

DISEÑO DEL CONTROL DE UN CONVERTIDOR DC-DC DE DOS ETAPAS CON UN ALGORITMO GENÉTICO

O. Flors-Mas, C. Ariño, E. Pérez, J.C. Alfonso-Gil, H. Beltran
Departamento de Ingeniería de Sistemas Industriales y Diseño, Universitat Jaume I.
Av. Sos Baynat s/n, E-12071 Castelló de la Plana, jflors@uji.es

Resumen

Este artículo introduce la estructura y el diseño del control de un convertidor DC-DC bidireccional que sirve para gestionar los flujos de energía en el lado de continua de un filtro activo que asume el rol de master en aplicaciones de microrredes. La topología del convertidor DC-DC permite conectar una combinación de baterías y supercondensadores, como sistema de almacenamiento de energía, con el bus de continua de un filtro activo. Existen diferentes metodologías de control para una operación segura y efectiva de este tipo de convertidor. En este trabajo se compara el clásico Control en modo Corriente Media (CCM) con controladores PI, diseñado utilizando un modelo lineal del convertidor, con la metodología propuesta en este trabajo, que está basada en un controlador de espacio de estados (EE) con ganancias proporcionales y diseñado con una optimización hecha con un algoritmo genético (AG) y un modelo no-lineal del convertidor. El objetivo de ambos diseños es mantener las desviaciones de tensión del bus de continua tan pequeñas como sea posible para asegurar el funcionamiento adecuado del filtro activo cuando el sistema se somete a perturbaciones. Los resultados de simulación muestran que las dos soluciones diseñadas proporcionan resultados aceptables, siendo el control sintonizado con AG el que tiene una respuesta dinámica mejor, un orden de magnitud más rápida que el control CCM.

Palabras clave: Convertidor DC-DC, Algoritmo Genético, Control modo Corriente Media, Control Espacio de Estados.

1 INTRODUCCIÓN

El sistema eléctrico ha evolucionado en las últimas dos décadas hacia un sistema más descentralizado, en el cual la energía ya no sólo la generan unas pocas docenas de centrales eléctricas concretas. Aunque esta evolución sigue y está lejos de acabar, el nuevo paradigma de sistema de distribución involucra la integración de un gran número de generadores abarcando una amplia gama de tecnologías. Entre ellas, no solamente las diferentes fuentes de energía renovable, sino también

la cogeneración y potencialmente las instalaciones de hidrógeno jugarán un papel importante para garantizar la estabilidad del sistema. Además, también tendrán su efecto otros actores como las estrategias de gestión del lado de la demanda (DSM) o la implementación y control adecuados de las microrredes que se establecerán en todo el mundo [8]. Por tanto, aunque esta configuración avanzada de la red permite reducir las pérdidas por transporte de energía eléctrica y por distribución [4], la seguridad del suministro de energía se puede ver amenazada si no se realiza adecuadamente la integración de los diferentes elementos. En el caso de las microrredes, para hacerlas técnicamente viables y permitir una interconexión adecuada, o la conexión con la red principal, éstas necesitarán convertidores de potencia especiales con capacidad para conectarlas o desconectarlas instantáneamente de la red. Aún más, estos convertidores deberán jugar el papel de *master* de la microrred y tendrán que asumir diferentes modos de operación según el estado de interconexión con la red. En este sentido, éstos podrían ser operados como *Shunt Active Power Compensators* (SAPC) [13] en modo conectado, previniendo la transferencia de ineficiencias a la red principal [12], [3], y también podrían funcionar como Sistemas de Alimentación Ininterrumpida (SAI) en modo aislado, ofreciendo parte de la potencia activa requerida por la isla y haciendo posible el balance de generación-carga local [1], [16]. Estas diferentes funcionalidades serán más o menos factibles dependiendo de la capacidad del sistema de almacenamiento de energía introducido en el bus de continua de este convertidor. En este sentido, además de supervisar la conexión con la red y el estado de la microrred, este convertidor tendrá que manejar el flujo de potencia que entra y sale del sistema de almacenamiento de energía. Para hacerlo, deberá tener una estructura similar a la propuesta en [6], en este caso enfocada hacia aplicaciones de vehículo eléctrico. La figura 1 muestra la estructura del convertidor considerado en esta propuesta y cómo al ser el convertidor que ejerce de *master* de la microrred incluye un convertidor DC-DC bidireccional de dos pasos. Éste sirve para facilitar la integración de varias tecnologías de almacenamiento, las cuales, en este caso, están compuestas por una combinación de supercondensadores y baterías. Para el primer paso de conversión DC-DC, que conecta los supercondensadores y las baterías, el ratio de voltajes

de entrada y salida es suficientemente bajo (no más de dos a uno), permitiendo la conexión entre las dos tecnologías de almacenamiento con sólo una etapa de conversión. Por el contrario, para el segundo paso de conversión, la ratio de tensiones de entrada-salida es de alrededor de cinco, de forma que se requieren dos etapas de conversión utilizando una topología simple y robusta como la que se propone en este trabajo.

