

CONTROL DE LA TENSIÓN DEL BUS DE CONTINUA DE UN FILTRO ACTIVO MEDIANTE UN CONVERTIDOR DC-DC

D. Moya-López, J. C. Alfonso-Gil, O. Flors-Mas, C. Ariño, A. Martínez-Molina, H. Beltrán, E. Pérez
Departamento de Ingeniería de Sistemas Industriales y Diseño, Universitat Jaume I, Av. Vicent Sos Baynat,
s/n 12071 Castellón de la Plana, España, dmoya@uji.es

Resumen

En este artículo se presentan los resultados experimentales obtenidos mediante un sistema compensador generador trabajando de forma aislada de la red eléctrica. Para analizar el funcionamiento del sistema se ha desarrollado un prototipo de un convertidor DC-DC bidireccional el cual permite adaptar el valor de la tensión de las baterías conectadas a su entrada con la tensión del bus de continua a la entrada del filtro activo. Para el control del convertidor DC-DC se ha utilizado un control por realimentación del estado diseñado mediante algoritmos genéticos, y en el caso del filtro activo se ha utilizado un control proporcional con prealimentación. Los resultados experimentales obtenidos muestran el correcto funcionamiento del sistema tanto en estado estacionario, como en régimen transitorio.

Palabras Clave: Convertidor DC-DC, algoritmos genéticos, control proporcional, filtro activo.

1 INTRODUCCIÓN

La aparición de nuevos tipos de cargas eléctricas ha provocado la aparición de diferentes problemas que afectan al funcionamiento de la red eléctrica, reduciendo su eficiencia y la calidad del suministro. La calidad de la potencia eléctrica constituye en la actualidad uno de los principales objetivos que se plantean diferentes países debido a su influencia sobre la economía [1]. Por otro lado, el gran desarrollo experimentado durante los últimos años de las nuevas tecnologías de generación eléctrica ha posibilitado la aparición de las microrredes y las *Smart Grids* [2]–[4]. Este tipo de redes eléctricas están caracterizadas por una generación de energía descentralizada en la que las fuentes de energía renovables juegan un papel muy importante. Así mismo, estas redes permiten reducir las pérdidas de energía durante el transporte y la distribución, aumentando así la capacidad de transporte de energía útil y garantizando el correcto funcionamiento de los equipos conectados a dichas redes.

Las microrredes pueden funcionar de forma aislada (en caso de fallo de red) o conectadas a la red eléctrica. En ambos modos de funcionamiento resulta necesario disponer de un sistema encargado de gestionar el funcionamiento de la microrred. Dichos sistemas realizan el papel de “master” durante el modo desconectado haciendo posible el balance de potencias entre la generación y los consumos de la microrred [5], [6] y manteniendo constantes los valores de tensión y frecuencia. Por otro lado, cuando la microrred está conectada pueden trabajar como compensadores activos [7], aportando los mismos equipos a las cargas las corrientes ineficientes que demandan evitando así que dichas corrientes circulen por la red. Así mismo, este tipo de sistemas se encargan de controlar los flujos energéticos entre la red y la microrred durante los procesos de conexión y desconexión de la segunda.

En baja tensión los compensadores activos más utilizados son los de tipo paralelo (*Shunt Active Power Compensator*, SAPC) [7], [8]–[10]. El objetivo principal de los SAPC es mejorar la eficiencia en los sistemas eléctricos, mejorando la calidad de la red conectada aguas arriba del punto común de conexión (pcc). Esta función la realizan generando las corrientes no eficientes que demandan las cargas conectadas aguas abajo, evitando de este modo que estas corrientes sean entregadas por la red [8]. De esta forma, el conjunto formado por el compensador y la carga tienen el comportamiento de una carga resistiva o de un generador ideal, en caso de que la potencia generada en la microrred sea mayor que el consumo de las cargas conectadas.

El funcionamiento del filtro activo está basado en la identificación de los diferentes términos de potencias ineficientes que consume la carga. Según el IEEE Std. 1459 [10]–[12], el único término de potencia eficiente es la potencia activa fundamental y de secuencia positiva (P_1^+). Así, P_1^+ es la única potencia que se debería demandar de la red, debiendo el SAPC compensar los demás términos de potencia no eficientes debidos al desfase, el desequilibrio y la distorsión armónica. Una vez obtenidos los términos de potencia no eficientes se generan las corrientes de referencia del SAPC para la compensación de las ineficiencias.

