

# Control en modo deslizante para un convertidor reductor multifase en entrelazado con ecualización de corriente

R. Ramos\*, D. Biel\*, E. Fossas\*\*

UPC- Instituto de Organización y Control de sistemas industriales (IOC). Barcelona, España. (\*) Departamento de Ingeniería Electrónica, (\*\*) Departamento de Ingeniería de Sistemas, Automática e Informática Industrial ([lara@eel.upc.edu](mailto:lara@eel.upc.edu), [biel@eel.upc.edu](mailto:biel@eel.upc.edu), [enric.fossas@upc.edu](mailto:enric.fossas@upc.edu))

**Resumen**— La presente comunicación aplica la técnica de control en modo de deslizamiento para la obtención de robustez frente a variaciones de la tensión de entrada, de la carga y de la tensión de referencia en un convertidor reductor multifase. Con el objetivo de garantizar una correcta distribución de potencia entre las diversas fases se modifican adecuadamente las superficies de conmutación para lograr una ecualización de corrientes. De este modo el control propuesto permite regular la tensión de salida, lograr una correcta ecualización de corrientes y minimizar el rizado de corriente en el nodo de conexión de la carga. El diseño se valida mediante resultados de simulación.

robustez requerida cuando se producen variaciones de la tensión de entrada, la tensión de referencia o la carga. Sin embargo, el convertidor multifase controlado en modo de deslizamiento presentado en los anteriores artículos no permite ecualizar las corrientes circulantes por las distintas fases cuando, por ejemplo, éstas tienen pérdidas óhmicas diferentes.

En esta comunicación se modifican las superficies de conmutación ya introducidas en [16]-[18] a fin de lograr la ecualización de corrientes en el convertidor reductor, manteniendo el entrelazado.

## I. INTRODUCCIÓN

Entre las propiedades del control en modo de deslizamiento destaca su robustez frente a las variaciones paramétricas y perturbaciones externas. Este control ha sido ampliamente aplicado de forma satisfactoria en convertidores de potencia [1-15]. Sin embargo, el control en modo de deslizamiento conlleva un problema de rizado (el conocido “chattering”) en las variables de estado debido a la limitación de la frecuencia de conmutación que surge a la hora de su implementación. Existen algunas técnicas de supresión de dicho rizado que, si bien son factibles en algunos casos, no son aplicables en sistemas gobernados por interruptores como son aquellos relacionados con la electrónica de potencia.

En el artículo “Chattering suppression in multiphase power converters” [16], escrito por V. Utkin y sus colaboradores, se describe una técnica desarrollada para la reducción del rizado en sistemas conmutados controlados en modo deslizante. Esta técnica se basa en una ampliación de la planta, aumentando el número de interruptores, de tal modo que su gobierno conlleva la disminución del rizado en las variables de interés. Para ello se diseñan nuevas superficies de conmutación (que gobiernan los nuevos interruptores) con un desfase adecuado para alcanzar la reducción deseada. Este efecto, nuevo en la teoría de control en modo de deslizamiento, ya era conocido como técnica de entrelazado o “interleaving” propia de los convertidores multifase o los convertidores en paralelo. Los resultados presentados en ese artículo fueron puestos en práctica en [17] confirmando los resultados teóricos previstos. La referencia [18] presenta modificaciones en las leyes de control anteriormente comentadas para lograr la

## II. DISEÑO DEL CONTROL EN MODO DE DESLIZAMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR MULTIFASE

Un convertidor reductor multifase está compuesto de varios convertidores reductores (“Buck”) que comparten el condensador de salida y la carga. Esta topología se puede modelar mediante el siguiente conjunto de ecuaciones diferenciales:

$$\begin{aligned} L \frac{di_1}{dt} &= -R_L \cdot i_1 - v_C + E \cdot u_1 \\ &\vdots \\ L \frac{di_m}{dt} &= -R_L \cdot i_m - v_C + E \cdot u_m \\ C \frac{dv_C}{dt} &= i_1 + \dots + i_m - \frac{v_C}{R} \end{aligned} \quad (1)$$

donde  $m$  es el número de fases,  $i_k$  es la corriente circulante por la  $k$ -ésima fase,  $v_C$  es la tensión en bornes del condensador de salida y la variable  $u_i$  toma los valores en el conjunto  $u_i \in \{0,1\}$ . Obsérvese que el estudio supone que las inductancias son iguales y poseen el mismo valor de resistencia de pérdidas ( $R_L$ ); además, la tensión de entrada ( $E$ ) es común a todas las fases.