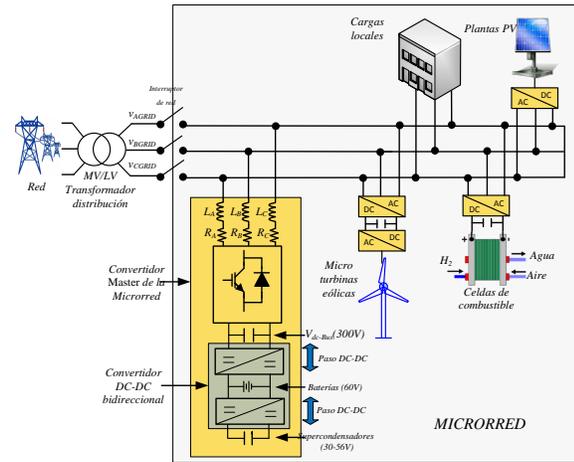


Figura 1: Diagrama de bloques del SAPC incluyendo los convertidores DC-DC utilizados para gestionar el almacenamiento de energía.

De esta manera, el control del primer paso de conversión es simple, y se puede diseñar utilizando modelos básicos del convertidor, como en [2]. Para el segundo paso de conversión este enfoque no es tan útil, por un lado por la desviación introducida por el uso de modelos lineales para aproximar convertidores no lineales, y por otro lado por el acoplamiento existente entre el comportamiento de las dos etapas de conversión. Estas razones invalidan el diseño de los controladores correspondientes por separado, y piden un diseño integrado del control del convertidor completo.

Existen múltiples enfoques para tratar con un proceso de diseño de este tipo. Entre ellas, una posible solución es plantear un problema de optimización el cual, en su caso general, tendrá muchos parámetros y será no convexo. Los Algoritmos Genéticos (AG) han demostrado una capacidad importante para resolver este tipo de problemas de optimización, tal y como se desprende de la literatura existente. Por ejemplo, aunque el conocimiento experto es habitualmente esencial para obtener normas para control borroso, en [5] se utiliza un AG para optimizar los parámetros de un supervisor de lógica borrosa para sistemas de energía eléctrica integrados. Por otro lado, un algoritmo para extraer un sistema de control borroso para procesos industriales no lineales sin utilizar de forma explícita este conocimiento experto se desarrolla en [11]. Estas capacidades se aprovechan también en [10] para diseñar un controlador H^∞ para una columna de destilación.

Aún más, en [15], se utilizan AG tanto para extraer los parámetros de una curva de ajuste como para diseñar un PID sujeto a múltiples objetivos de optimización. Por esta razón, este artículo intenta diseñar el control del convertidor DC-DC de dos formas distintas: primero, un diseño basado en un modelo lineal del convertidor, y segundo, un diseño basado en una optimización con AG sobre el modelo no lineal. Los resultados obtenidos con los dos diseños se comparan posteriormente.

El artículo se organiza como sigue. La sección 2 detalla la estructura del controlador propuesto e introduce el principio de funcionamiento. En la sección 3, se describen los objetivos de los controladores juntamente con dos estrategias diferentes para conseguirlos. La sección 4 presenta los resultados del diseño de los dos controladores diferentes, con una comparativa de la tensión de salida del convertidor para distintos casos de carga. Finalmente, la sección 5 cierra el artículo con algunas observaciones a modo de conclusión.

2 ESTRUCTURA DEL CONVERTIDOR

La estructura del convertidor considerado se puede ver en la figura 2. Consiste en dos etapas de conversión conectadas en serie. La primera etapa aumenta la tensión del valor nominal de 60 V de las baterías hasta un valor intermedio de 120 V, y la segunda etapa aumenta la tensión de 120 V a 300 V, la tensión nominal del bus de continua del SAPC, que coincide con el valor de tensión de salida que debe controlar el convertidor DC-DC, V_o . El convertidor presenta las dos bobinas y los dos condensadores correspondientes, uno por etapa. Los valores utilizados en el modelo son: $L_1 = L_2 = 650\mu\text{H}$ y $C_1 = C_2 = 470\mu\text{F}$, con resistencias equivalentes en serie (R_L, R_C) de $1\text{m}\Omega$ cada uno.