Por otro lado, cuando la potencia de las ineficiencias sobrepasa la potencia nominal del SAPC resulta más adecuado realizar una compensación selectiva de las diferentes ineficiencias [8]. En [12], los autores proponen un algoritmo de optimización que permite realizar una compensación selectiva de las ineficiencias de las corrientes de carga y además ponderar de forma independiente la compensación de dichas ineficiencias.

Así mismo, para realizar la compensación selectiva de las ineficiencias, la gestión de la microrred en modo conectado y desconectado y el paso de un modo a otro, es necesario disponer de sistemas de almacenamiento de energía que permitan al SAPC funcionar de forma adecuada. Mediante estos sistemas de almacenamiento de energía los SAPC se convierten en sistemas de compensación generación, lo que les permite realizar una gestión integral del funcionamiento de la microrred.

Para ello, los sistemas de almacenamiento se conectan al bus de continua mediante convertidores DC-DC bidireccionales que permiten al SAPC generar o almacenar energía [13]–[15]. En [16] los autores proponen un convertidor DC-DC de dos etapas conectadas en cascada mediante el cual se pasa del valor de tensión del bus de continua del SAPC hasta la tensión necesaria para almacenar o extraer energía de las baterías. Aunque en [12] y [16] los autores proponen el convertidor DC-DC y el SAPC respectivamente no se presentan los resultados de la conexión de ambos convertidores. Considerando lo anterior, en este artículo se presentan los resultados obtenidos tras la conexión de ambos convertidores y se analiza la respuesta dinámica del conjunto ante distintas perturbaciones.

El artículo está organizado de la siguiente forma: en el apartado 2 se indican las topologías del convertidor DC-DC y del SAPC. En el apartado 3 se explica el control de cada uno de los convertidores. En el apartado 4 se presentan las características del convertidor DC-DC y del SAPC utilizados durante los ensayos experimentales. En el apartado 5 se muestran los resultados experimentales y en 6 se presentan las conclusiones.

2 TOPOLOGÍA DE LOS CONVERTIDORES

2.1 CONVERTIDOR DC-DC

Mediante el convertidor DC-DC mostrado en la figura 1 se realiza la conexión de las baterías con el SAPC. La estructura de dicho convertidor es bidireccional, para permitir la transferencia de energía desde las baterías hacia la microrred, (cuando

se están compensando ineficiencias, o funcionando en modo aislado), o el almacenamiento de la energía excedente de la microrred en los instantes en los que la generación es mayor que el consumo de las cargas. Así mismo, para poder trabajar con un amplio rango de elevación, se emplea un convertidor de dos etapas conectadas en cascada. La primera de ellas se encarga de elevar la tensión hasta un valor intermedio, y la segunda de elevar desde ese valor intermedio hasta el valor final que se desea tener en el bus de continua del SAPC.

El convertidor utiliza los componentes L_1 , T_1 y D_2 de la primera etapa y los componentes L_2 , T_3 y D_4 de la segunda etapa en los instantes en los que trabaja como elevador. Así mismo, cuando el flujo de potencia discurre desde el bus de continua hacia las baterías, el convertidor trabaja como reductor empleando para ello los componentes L_1 , T_2 y D_1 de la primera etapa y los L_2 , T_4 y D_3 de la segunda.

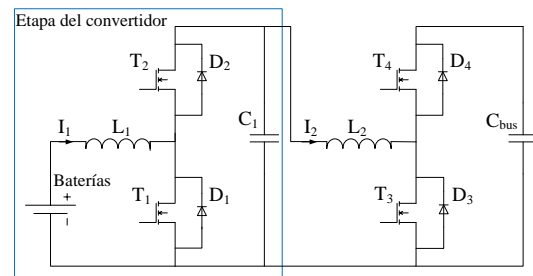


Figura 1: Estructura del convertidor DC-DC

2.2 FILTRO ACTIVO

El filtro activo utilizado en este trabajo es el propuesto en [16], correspondiéndose con un filtro activo de tipo paralelo (SAPC). Este tipo de filtros se comportan como fuentes de corriente las cuales, al estar conectadas en paralelo con la carga, generan las corrientes de compensación necesarias para que desde la red solamente se demande potencia activa fundamental y de secuencia positiva (P_1^+). Durante este modo de funcionamiento, y considerando que las tensiones de red están completamente equilibradas y libres de armónicos, el SAPC genera las corrientes de compensación de manera que la corriente importada desde la red sea activa fundamental y de secuencia positiva I_1^+ . Para ello, el filtro, a partir de las corrientes de carga y mediante el algoritmo de optimización propuesto en [16], obtiene las corrientes de referencia necesarias para compensar las diferentes ineficiencias de la carga evitando así que éstas sean consumidas desde la red.