Con fines analíticos se procede a efectuar el siguiente cambio de variables:

$$\begin{aligned} u_1 &= 0.5 \cdot (1 + v_1) \\ &\vdots \\ u_m &= 0.5 \cdot (1 + v_m) \end{aligned} \quad (2)$$

donde  $v_i$  toma los valores en el conjunto  $v_i \in \{-1,1\}$ .

Sustituyendo (2) en (1), se obtiene:

$$\begin{aligned}
L \frac{di_1}{dt} &= -R_L \cdot i_1 - v_C + \frac{E}{2} + \frac{E}{2} \cdot v_1 \\
&\vdots \\
L \frac{di_m}{dt} &= -R_L \cdot i_m - v_C + \frac{E}{2} + \frac{E}{2} \cdot v_m \\
C \frac{dv_C}{dt} &= i_1 + \dots + i_m - \frac{v_C}{R}
\end{aligned} \quad (3)$$

La primera fase se controla mediante la superficie de conmutación siguiente:

$$S_1 = i_{ref} - i_1 \quad (4)$$

donde  $i_{ref} = \frac{V_{ref}}{m \cdot R}$ , siendo  $V_{ref}$  la tensión deseada en bornes de la carga.

Con el objetivo de determinar la ley de control se procede a derivar la ecuación (4), resultando:

$$\dot{S}_1 = \frac{1}{L} \cdot \left( R_L \cdot i_1 + v_C - \frac{E}{2} - \frac{E}{2} \cdot v_1 \right) \quad (5)$$

Asumiendo que el estado se encuentra próximo al régimen estacionario:

$$\dot{S}_1 \cong \frac{1}{L} \cdot \left( R_L \cdot i_{ref} + V_{ref} - \frac{E}{2} - \frac{E}{2} \cdot v_1 \right) \quad (6)$$

La ley de control  $v_1 = \text{sign}(S_1)$  garantiza  $S_1 \dot{S}_1 < 0$ , bajo la hipótesis que  $-1 < v_{1eq} < 1$ , donde  $v_{1eq}$  se obtiene de imponer  $\dot{S}_1 = S_1 = 0$  en la ecuación (6).

El procedimiento detallado en [8] permite obtener la frecuencia de conmutación en estado estacionario cuando se implementa el control en modo de deslizamiento mediante un ciclo de histéresis de anchura  $\Delta$ . Ésta viene dada por:

$$f_s = \frac{E}{L \Delta} \cdot u_{eq} \cdot (1 - u_{eq}) \quad (7)$$

donde el control equivalente puede obtenerse a partir de (2) y (6) y viene dado por la expresión:

$$u_{eq} = \frac{V_{ref}}{E} \left( 1 + \frac{R_L}{m \cdot R} \right) \quad (8)$$

De este modo el ajuste de la anchura de ciclo de histéresis ( $\Delta$ ) permite sintonizar la frecuencia de conmutación al valor deseado. Obsérvese, por otra parte, que la frecuencia de conmutación depende del valor de la resistencia de carga, de la tensión de entrada y de la tensión que se desea a la salida.

Asumiendo que se utiliza una estrategia de control Maestro-Esclavo ("Master-Slave") [16], el sincronismo de las fases se obtiene considerando las siguientes superficies de conmutación:

$$\begin{aligned}
S_2^* &= K \int (u_1 - u_2) dt \\
&\vdots \\
S_m^* &= K \int (u_{m-1} - u_m) dt
\end{aligned} \quad (9)$$

cuyas derivadas, en función de la ley de control  $v_i = \text{sign}(S_i^*)$ , son:

$$\begin{aligned}
\dot{S}_2^* &= 0.5 K (v_1 - v_2) \\
&\vdots \\
\dot{S}_m^* &= 0.5 K (v_{m-1} - v_m)
\end{aligned} \quad (10)$$

El valor de la constante  $K$  se diseña para garantizar el desfase adecuado entre las diversas acciones de control. Obsérvese que, con el control adecuado, los controles equivalentes en todas las fases adquieren los mismos valores indicando la adquisición del mismo régimen deslizante ideal.