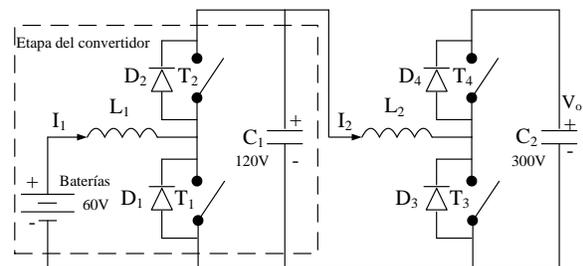


Figura 2: Estructura interna del convertidor estudiado

Este convertidor debe operar de forma bidireccional, con flujos de corriente introducidos y extraídos de las baterías. Considerando la primera etapa, cuando se extrae energía de las baterías hacia el condensador C_1 , la corriente fluye a través de T_1 y D_2 ($I_1 > 0$). Al contrario, cuando la energía del condensador se almacena en las baterías, la corriente fluye a través de T_2 y D_1

($I_1 < 0$). Para conseguir transiciones suaves entre estos dos modos de operación, los interruptores de cada etapa se modulan utilizando señales de conmutación complementarias y no superpuestas. Esta estrategia de control permite el intercambio de energía en dos direcciones con sólo pequeños cambios en el ciclo de trabajo aplicado a los interruptores [17]. La segunda etapa de conversión funciona de la misma forma con $T_3 - D_4$ y $T_4 - D_3$.

3 DISEÑO DEL CONTROLADOR

El controlador se diseña con el objetivo de minimizar el efecto de las perturbaciones sobre la tensión de salida (V_o) del convertidor DC-DC. Para conseguirlo, se pueden seguir múltiples estrategias, como minimizar la sobreoscilación o el tiempo de establecimiento independientemente, o también minimizar algún tipo de error. Para lograr un balance entre sobreoscilación y tiempo de establecimiento, el parámetro seleccionado para minimizar en este trabajo es el Error Absoluto Integral (EAI), que se puede definir como:

$$EAI = \int |\varepsilon| dt = \int |V_{ref} - V_o| dt \quad (1)$$

dónde V_{ref} es la referencia de la tensión de salida.

3.1 DISEÑO BASADO EN EL MODELO LINEALIZADO

Para empezar, se realiza un diseño basado en un modelo linealizado y utilizando un Control modo Corriente Media (CCM). Este tipo de control se basa en el control del convertidor *boost* descrito en [7] y extendido para considerar dos direcciones de corriente, y se compone de dos bucles de control anidados. El bucle exterior, o bucle de tensión, usa un controlador PI, $G_v(s)$, para proporcionar una referencia de corriente al bucle interno. Esta referencia de corriente es aprovechada por un segundo controlador PI, $G_c(s)$, para calcular el ciclo de trabajo a aplicar al transistor correspondiente T_1 , mientras que una señal complementaria se aplica al otro transistor. Esto se puede ver en la figura 3, donde I_L y I_{ref} son la corriente de la inductancia y la corriente de referencia, V_o y V_{ref} son la tensión de salida y la tensión de referencia, y D es el ciclo de trabajo.

Se requieren dos controladores PI para cada etapa del convertidor, y por tanto se deben diseñar un total de cuatro controladores PI. La figura 4 muestra un esquema de la figura 3, donde se puede ver que se requieren dos funciones de transferencia distintas del convertidor para realizar el diseño. Las funciones de transferencia son $A_v(s)$, que da la variación de la tensión de salida según la variación del ciclo de trabajo, y $ILD(s)$, que da la variación de la corriente de la in-

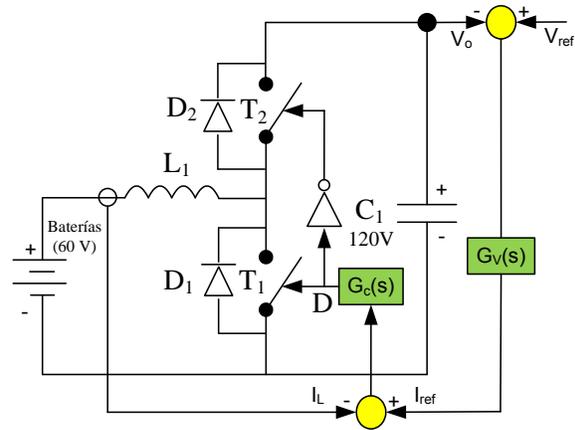


Figura 3: Control modo Corriente Media para un convertidor DC-DC.