Por otro lado, el SAPC utiliza un bus de continua dividido para permitir la compensación de los desequilibrios que puedan presentar las corrientes de carga. Así mismo, utiliza a su salida unas

inductancias para filtrar los armónicos de alta frecuencia debidos a las conmutaciones de sus transistores.

3 ESTRATEGIA DE CONTROL

En la figura 2 se muestra el esquema completo del sistema. En dicha figura se puede ver la conexión del convertidor DC-DC y el SAPC, así como las medidas de las tensiones y corrientes necesarias para el control de ambos convertidores. A la salida del SAPC se ha conectado una carga trifásica la cual simboliza el funcionamiento del sistema en modo aislado de red.

3.1 CONVERTIDOR DC-DC

El convertidor DC-DC que conecta las baterías con el bus de continua tiene la capacidad de trabajar de forma bidireccional, permitiendo tanto la carga de las baterías como la extracción de energía desde dichas baterías hacia el bus de continua del filtro activo.

Para conseguir el paso entre los dos modos de funcionamiento (elevador, reductor) de una manera sencilla, se modulan las conmutaciones de los dos transistores de cada una de las dos etapas de forma complementaria [17].

Para el diseño del control del convertidor DC-DC resulta necesario tener en cuenta que la configuración del convertidor de dos etapas conectadas en cascada provoca que la respuesta del convertidor no se ajuste a la que ofrecen los modelos lineales. Esta desviación es causada en parte por los efectos que tiene el acoplamiento de las dos etapas entre sí, lo que impide que se pueda plantear la analogía de dos modelos lineales independientes de una única etapa. Debido a esto, se han utilizado modelos no lineales de un

convertidor con la misma topología para el diseño del control.

Con estos modelos no lineales se ha planteado un problema de optimización, resuelto mediante algoritmos genéticos, en el que se ha buscado minimizar las variaciones de la tensión de salida del convertidor o, lo que es lo mismo, la tensión del bus de continua a la entrada del SAPC. El parámetro que se ha elegido minimizar es el Error Integral Absoluto (EIA), entre el valor de la tensión de salida y el valor de tensión de referencia.

El controlador utilizado es un regulador por realimentación del estado, en el que los estados son la tensión en la salida de cada una de las etapas, la corriente de las dos bobinas y la integral del error de las tensiones de salida de las etapas. Estos seis estados se multiplican cada uno por una constante y, a continuación, se suman para calcular el ciclo de trabajo a aplicar en el transistor elevador de cada etapa, T_1 y T_3 , siendo los complementarios de estos los que les corresponden a los transistores reductores, T_2 y T_4 .

Inicialmente, como no se conoce el valor que deben tener las referencias de corrientes de las dos etapas se dejan en un valor medio de 0 A. En cambio a las referencias de tensiones en la salida de las etapas se les asigna el valor que deben alcanzar durante su funcionamiento en estado estacionario. Por tanto en la estrategia de control planteada de todo el sistema (convertidor DC-DC y SAPC), es el control del convertidor DC-DC el que asegura que la tensión del bus de continua se mantenga constante en el valor de tensión necesario para el funcionamiento del filtro activo (SAPC).