La figura 1 muestra la evolución de  $S_1$  y  $S_2^*$  cuando existe un desfase  $T_\Phi$  entre las señales de control  $v_1$  y  $v_2$  y la frecuencia de conmutación se ajusta mediante un ciclo de histéresis de anchura  $\Delta$ . Recuérdese que las derivadas de las superficies de conmutación vienen dadas por (6) y (10):

$$\dot{S}_1 = a - \frac{E}{2L} \cdot \text{sign}(S_1) \quad (11)$$

$$\dot{S}_2^* = 0.5 K (\text{sign}(S_1) - \text{sign}(S_2^*))$$

$$\text{donde: } a = \frac{1}{L} \cdot \left( V_{ref} \cdot \left( 1 + \frac{R_L}{m \cdot R} \right) - \frac{E}{2} \right).$$

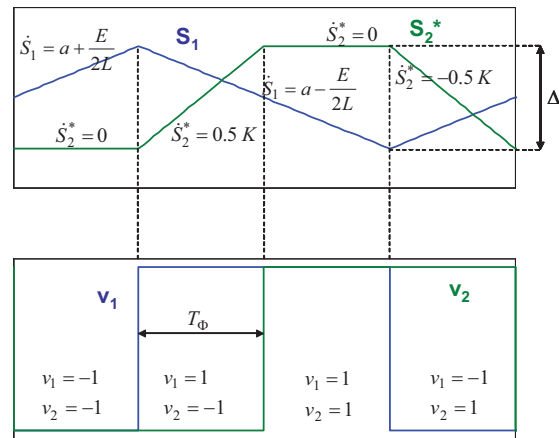


Fig. 1. Evolución de las superficies de conmutación y de las señales de control

De la figura 1, se tiene que el retardo entre las dos señales de control viene dado por:  $T_\Phi = \frac{\Delta}{K}$ ; y dado que

por diseño se requiere  $T_\Phi = \frac{T_s}{m}$ , a partir de (7) se deduce

que el valor del parámetro  $K$  debe ser:

$$K = \frac{2 \Delta m}{T_s} = \frac{2 E m}{L} \cdot u_{eq} \cdot (1 - u_{eq}) \quad (12)$$

Obsérvese que, de forma análoga a como ocurría con el ajuste del ciclo de histéresis, el ajuste del valor de la constante  $K$  depende del control equivalente y, por lo tanto, del valor de la carga, de la tensión de entrada y de la tensión deseada a la salida. Por otra parte, nótese que el ajuste del desfase puede realizarse de forma independiente al ajuste de la frecuencia de conmutación.

La condición  $|\dot{S}_2^*| > |\dot{S}_1|$  debe cumplirse para garantizar el desfase deseado. En nuestro caso, ello implica que:

$K > \frac{E}{2L} + |a|$ . Que, a su vez, puede reescribirse como:

$$K > \frac{E}{2L} + \frac{1}{L} \cdot \left| V_{ref} \cdot \left( 1 + \frac{R_L}{m \cdot R} \right) - \frac{E}{2} \right| \quad (13)$$

o bien, utilizando las ecuaciones (8) y (12):

$$2m u_{eq} (1 - u_{eq}) > 1 + |2u_{eq} - 1| \quad (14)$$

que proporciona los siguientes límites de funcionamiento:

$$\begin{aligned} u_{eq} < 0.5 &\Rightarrow u_{eq} > \frac{1}{m} \\ u_{eq} > 0.5 &\Rightarrow u_{eq} < 1 - \frac{1}{m} \end{aligned} \quad (15)$$

Estas condiciones indican el número mínimo de fases requeridas para una tensión de salida deseada.

### III. CONSIDERACIONES DE IMPLEMENTACIÓN

La implementación final de las leyes de control debe considerar dos efectos que no se han tenido en cuenta en su desarrollo teórico. El primero está relacionado con las variaciones de tensión de entrada, tensión de referencia y carga a las que se encontrará sometida la etapa de potencia. El segundo aspecto a tener en cuenta es el hecho de que las pérdidas óhmicas sean diferentes entre las diferentes fases que componen el convertidor (lo cual es habitual).