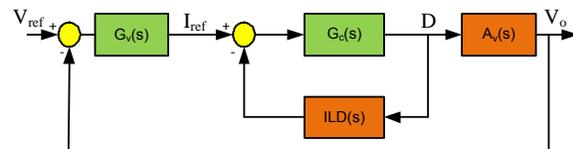


Figura 4: Esquema de bloques del Control modo Corriente Media.

ductancia según la variación de ciclo de trabajo. Estas funciones de transferencia se toman de un modelo linealizado del convertidor, derivado en [9] y representado en la figura 5. Esta figura muestra el modelo donde: L es la inductancia de la bobina, C la capacidad del condensador, R_L y R_C las resistencias equivalentes en serie respectivas, R la resistencia de la carga, D es el ciclo de trabajo medio y d su variación, I_L es la corriente media de la bobina e i_L su variación, y V_o es la tensión media a la salida y v_o su variación. Las funciones de transferencia derivadas se presentan en las ecuaciones 2 y 3.

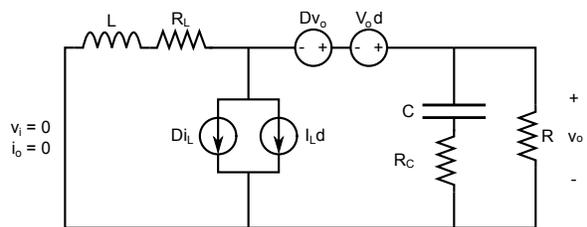


Figura 5: Modelo linealizado del convertidor DC-DC.

$$A_v(s) = \left. \frac{v_o(s)}{d(s)} \right|_{v_i=i_o=0} = \frac{-V_o R_C}{(1-D)(R+R_C)} \frac{f(s)}{s^2 + k_1 s + k_2} \quad (2)$$

$$ILD(s) = \left. \frac{i_L(s)}{d(s)} \right|_{v_i=i_o=0} = \frac{1}{s^2 + k_1 s + k_2} \left(\frac{V_o(R + 2R_C)}{L(R + R_C)} s + \frac{C(R/2 + R_C)}{L(R + R_C)} \right) \quad (3)$$

dónde:

$$f(s) = \left(s + \frac{1}{CR_C} \right) \left\{ s - \frac{1}{L} [R(1-D)^2 - R_L] \right\} \quad (4)$$

$$k_1 = \frac{C[R_L(R + R_C) + (1-D)^2 RR_C] + L}{LC(R + R_C)} \quad (5)$$

$$k_2 = \frac{R_L + (1-D)^2 R}{LC(R + R_C)} \quad (6)$$

Con este modelo linealizado, los controladores se pueden diseñar siguiendo la metodología descrita en [14]. Esta metodología se basa en realizar un diseño en frecuencia de manera que se minimiza aproximadamente el EAI.

Primero, el controlador de corriente se sintoniza utilizando un ajuste simple acotando la ratio entre la posición del cero del controlador y la frecuencia de cruce de la ganancia. Posteriormente, con el controlador de corriente resultante, se obtiene la función de transferencia del bucle cerrado y el segundo controlador (de tensión) se sintoniza utilizando la misma metodología. Esto se realiza para las dos etapas de forma independiente, obteniendo cuatro compensadores de frecuencia distintos con estructura PI. Los valores finales son:

$$G_{v1}(s) = 0,6634 \left(1 + \frac{1}{0,00137s} \right) \quad (7)$$

$$G_{c1}(s) = 0,002075 \left(1 + \frac{1}{0,003277s} \right) \quad (8)$$

$$G_{v2}(s) = 0,5092 \left(1 + \frac{1}{0,004518s} \right) \quad (9)$$

$$G_{c2}(s) = 0,026713 \left(1 + \frac{1}{0,003215s} \right) \quad (10)$$

Donde el subíndice 1 se refiere a los controladores de la primera etapa del convertidor (de 60 a 120 V) y el subíndice 2 se refiere a la segunda etapa, de 120 a 300 V.