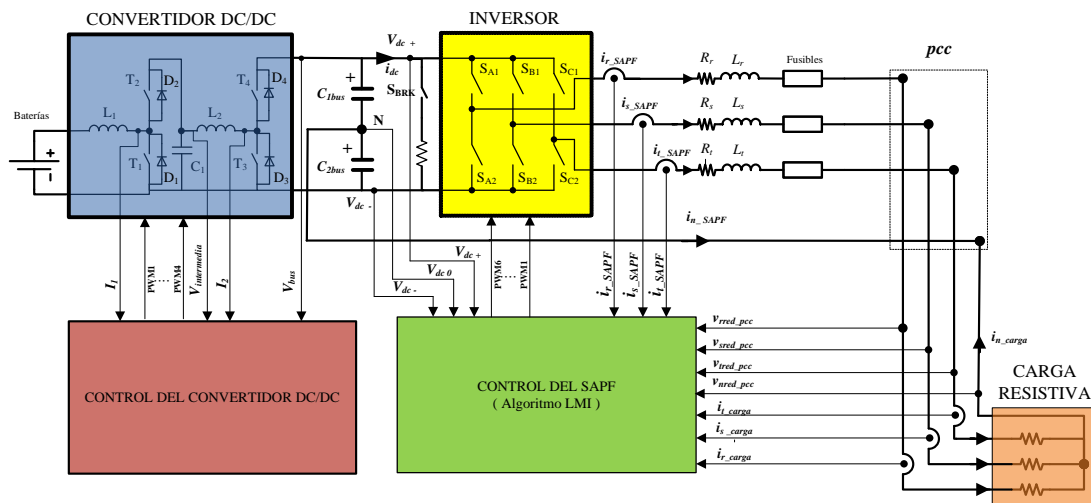


Figura 2: Diagrama de bloques del prototipo experimental del sistema compensador-generador

3.2 FILTRO ACTIVO

Para controlar la corriente de salida del SAPC se plantea un regulador de tipo proporcional (P) con prealimentación [12], [18] el cual permite seguir corrientes de referencia con un alto contenido de armónicos. En la figura 3 se puede ver el diagrama de bloques del control del SAPC y en (1) la ecuación de dicho regulador. El regulador se divide en dos partes: la primera de ellas está dedicada a la prealimentación, en la que se calculan los voltajes deseados que se aplicarán a la salida del compensador para compensar la caída de tensión que hay en el filtro de salida. La segunda es el controlador proporcional que realiza el seguimiento de las referencias de corriente cuando éstas cambien. La ventaja de este tipo de control frente al de banda de histéresis (BH) es que con él la frecuencia de conmutación del inversor permanece constante y por tanto también la distorsión armónica a la salida del SAPC [15].

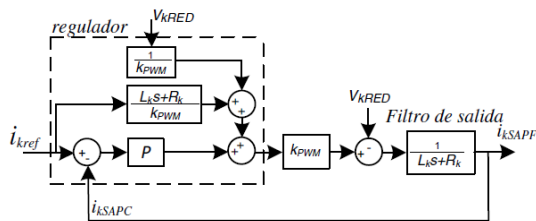


Figura 3: Control de corriente mediante regulador con prealimentación

Para el diseño del regulador de corriente del SAPC se ha considerado que las tensiones y corrientes de salida se pueden escribir como en (1).

$$v_{kSAPC} = R_k \cdot i_{kref} + L_k \cdot \frac{d}{dt} i_{kref} + v_{kRED} + P \cdot (i_{kref} - i_{kSAPC}) \quad (1)$$

Donde el subíndice k hace referencia a cada una de las fases de la red, v_{kSAPC} es la tensión de salida del filtro activo, v_{kRED} es el voltaje de red y R_k , L_k son los valores de la impedancia del filtro de salida del SAPC. El regulador proporcional P se obtiene forzando un tiempo de establecimiento de $t_{st} = 2$ ms y $k_{PWM} = 1$ por medio de la ecuación característica (2) tal y como se indica en [19] resultando el valor de la ganancia proporcional que se muestra en (3).

$$1 + K \cdot G_{OL}(s) = 1 + K \cdot k_{PWM} \cdot \frac{1}{R + L_k \cdot s} = 0 \quad (2)$$

$$|K| = \frac{|R + L_k \cdot s|}{k_{PWM}} \Big|_{s=-4/t_{st}} = 11.6 \quad (3)$$

Las corrientes de referencia i_{kref} se calculan mediante la resolución de un problema de programación cuadrática con restricciones cuadráticas planteado para la compensación selectiva de las ineficiencias presentes en las cargas. Este problema de optimización se transforma en un problema de desigualdades matriciales lineales (LMI) para su resolución [12], [19].

4 EQUIPO EXPERIMENTAL

En la figura 4 se muestra la plataforma hardware con la que se han realizado los ensayos experimentales. Por otro lado, en la tabla 1 se muestran los valores de los diferentes componentes del convertidor DC-DC así como las tensiones de trabajo que se utilizan. En la tabla 2 se muestran los valores de resistencia e inductancia de las bobinas conectadas a la salida del SAPC.