Los siguientes subapartados presentan las modificaciones y mejoras añadidas en los controladores a fin de mantener las prestaciones requeridas en el convertidor multifase.

#### A. Entrelazado adaptado a variaciones de la tensión de entrada, la tensión de referencia y la carga

El análisis anterior permite garantizar un entrelazado de corrientes óptimo (minimizar el rizado de corriente) para unas condiciones de trabajo concretas. Esto es, tensión de entrada, tensiones de referencia y carga prefijadas y conocidas. Para ello se ajusta adecuadamente los valores del ciclo de histéresis de los comparadores y el valor del parámetro  $K$  utilizado en las superficies de conmutación definidas en la ecuación (9). El desfase de las corrientes circulantes por las distintas fases se ajusta mediante el valor del parámetro  $K$ . Por este motivo, al permanecer  $K$  fija, el desfase permanece constante aunque se produzcan variaciones de la frecuencia de conmutación debido a perturbaciones en la tensión de entrada, en la tensión de referencia o en la carga. En [18] se presenta una posible solución a este problema. Para ello, el parámetro  $K$  se adapta en función del periodo de conmutación de la superficie Máster definida en la ecuación (4). El valor del periodo de conmutación se utiliza para calcular el desfase adecuado entre las fases  $T_\phi = \frac{T_s}{m}$  y, finalmente, el valor del parámetro  $K$  se obtiene aplicando  $K = \frac{\Delta}{T_\phi}$ .

#### B. Ecuación de corrientes entre las fases

El diseño de las leyes de control se ha determinado considerando que las fases son idénticas. A efectos prácticos no es posible obtener fases con las mismas pérdidas óhmicas debido a las diferencias estructurales existentes en los dispositivos semiconductores y los elementos inductivos. Utilizar el control en modo de deslizamiento en un convertidor multifase con diferentes pérdidas en las fases provoca que aparezcan valores medios distintos en las corrientes circulantes por dichas fases. Es decir, las corrientes no aparecen ecualizadas. Una correcta ecualización permite alcanzar una distribución óptima de

potencia por todas las fases. El control diseñado puede modificarse a fin de mantener el entrelazado deseado y, además, proporcionar ecualización de corrientes entre las fases.

Para lograr este objetivo se definen las siguientes superficies de conmutación:

$$\begin{aligned} S_1 &= k_p (V_{ref} - v_c) + k_I \int (V_{ref} - v_c) dt - i_1 \\ S_i &= \begin{cases} S_i^* + Limit\_Int(G(I_{Li} - I_{Li}), 0, \Delta/2); & S_i^* \geq 0 \\ S_i^* + Limit\_Int(G(I_{Li} - I_{Li}), -\Delta/2, 0); & S_i^* < 0 \end{cases}; \\ & i = 2 \dots m \\ S_2^* &= K \int (u_1 - \hat{u}_2) dt \\ & \vdots \\ S_m^* &= K \int (\hat{u}_{m-1} - \hat{u}_m) dt \end{aligned} \quad (16)$$

Así como las leyes de control:

$$\begin{aligned} u_i &= sign(S_i); \quad i = 1 \dots m \\ \hat{u}_i &= sign(S_i^*); \quad i = 2 \dots m \end{aligned} \quad (17)$$

donde  $I_{Li}$  es la corriente media que circula por la inductancia de la  $i$ -ésima fase,  $k_p$ ,  $k_I$  y  $G$  son constantes de los controladores Proporcional Integral e Integral, respectivamente, y el valor del parámetro  $K$  se adapta según el método presentado en el anterior subapartado. Los comparadores se implementan con un ciclo de histéresis de anchura  $\Delta$ . La función  $y = Limit\_Int(x, \min, \max)$  se define (según Matlab-Simulink) como:

The output (y) is determined as follows:

- When the integral (of x) is less than or equal to the Lower saturation limit (min) and the input (x) is negative, the output is held at the Lower saturation limit.
- When the integral (of x) is between the Lower saturation limit (min) and the Upper saturation limit (max), the output is the integral.
- When the integral (of x) is greater than or equal to the Upper saturation limit (max) and the input (x) is positive, the output is held at the Upper saturation limit.

When the output reaches the limits, the integral action is turned off to prevent integral wind up.