3.2 DISEÑO BASADO EN ALGORITMO GENÉTICO

Para mejorar la respuesta de los controladores anteriores, se diseña un segundo conjunto de controladores que tienen en cuenta el acoplamiento entre las etapas del convertidor. La estructura del controlador de realimentación de estado que se debe sintonizar es:

$$D_1 = K_1 \cdot x \quad (11)$$

$$D_2 = K_2 \cdot x \quad (12)$$

dónde $x = (E_{I_1}, E_{V_1}, E_{I_2}, E_{V_2}, \int E_{V_1}, \int E_{V_2})^T$ es el vector de estado del sistema con $E_{V_1} = V_{1,ref} - V_1$ y $E_{V_2} = V_{2,ref} - V_2$ los errores de tensión de salida, con el subíndice 1 para la primera etapa y el 2 para la segunda etapa; $E_{I_1} = I_{1,ref} - I_1$ y $E_{I_2} = I_{2,ref} - I_2$ los errores en la corriente de las bobinas; $\int E_{V_1}$ y $\int E_{V_2}$ las integrales de los errores de tensión; y finalmente, D_1 y D_2 los ciclos de trabajo de cada etapa. Debe notarse que las referencias de corriente $I_{1,ref}$ y $I_{2,ref}$ son dependientes de la carga conectada al convertidor, y, por tanto, son desconocidos en el diseño inicial. Por tanto, se fijan a un valor intermedio igual a 0 A, mientras $V_{1,ref}$ y $V_{2,ref}$ son constantes conocidas de 120 V y 300 V, respectivamente.

Se introduce también una estrategia de *anti-windup*, de forma que la acumulación de la integral de tensión se trunca si la salida de cada controlador (D_1, D_2) excede el rango de 0 a 1.

Por tanto, para diseñar estos controladores, se deben determinar doce parámetros distintos y acoplados (seis por cada etapa del convertidor).

Como se ha explicado anteriormente, el objetivo del diseño de los controladores es minimizar el EAI, lo cual significa que se requiere una salida del sistema. En vez de utilizar el modelo linealizado, este diseño se realiza utilizando un modelo no lineal más representativo del sistema, implementado en MATLAB/Simulink utilizando la *toolbox* de SimPowerSystems, que se puede ver en la figura 6. Esto permite representar el comportamiento del sistema completo de forma más fiable. Sabiendo que, con este enfoque, no es necesaria una definición matemática precisa del sistema, la mayor parte de las estrategias de optimización no serían capaces de proveer una solución para el controlador. Sin embargo, este tipo de optimización multivariable se puede resolver de forma eficiente utilizando AG.

La *toolbox* de optimización de MATLAB ya incluye una función de AG que permite este tipo de optimización, permitiendo adaptar ciertos parámetros así como la función objetivo. En este trabajo en particular, las opciones por defecto de la función de MATLAB devolvieron buenos resultados, y, por tanto, no se modificaron. De este modo, el cruce se realiza creando hijos a partir de una media ponderada (aleatoriamente) de los padres. La élite, es decir, el número de individuos de la presente generación a los que se garantiza la supervivencia, es de dos. Finalmente, la mutación se realiza con una función de adaptación viable, que genera aleatoriamente direcciones en las que cada individuo variará, y mueve al individuo en esa dirección una distancia aleatoria, siempre respetando las restricciones del problema.

El tamaño de población (20) y el máximo número de generaciones (100) tampoco se modificaron. Aún así,

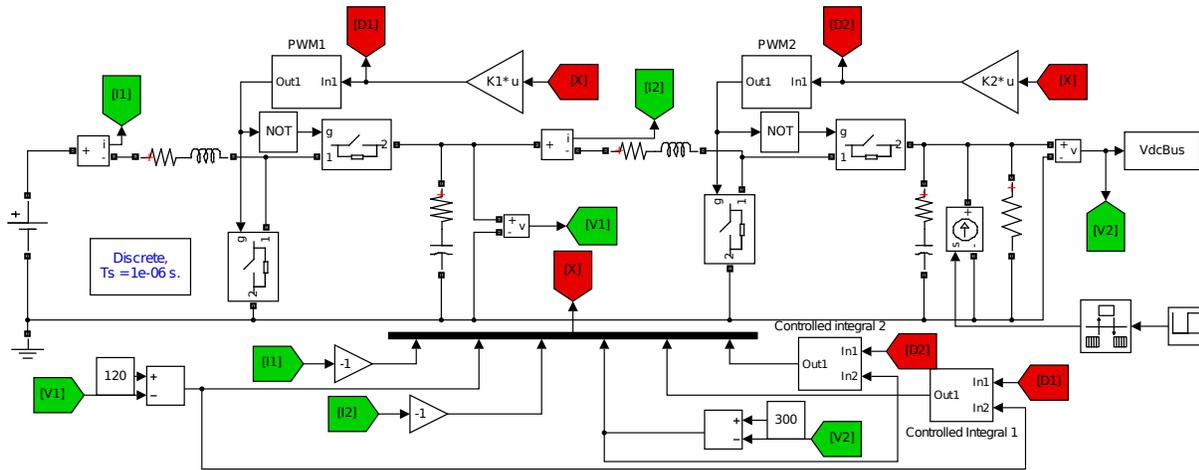


Figura 6: Modelo de SimPowerSystems del convertidor y de su control de espacio de estados.