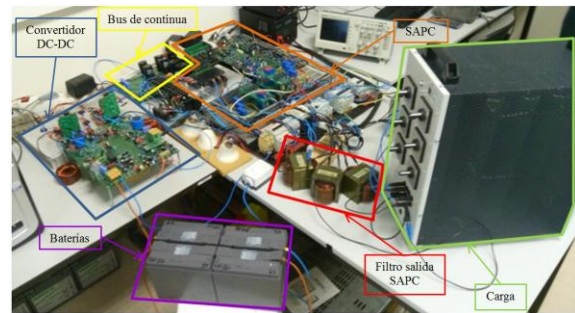


Figura 4: Montaje experimental

Tabla 1 Valores de los componentes y las tensiones de trabajo del convertidor DC-DC.

Nombre	Valor	Descripción
V_{in}	64 V	Tensión baterías
C_{in}	680 μ F	Capacidad de entrada
L_1	1.41 mH	Inductancia 1ª etapa
R_{L1}	178 m Ω	Resistencia interna de la inductancia de la 1ª etapa
C_1	192 μ F	Capacidad intermedia
R_{C1}	375 m Ω	ESR condensador intermedio
$V_{intermedia}$	85 V	Tensión de salida de la 1ª etapa
L_2	1.7 mH	Inductancia 2ª etapa
R_{L2}	500 m Ω	Resistencia interna de la inductancia de la 2ª etapa
C_{bus}	2.6 mF	Capacidad del bus de continua
$R_{C_{bus}}$	52 m Ω	ESR bus de continua
V_{bus}	120 V	Tensión del bus de continua

Tabla 2: Valores de las bobinas de salida del SAPC.

Nombre	Valor	Descripción
L_x	1.9 mH	Inductancia de salida
R_x	71 m Ω	Resistencia interna de la bobina de salida

El ajuste del controlador para el convertidor DC-DC ha sido realizado a partir de un modelo no lineal del convertidor de doble etapa. Dicho modelo se ha obtenido mediante una optimización por algoritmos genéticos en la que se ha buscado que tenga una respuesta lo más parecida posible a la respuesta del convertidor real. Para ello, inicialmente se realizaron una serie de ensayos con cambios de carga y de ciclo de trabajo aplicado a las etapas con el convertidor en bucle abierto, capturando la evolución que tenían las tensiones de salida de las dos etapas durante los transitorios. A continuación, mediante el algoritmo genético, se simularon repetidas veces esos mismos transitorios buscando la combinación de valores que genera una evolución de las tensiones de salida de las etapas lo más próxima a los valores medidos con el convertidor real.

El tipo de controlador implementado para el convertidor DC-DC se ha descrito en el apartado 3.1. Tras la optimización mediante algoritmos genéticos se ha aplicado un coeficiente de reducción de 0.125 a las ganancias para cada uno de los estados obtenidos debido a que, si bien el funcionamiento es adecuado para mantener las tensiones de salida en el valor de referencia, era demasiado agresivo frente a las variaciones de corriente. En la ecuación (4) se muestran los valores de las ganancias para cada uno de los estados.

$$\begin{aligned} K_1 &= (0.00125, 0.00125, 0, 0, 0.125, 0.53149) \\ K_2 &= (0, 0, 0.00125, 0.00125, -0.00809, 0.1875) \end{aligned} \quad (4)$$

En esta ecuación el vector de ganancias K_1 es el empleado para el cálculo de la acción de control para la primera etapa y el vector de ganancias K_2 corresponde a la de la segunda etapa. El orden de las ganancias se corresponden de izquierda a derecha con: el error de la corriente en la inductancia de la primera etapa (L_1), el error de la tensión de salida de la primera etapa, el error de la corriente de la inductancia de la segunda etapa (L_2), el error de la tensión de salida de la segunda etapa, la integral del error de tensión de salida de la primera etapa y la integral del error de la tensión de salida de la segunda etapa, respectivamente. Así mismo, se ha realizado un filtrado de las medidas de tensión y de corriente para eliminar el efecto del ruido de medida, realizándose la media de los últimos 64 valores para cada una de estas magnitudes.

5 RESULTADOS OBTENIDOS

Para analizar el correcto funcionamiento de los controles diseñados, tanto para el filtro activo como para el convertidor DC-DC, se han llevado a cabo una serie de ensayos experimentales. Los ensayos se han realizado durante su funcionamiento en modo aislado de red, en donde toda la energía generada por las baterías es disipada en las resistencias conectadas a la salida del SAPC.

