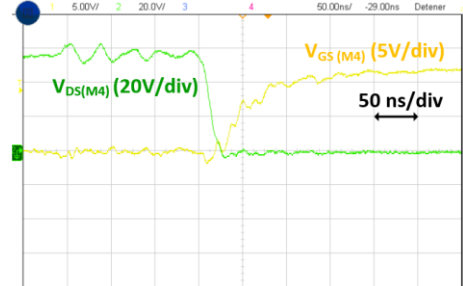


Fig. 8. Transición en la tensión V_{DS} y V_{GS} en M_4

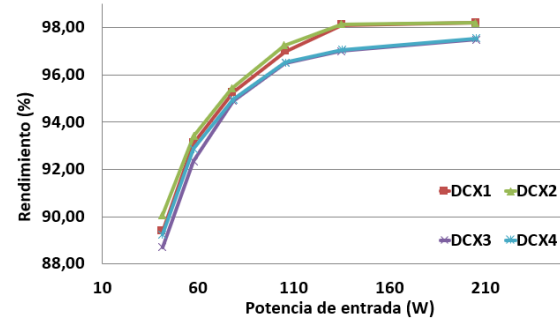


Fig. 9. Comparativa de rendimientos entre módulos DCX

B. Resultados experimentales empleando varios módulos

Mediante la combinación de diferentes módulos DCX en IPOP ó ISOP, es posible aumentar el nivel de potencia y/o tensión del sistema completo. Combinando cuatro módulos DCX es posible construir un sistema cuya tensión de entrada nominal sea del doble (i.e. 112 V) de la tensión media con la que se ha diseñado cada módulo (i.e. 56 V), mientras que la tensión de salida se mantiene con el nivel constante de 28 V. De la misma manera, la potencia media procesada por el sistema completo (i.e. 800 W) será cuatro veces la potencia media para la que se ha diseñado cada módulo DCX (i.e. 200 W). La Fig. 10 muestra la conexión entre los cuatro módulos DCX usando las conexiones IPOP e ISOP. Los subsistemas Sub 1 y Sub 2 muestran la conexión en IPOP entre dos módulos DCX, mientras que ambos bloques están conectados, al mismo tiempo, en serie en sus entradas. Las salidas de todos los módulos están conectadas en paralelo, con el objetivo de mantener fijo el nivel de tensión de salida en 28 V (tensión de entrada del bloque SAR). La Fig. 11 muestra la tensión de entrada de ambos subsistemas (cercano a 56 V), y la tensión de salida del sistema (i.e. 28 V). La tensión de entrada (i.e. 112 V) está perfectamente repartida entre los dos subsistemas (Sub 1 y Sub 2) conectados en serie a sus entradas, a través del sencillo sistema de control propuesto. La Fig. 12 representa las corrientes resonantes (I_{DCX1} - I_{DCX4}) a través de los diodos rectificadores para los cuatro módulos DCX empleados.

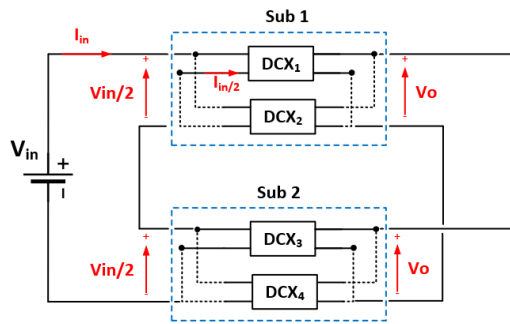


Fig. 10. Conexión en ISOP e IPOP de los módulos DCX

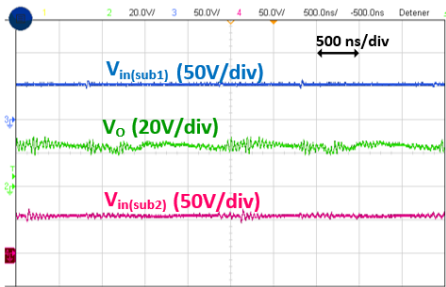


Fig. 11. Tensión de entrada en Sub 1 y Sub 2 junto con la Vo

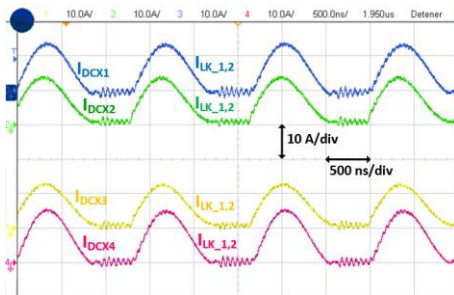


Fig. 12. Corrientes resonantes en cada módulo DCX

C. Comportamiento del TE como emulador solar

Este apartado muestra el comportamiento del transformador electrónico cuando se conecta a un emulador de panel solar. En este caso, se ha empleado un módulo *E4360* de Keysight [10] el cual puede emular el comportamiento de un panel solar, con el objetivo de analizar cómo su curva I-V característica es adaptada, debido a la presencia del transformador electrónico, a unos nuevos niveles que encajen con las características y requisitos fijados por el SAR. En este caso, se ha simulado un panel solar con una tensión de circuito abierto (V_{OC}) de 56 V, una corriente de cortocircuito (I_{SC}) de 2 A, una tensión en el pico de potencia (V_{MP}) de 53 V y, una corriente en el pico de potencia (I_{MP}) de 1,7 A.