### IV. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Con el objetivo de comprobar las prestaciones del método de control propuesto se han realizado un conjunto de simulaciones con un convertidor multifase formado por 4 convertidores reductores con los siguientes parámetros:  $E=10V$ ,  $L=22\mu H$  y  $C=10\mu F$ . La resistencias de pérdidas han sido expresamente fijadas a valores distintos:  $R_{L1}=700m\Omega$ ,  $R_{L2}=350m\Omega$ ,  $R_{L3}=550m\Omega$  y  $R_{L4}=850m\Omega$  (que incluyen las pérdidas asociadas a los semiconductores y a los inductores). La frecuencia de conmutación se ha fijado a 100kHz para una resistencia de carga de  $2\Omega$ . Se ha diseñado un controlador Proporcional Integral que proporciona la corriente de referencia a la superficie de conmutación y permite añadir robustez al sistema frente a variaciones de la resistencia de carga o perturbaciones en la tensión de entrada.

*A. Primer conjunto de simulaciones: Variación de la tensión de referencia*

La tensión de referencia se ha variado de  $V_{ref} = 6V$  a  $V_{ref} = 3V$  y la resistencia de carga se ha mantenido a  $R=1\Omega$ . Las figuras 2, 3 y 4 presentan los resultados obtenidos cuando no se utiliza el método de equalización de corrientes propuesto en este artículo, mientras que las figuras 5, 6 y 7 muestran, a su vez, los resultados usando la técnica de equalización de corrientes. Las figuras 2 y 5 muestran las diferentes corrientes de fase y su suma. Las figuras 4 y 7 presentan el valor medio de las corrientes circulantes por los inductores y la tensión de salida. A partir de la observación de las figuras 3 y 6 puede comprobarse que en ambos casos las corrientes tienen el desfase requerido para proporcionar el entrelazado deseado.

*B. Segundo conjunto de simulaciones: Variación de la resistencia de carga*

En este caso la tensión de referencia se ha fijado a  $V_{ref} = 5V$  y la resistencia de carga varía de  $R=2\Omega$  a  $R=1\Omega$ . Las figuras 8 y 9 presentan los resultados obtenidos sin utilizar la técnica de equalización mientras que las figuras 10 y 11 muestran los resultados cuando el método de equalización se encuentra activo.

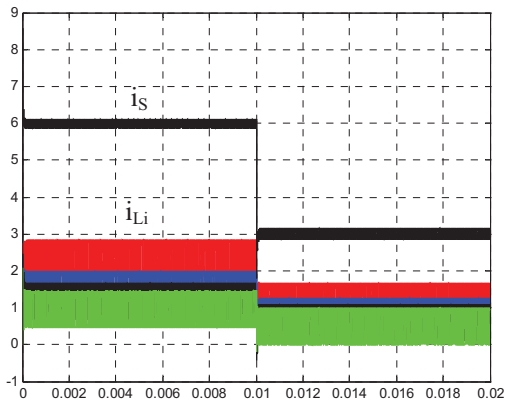


Fig. 2. Corrientes por inductor,  $i_{Li}$  [A], y su suma,  $i_s$  [A], cuando no se utiliza la técnica de equalización

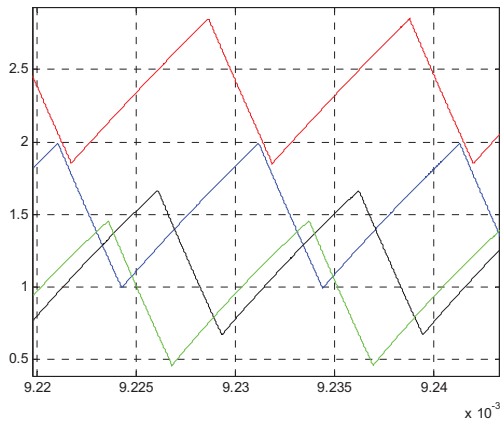


Fig. 3. Ampliación de las corrientes por inductor,  $i_{Li}$  [A], cuando no se utiliza la técnica de equalización para  $V_{ref} = 6V$