Los ensayos se han realizado con una tensión de entrada al convertidor DC-DC (en las baterías) de 64 V, una tensión de salida de la primera etapa del convertidor DC-DC de 85 V y una referencia de tensión del bus de continua (salida del convertidor DC-DC) de 120 V. Para disipar la potencia generada por las baterías se ha conectado a la salida del SAPC una carga trifásica formada por tres resistencias conectadas en estrella.

En el primer caso experimental, se ha fijado como referencia para el SAPC una corriente sinusoidal para cada fase de 1.13 A eficaces. En las figuras 5 y 6 se muestran los resultados obtenidos para las corrientes y tensiones de los convertidores.

En la figura 5 se puede ver en el canal 1 la corriente de entrada del convertidor DC-DC, en donde el factor de conversión de la sonda es de 100 mV/A. En el canal 2 la tensión del bus de continua y en el canal 3 la tensión en la entrada del convertidor DC-DC. Por último en el canal 4 se muestra la tensión colector-emisor del transistor elevador de la segunda etapa, en el que debido a la escala de tiempo se ve una señal continua. En dicha figura se puede ver como la tensión del bus (salida del convertidor DC-DC), alcanza los 120 V tal y como se había establecido en la referencia para la corriente de salida del SAPC.

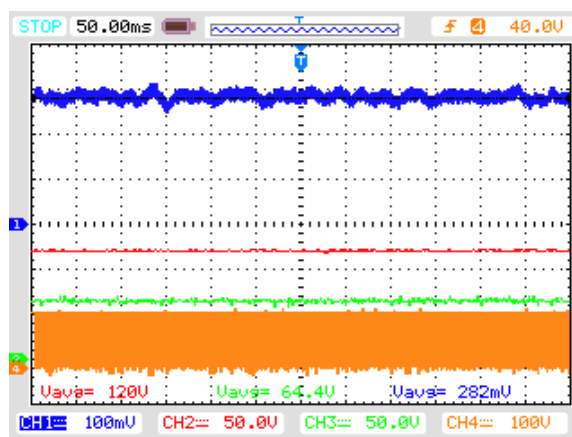


Figura 5: Respuesta en régimen estacionario del convertidor DC-DC

En la figura 6 se muestra en el canal 1 la corriente de una de las fases de salida del filtro activo, en donde el factor de conversión de la sonda de corriente es de 100 mV/A. Así mismo, en el canal 2 se puede ver la tensión fase-neutro en la carga. Analizando las corrientes y tensiones se puede ver como el filtro sigue la referencia de corriente sinusoidal que se había fijado. A partir de las corrientes y tensiones del convertidor DC-DC y del SAPC se ha obtenido un rendimiento de un 85 % para el primero y un 88 % para el segundo, resultando un rendimiento global del 75 %.

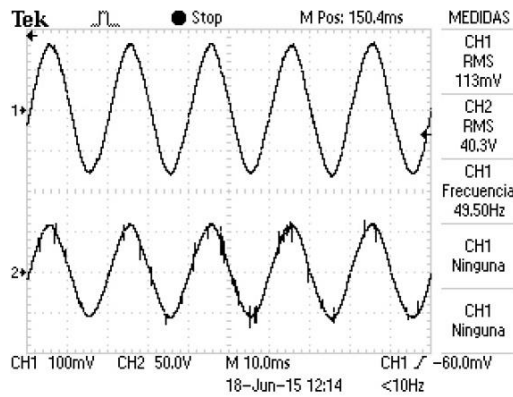


Figura 6: Respuesta en régimen estacionario del SAPC

En el siguiente caso experimental se ha analizado la respuesta dinámica del sistema ante una variación (respuesta ante escalón) de las corrientes de salida del SAPC. Durante el ensayo se han considerado los mismos valores de tensión a la entrada y a la salida del convertidor DC-DC que en el caso anterior.

En la figura 7 se puede ver la evolución de las corrientes y tensiones a la entrada y la salida del convertidor DC-DC ante la variación de las corrientes de referencia del SAPC. Los cuatro canales del osciloscopio de la figura 7 coinciden con las mismas magnitudes monitorizadas en la figura 5.