fue necesario personalizar la función objetivo para hacerla representativa de la respuesta del controlador teniendo en cuenta el EAI de la tensión de salida anteriormente definido en (1) para varios casos de funcionamiento. Se consideraron las condiciones de operación más agresivas para el convertidor, es decir, cambios abruptos en la corriente demandada hacia el bus de continua por parte del SAPC (debido a cambios producidos cuando nuevas cargas se conectan o desconectan de la microrred). En este sentido, se consideran seis experimentos distintos y la función objetivo personalizada devuelve la suma de los respectivos EAI para cada caso. Por tanto, el mejor controlador es aquél que, en todas las situaciones posibles, tiene en media el mínimo EAI de la tensión de salida.

En particular, estos seis cambios de carga se seleccionaron considerando una potencia máxima del convertidor de 3kW (10 A a 300 V). Los cambios son: de 5 A a 10 A, de 10 A a 5 A, -5 A a 5 A, 5 A a -5 A, -10 A a -5 A y -5 A a -10 A. Debe notarse que las corrientes positivas corresponden a corrientes fluyendo de baja tensión a alta tensión y corrientes negativas a flujos inversos. En este sentido, estos experimentos cubren todo el rango desde máxima potencia positiva hasta máxima potencia negativa, así como cambios en la dirección de la corriente. Después de realizar la optimización, la función de MATLAB devolvió el mejor controlador, que resultó ser:

$$K_1 = (0,091, 0,058, -0,027, -0,059, 7,32, 2,63) \quad (13)$$

$$K_2 = (0,0002, 0,008, 0,013, 0,082, 0,514, 8,29) \quad (14)$$

Conviene tener en cuenta que, aunque los términos que multiplican $\int E_{V_1}$ y $\int E_{V_2}$ son mucho mayores que el resto, su efecto en el ciclo de trabajo es similar al que proporcionan los otros términos. Esto se debe al hecho de que las variaciones de la integral durante los transitorios son pequeñas. Aún más, se puede ver que el ciclo de trabajo D_1 no depende sólo de E_{I_1} y E_{V_1} , sino también de E_{I_2} y E_{V_2} , debido al acoplamiento

entre etapas del convertidor. Esto es porque la evolución de la tensión en C_1 se ve muy afectada por I_2 , y por tanto el controlador reacciona para compensar este efecto. Por el contrario, D_2 no depende tanto de las variables de la primera etapa porque el acoplamiento es significativamente menor en el otro sentido.

Por la complejidad de la optimización realizada, se requirieron varias horas para conseguir una solución, habiendo limitado el tiempo total a un día completo. Como ya se ha comentado, durante este cálculo, se crearon y evaluaron 100 generaciones de 20 individuos cada una, con la optimización ejecutándose en un ordenador de sobremesa con un procesador Intel Core i3 de 3,06 GHz y dos núcleos, sin hacer uso de computación en paralelo.

La figura 7 representa la evolución del mínimo de la función objetivo (la suma de los EAI para diferentes cambios de carga) respecto de las diferentes generaciones de controladores calculadas. El gráfico muestra claramente una importante reducción del EAI de la tensión de salida del convertidor, pero también muestra cómo esa reducción se estabiliza a un valor dado, indicando la presencia de un mínimo local.

4 RESULTADOS

Aunque se consideraron seis cambios de carga distintos en el diseño de los controladores, podría pasar que el AG devolviera un controlador altamente especializado en esas situaciones pero que fallara para controlar la tensión de continua ante cambios de carga distintos. Para confirmar la validez del controlador para un amplio rango de condiciones de operación, se consideraron seis cambios de carga diferentes para validar el diseño. Estos se resumen en la tabla 1: de 8 A a 3 A, 3 A a 8 A, -3 A a 2 A, 2 A a -3 A, -4 A a -9 A y -9 A a -4 A.