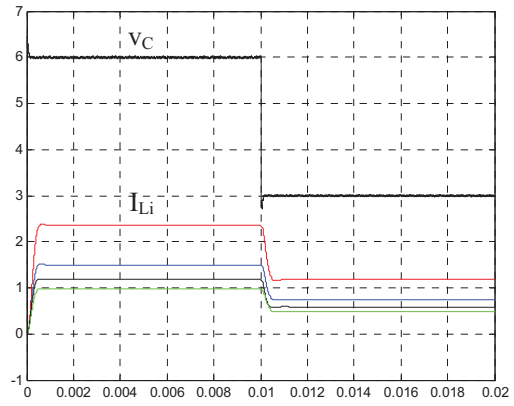


Fig. 4. Valores medios de las corrientes,  $I_{Li}$  [A], por inductor y tensión de salida,  $v_c$  [V], cuando no se utiliza la técnica de equalización

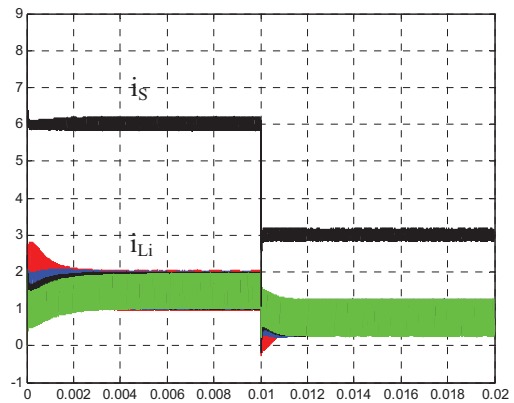


Fig. 5. Corrientes por inductor,  $i_{Li}$  [A], equalizadas y su suma,  $i_s$  [A].

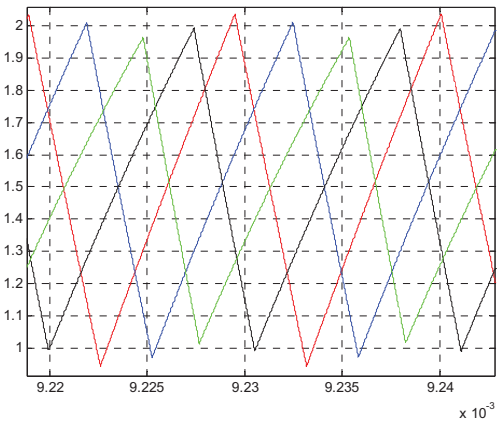


Fig. 6. Ampliación de las corrientes por inductor,  $i_{Li}$  [A], cuando se usa la técnica de equalización para  $V_{ref} = 6V$

*C. Tercer conjunto de simulaciones: Variación de la tensión de entrada*

Por último, el control propuesto ha sido probado cuando la tensión de entrada varía de  $E=10V$  a  $E=15V$  en  $t=10ms$ , la tensión de referencia se mantiene a  $V_{ref} = 5V$  y la carga se ha fijado a  $R=1\Omega$ . Los resultados de simulación presentados en las figuras 12 y 13 se han obtenido sin utilizar la técnica de equalización propuesta, mientras que los mostrados en

las figuras 14 y 15 son los resultantes cuando dicha técnica se encuentra activa. Obsérvese la dinámica diferente en las corrientes medias al utilizar la técnica de eualización. Ello es debido a las diferencias estructurales entre las diversas fases.

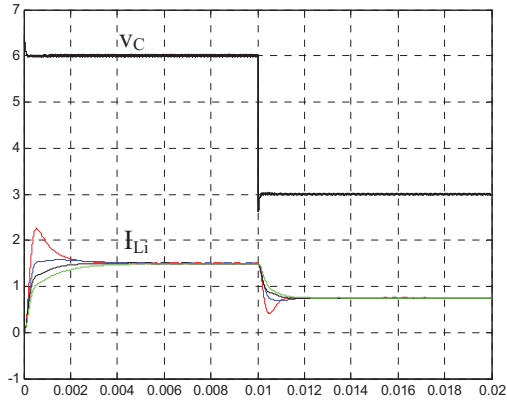


Fig. 7. Valores medios de las corrientes por inductor,  $I_{Li}$  [A], y tensión de salida,  $v_C$  [V], cuando se usa la técnica de eualización