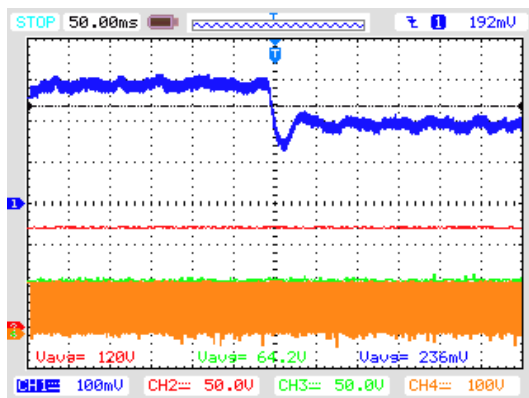


Figura 7: Respuesta ante una bajada de la corriente de carga del convertidor DC-DC

En dicha figura se puede ver cómo cambia la corriente de salida de las baterías cuando se produce la variación de las corrientes de referencia, permaneciendo constante la tensión en el bus de continua (entrada del SAPC) que es el objetivo de control. Así mismo, se observa como para mantener constante la tensión del bus de continua la corriente sufre una variación del 30% alcanzando el valor final en 40ms.

Finalmente se ha analizado la respuesta dinámica del sistema ante un aumento de las corrientes de referencia del SAPC y del convertidor DC-DC. En este caso la tensión de entrada del convertidor DC-DC es de 48 V, la tensión de referencia para la salida de la primera etapa del convertidor es de 72 V y la tensión de referencia para el bus de continua es de 100 V. En la figura 8 se pueden ver los resultados obtenidos para este caso.

En dicha figura se puede ver en el canal 1 la corriente de entrada del convertidor DC-DC, en donde el factor de conversión de la sonda de corriente es de 100 mV/A. En el canal 2 se muestra la tensión del bus de continua, en el canal 3 la tensión de salida de la primera etapa del convertidor DC-DC y en el canal 4 se muestra la tensión colector-emisor del transistor elevador de la segunda etapa.

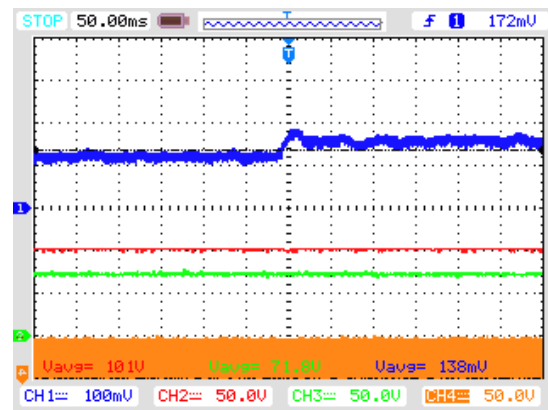


Figura 8. Respuesta ante un aumento de la corriente de carga del convertidor DC-DC

Analizando la figura 8 se puede ver como el control del convertidor DC-DC mantiene la tensión del bus y la tensión de salida de la primera etapa constante aunque se produzca una variación en las corrientes de carga. En este caso la corriente ante un cambio de la referencia del 30% tiene un tiempo de establecimiento de 30 ms.

6 CONCLUSIONES

La estructura de convertidor DC-DC bidireccional propuesta permite adaptar los valores de tensión y corriente entre las baterías y la entrada del SAPC.

Para evitar el modo trabajo en conducción discontinua del convertidor así como las transiciones entre el modo elevador y reductor resulta adecuado conmutar de forma ininterrumpida los cuatro transistores de dicho convertidor. El control por realimentación del estado diseñado mediante la utilización de algoritmos genéticos permite realizar un desacoplamiento entre las dos etapas del convertidor DC-DC. Finalmente los resultados experimentales obtenidos demuestran el correcto funcionamiento del sistema tanto en régimen estacionario como durante el transitorio.

Agradecimientos

Los autores quieren agradecer a la Universitat Jaume I y a la Generalitat Valenciana el apoyo recibido y materializado en los proyectos P11B2013-34 y GV/2014/117 respectivamente.