Por tanto, el comportamiento del sistema se ha simula-

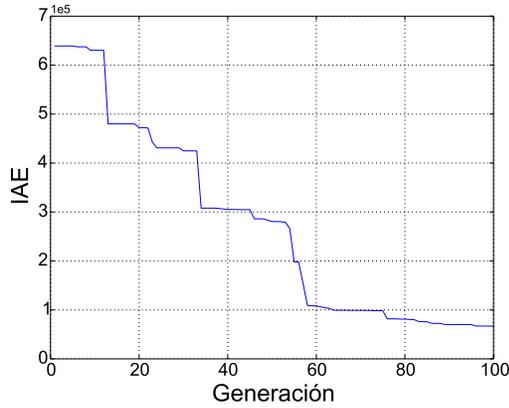


Figura 7: Evolución del mínimo EAI para diferentes generaciones de controladores

do para ambos controladores (el diseñado con modelo linealizado y el diseñado con modelo no lineal) bajo estos nuevos cambios de carga, y se ha calculado el EAI de la tensión de salida para cada caso. Los resultados se muestran en la tabla 1, donde se puede ver que las diferencias en el EAI para los dos controladores considerados son significativas, siendo los controladores sintonizados con AG un orden de magnitud mejores en todos los casos. Aún más, la diferencia en la respuesta de los dos controladores se puede observar en las figuras 8, 9 y 10 para tres cambios de carga distintos, respectivamente. Estas figuras muestran cómo la sobreoscilación de la tensión de salida para el controlador de espacio de estados es aproximadamente un 25 % de la sobreoscilación para el controlador CCM, mientras el tiempo de establecimiento es aproximadamente la décima parte.

Tabla 1: Resultados de *EAI* para los dos tipos de controlador considerados.

Cambio de carga	EAI CCM	EAI EE
8A a 3A	7.5199e+04	5.0412e+03
3A a 8A	9.5297e+04	9.8219e+03
-3A a 2A	7.4450e+04	4.4845e+03
2A a -3A	6.0267e+04	6.0352e+03
-4A a -9A	5.9926e+04	1.0422e+04
-9A a -4A	5.9123e+04	7.2584e+03

5 CONCLUSIONES

Se han considerado e implementado dos estrategias de control para diseñar el sistema de control de un convertidor DC-DC bidireccional, que conecta un sistema de almacenamiento de energía en tensión continua con el bus de continua de un filtro activo instalado en una microrred. Los controladores requeridos por este convertidor DC-DC se han diseñado con el objetivo de minimizar el efecto de perturbaciones en la tensión

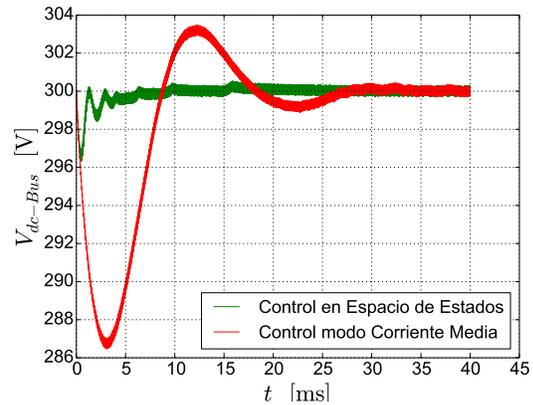


Figura 8: Comparativa de la tensión de salida para un cambio de carga de 3A a 8A.

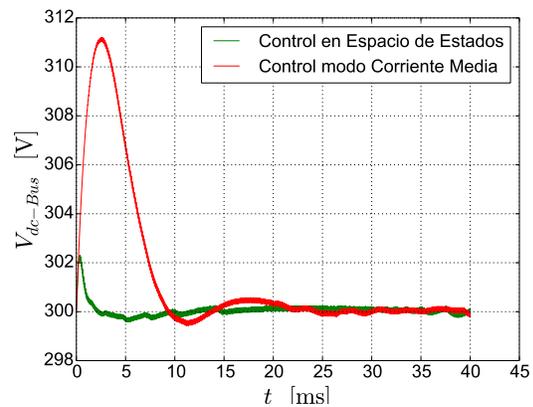


Figura 9: Comparativa de la tensión de salida para un cambio de carga de 2A a -3A.