La Fig. 13 muestra la curva I-V emulada, junto con la curva obtenida después del uso del transformador electrónico, como etapa intermedia entre el panel solar y el SAR. Como se puede ver, la salida del transformador electrónico se comporta como la curva del panel solar emulado, pero escalada por un factor de 2 (definido por el propio transformador electrónico).

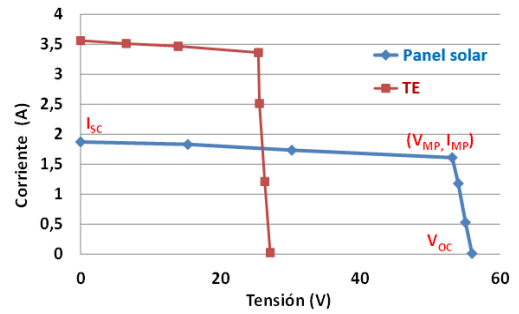


Fig. 13. Curvas I-V del panel solar emulado y del TE

V. CONCLUSIONES

Este trabajo presenta un convertidor que se comporta como un adaptador de la curva I-V de un panel solar, con el objetivo de mantener invariable el diseño del bloque SAR. El propósito se basa en adaptar el diseño y la construcción de los bloques principales del bus de potencia de los satélites, con el objetivo de reducir costes y tiempos de diseño. La solución propuesta, pasa por el empleo de una etapa intermedia, definida como transformador electrónico. Dicha etapa está basada en una matriz de convertidores modulares resonantes con diseño fijo. En este caso, la adaptación de los distintos niveles de tensión y potencia pasa por la interconexión de varios de estos módulos en serie/paralelo a sus entradas, manteniendo constante el nivel de tensión de salida. La topología seleccionada permite adaptar su ganancia estática únicamente a través de la ratio de vueltas del transformador magnético. Esto permite un reparto de tensiones y potencias perfecto entre los distintos módulos, sin necesidad de una etapa de control más compleja. Este hecho hace que la topología sea muy robusta ante fallos. Finalmente, se consiguen altos rendimientos por parte de los módulos empleados a plena carga (alrededor del 98%). Este es un aspecto muy relevante, ya que en el espacio la evacuación de calor es un aspecto clave en el diseño de los subsistemas.

AGRADECIMIENTOS

Trabajo realizado mediante la financiación del Ministerio de Ciencia e Innovación, a través del proyecto PID2021-127707OB-C21, y de la beca predoctoral con referencia PRE2019-088425. De la misma manera, este trabajo ha sido financiado a través del Principado de Asturias y la FICYT a través del proyecto SV-PA-21-AYUD/2021/51931.

REFERENCIAS

- [1] M. Patel, *Spacecraft Power Systems*, Boca Raton (FL) 2005.
- [2] C. Delepaut, T. Kuremyr, M. Martin, F. Tonicello, "LCL current control loop stability design," 10th ESPC, 13–17 April 2014, The Netherlands.
- [3] G. Xu, Z. Li, S. Wang and L. Jiang, "Study on high efficiency power supply with wide input voltage for stratospheric airships", 2014.
- [4] E. Maset, A. Ferreres, J. B. Ejea, E. Sanchis-Kilders, J. Jordan and V. Esteve, "5kW Weinberg Converter for Battery Discharging in High-Power Communication Satellites," 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists.
- [5] G. Guru Kumar, K. Sundaramoorthy, S. Athikkal and V. Karthikeyan, "Dual input superboost DC-DC converter for solar powered electric vehicle," in IET Power Electronics.
- [6] <https://www.weforum.org/agenda/2020/10/visualizing-earth-satellites-sapce-spacex>. Último acceso: Junio /14/2021.
- [7] Mohamed H. Ahmed, Fred C. Lee and Qiang Li. "Two-Stage 48-V VRM with intermediate bus voltage optimization for data centers", Published in: IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics.
- [8] Y. Chen, P. Wang, Y. Elasser and M. Chen, "LEGO-MIMO Architecture: A Universal Multi-Input Multi-Output (MIMO) Power Converter with Linear Extendable Group Operated (LEGO) Power Bricks," 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE).
- [9] Yuancheng Ren, Ming Xu, Julu Sun and F. C. Lee, "A family of high-power density unregulated bus converters," in IEEE Transactions on Power Electronics.
- [10] M. H. Ahmed, F. C. Lee, Q. Li and M. d. Rooij, "Design Optimization of Unregulated LLC Converter with Integrated Magnetics for Two-Stage 48V VRM," 2019 (ECCE).
- [11] <https://www.keysight.com/en/pc-1367756/e4360-modular-solar-array-simulators?cc=US&lc=eng> / Último acceso: Febrero /01/2020.