Referencias

- [1] T. Sun, X. Wang, and X. Ma, "Relationship between the economic cost and the reliability of the electric power supply system in city: A case in Shanghai of China," *Appl. Energy*, vol. 86, no. 10, pp. 2262–2267, Oct. 2009.
- [2] F. Li, W. Qiao, H. Sun, H. Wan, J. Wang, Y. Xia, Z. Xu, and P. Zhang, "Smart Transmission Grid: Vision and Framework," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 1, no. 2, pp. 168–177, Sep. 2010.
- [3] M. Hashmi, S. Hanninen, and K. Maki, "Survey of smart grid concepts, architectures, and technological demonstrations worldwide," in *2011 IEEE PES CONFERENCE ON INNOVATIVE SMART GRID TECHNOLOGIES LATIN AMERICA (ISGT LA)*, 2011, pp. 1–7.
- [4] H. Slootweg, "Smart Grids - the future or fantasy?," in *IET Seminar Digests*, 2009, pp. 10–10.
- [5] M. A. Abusara, J. M. Guerrero, and S. M. Sharkh, "Line-Interactive UPS for Microgrids," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 3, pp. 1292–1300, Mar. 2014.
- [6] T. Ushirokawa, K. Hirose, Y. Okui, K. Yukita, K. Ichiyonagi, and H. Takabayashi, "Microgrid using parallel processing uninterruptible power supply," in *2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, 2012, pp. 1–4.
- [7] H. Rudnick, J. Dixon, and L. Moran, "Delivering clean and pure power," *IEEE Power Energy Mag.*, vol. 1, no. 5, pp. 32–40, Sep. 2003.
- [8] S. Orts-Grau, F. J. Gimeno-Sales, A. Abellan-Garcia, S. Segui-Chilet, and J. C. Alfonso-Gil, "Improved Shunt Active Power Compensator for IEEE Standard 1459 Compliance," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 25, no. 4, pp. 2692–2701, Oct. 2010.
- [9] A. Bhattacharya and C. Chakraborty, "A Shunt Active Power Filter With Enhanced Performance Using ANN-Based Predictive and Adaptive Controllers," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 2, pp. 421–428, Feb. 2011.
- [10] S. Orts-grau, F. J. F. J. Gimeno-sales, S. Segui-Chilet, A. Abellan-Garcia, M. Alcaniz, R. Masot-Peris, S. Seguí-chilet, A. Abellán-garcía, and M. Alcañiz-fillol, "Selective Shunt Active Power Compensator Applied in Four-Wire Electrical Systems Based on IEEE Std. 1459," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 23, no. 4, pp. 2563–2574, Oct. 2008.
- [11] "IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions." pp. 1–50, 2010.
- [12] J. Alfonso-Gil, E. Perez, C. Arino, and H. Beltran, "Optimization Algorithm for Selective Compensation in a Shunt Active Power Filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 6, pp. 1–1, 2014.
- [13] W. Li, X. Lv, Y. Deng, J. Liu, and X. He, "A Review of Non-Isolated High Step-Up DC/DC Converters in Renewable Energy Applications," in *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2009, pp. 364–369.
- [14] D. Patil, A. K. Rathore, and D. Srinivasan, "A non-isolated bidirectional soft switching current fed LCL resonant dc/dc converter to interface energy storage in DC microgrid," in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2015, pp. 709–716.
- [15] Y.-P. Hsieh, J.-F. Chen, L.-S. Yang, C.-Y. Wu, and W.-S. Liu, "High-Conversion-Ratio Bidirectional DC-DC Converter With Coupled Inductor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 210–222, Jan. 2014.
- [16] J.C. Alfonso-Gil; H. Beltran; E. Pérez; C. Ariño, "Power electronic interface developed to

manage power flows and inefficiencies in Smart Grid Applications,” in *XIII Spanish-Portuguese Conference of Electrical Engineering (XIII CHLIE)*, 2013.

- [17] Z. Xuhui, X. Wen, Z. Feng, and G. Xinhua, “A new control strategy for bi-directional DC-DC converter in electric vehicle,” in *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2011, pp. 1–4.
- [18] J. C. Alfonso-Gil, C. Ariño, H. Beltrán, and E. Pérez, “Comparative Study of Current Controllers for Shunt Active Power Compensators used in Smart Grid Applications,” *International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'13)*. 978-84-695-6965-8, Bilbao (Spain), 2013.
- [19] J. C. Alfonso-Gil, C. Ariño, E. Pérez, and H. Beltrán, “Control de un compensador activo selectivo mediante un algoritmo de optimización sujeto a restricciones cuadráticas,” *Rev. Iberoam. Automática e Informática Ind.*, 2011.