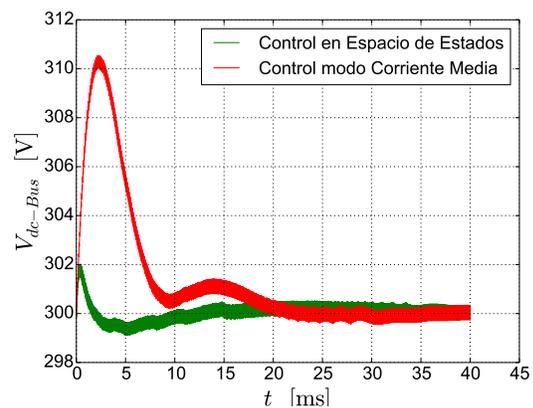


Figura 10: Comparativa de la tensión de salida para un cambio de carga de -4A a -9A.

del bus de continua. La primera estrategia corresponde a una solución clásica con dos bucles de control anidados que incluye los correspondientes controladores PI y que se calcula con el modelo linealizado del convertidor. La segunda estrategia, la cual es la novedad propuesta en este trabajo, está basada en una realimentación de espacio de estados y se calcula con un modelo no lineal del convertidor. Esta propuesta se sirve de un algoritmo genético para calcular la ganancia de los controladores. Por tanto, la primera estrategia es simple y proporciona resultados aceptables, mientras que la segunda estrategia mejora largamente la primera, con tiempos de establecimiento que son un orden de magnitud menores que la primera, y sobreoscilaciones que llegan a reducirse un 75 %.

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] Abusara, M., Guerrero, J. M., Sharkh, S. M. (2014). Line-interactive UPS for microgrids. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 61(3), pp. 1292-1300.
- [2] Alfonso-Gil, J. C., Beltran, H., Flors, O., Pérez, E., Ariño, C., Bergas, J. (2014). Design of a bidirectional DC-DC converter to connect supercapacitors and batteries in microgrid applications. *Modeling and Simulation of Electric Machines, 11th International Conference on*, pp. 18-24.
- [3] Alfonso-Gil, J. C., Perez, E., Arino, C., Beltran, H. (2015). Optimization Algorithm for Selective Compensation in a Shunt Active Power Filter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.62, no.6, pp. 3351-3361.
- [4] Belenguer, E., Beltran, H., Aparicio, N. (2007). Distributed generation power inverters as shunt active power filters for losses minimization in the distribution network. *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, pp. 1-10.
- [5] Breban, S., Saudemont, C., Vieillard, S., Robyns, B. (2013). Experimental design and genetic algorithm optimization of a fuzzy-logic supervisor for embedded electrical power systems. *Mathematics and Computers in Simulation*, 91, pp. 91-107.
- [6] Camara, M. B., Gualous, H., Gustin, F., Berthon, A. (2008). Design and new control of DC/DC converters to share energy between supercapacitors and batteries in hybrid vehicles. *Vehicle Technology, IEEE Transactions on*, 57(5), pp. 2721-2735.
- [7] Dixon, L. (1990). Average current mode control of switching power supplies. *Unitrode Power Supply Design Seminar Manual*, pp. 1-12.
- [8] Fan, J., Borlase, S. (2009). The evolution of distribution. *Power and Energy Magazine, IEEE*, 7(2), pp. 63-68.
- [9] Kazimierczuk, M. K. (2008). Pulse-width modulated DC-DC power converters. John Wiley & Sons.
- [10] Kitsios, I., Pimenides, T. (2002). H_{∞} controller design for a distillation column using genetic algorithms. *Mathematics and Computers in Simulation*, 60(3), pp. 357-367.
- [11] Mendes, J., Araújo, R., Matias, T., Seco, R., Belchior, C. (2014). Automatic extraction of the fuzzy control system by a hierarchical genetic algorithm. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 29, pp. 70-78.
- [12] Orts-Grau, S., Gimeno-Sales, F. J., Seguí-Chilet, S., Alfonso-Gil, J. C. (2010). Improved shunt active power compensator for IEEE standard 1459 compliance. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 25(4), pp. 2692-2701.
- [13] Rudnick, H., Dixon, J., Moran, L. (2003). Delivering clean and pure power. *Power and Energy Magazine, IEEE*, 1(5), pp. 32-40.
- [14] Sanchis, R., Romero, J. A., Balaguer, P. (2010). Tuning of PID controllers based on simplified single parameter optimisation. *International Journal of Control*, 83(9), pp. 1785-1798.
- [15] Tan, W. W., Lu, F., Loh, A. P., Tan, K. C. (2005). Modeling and control of a pilot pH plant using genetic algorithm. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 18(4), pp. 485-494.
- [16] Ushirokawa, T., Hirose, K., Okui, Y., Yukita, K., Ichianagi, K., Takabayashi, H. (2012). Microgrid using parallel processing uninterruptible power supply. *Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2012 International Conference on*, pp. 1-4.
- [17] Xuhui, Z., Wen, X., Feng, Z., Xinhua, G. (2011). A new control strategy for bi-directional DC-DC converter in electric vehicle. *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on*, pp. 1-4.