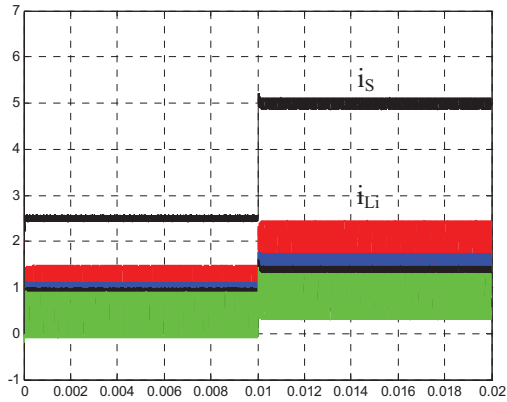


Fig. 8. Corrientes por inductor,  $i_{Li}$  [A], y su suma,  $i_S$  [A], cuando no se utiliza la técnica de eualización

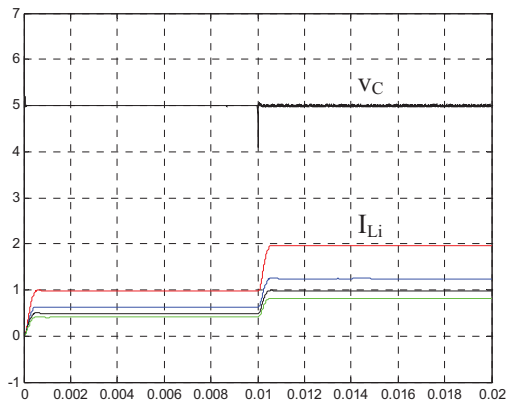


Fig. 9. Valores medios de las corrientes por inductor,  $I_{Li}$  [A], y tensión de salida,  $v_C$  [V], cuando no se utiliza la técnica de eualización

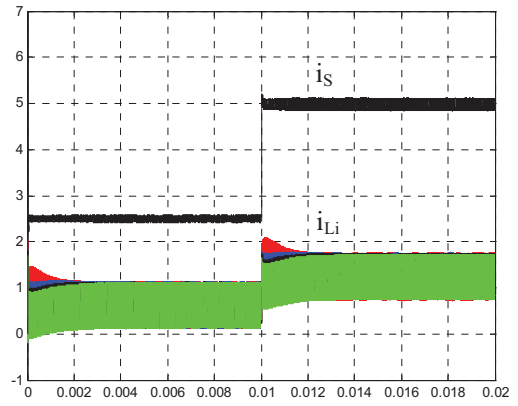


Fig. 10. Corrientes por inductor eualizadas,  $i_{Li}$  [A], y su suma,  $i_S$  [A].

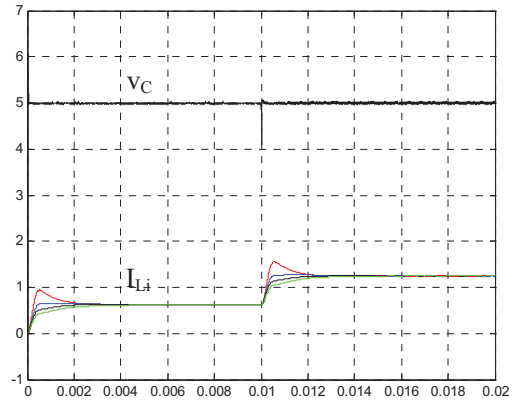


Fig. 11. Valores medios de las corrientes por inductor,  $I_{Li}$  [A], y tensión de salida,  $v_C$  [V], cuando se usa la técnica de eualización

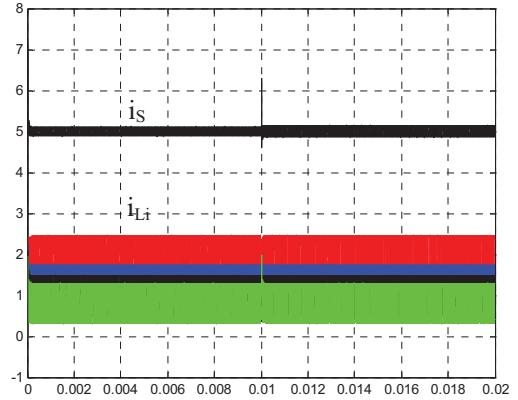


Fig. 12. Corrientes por inductor,  $i_{Li}$  [A], y su suma,  $i_S$  [A], cuando no se utiliza la técnica de eualización

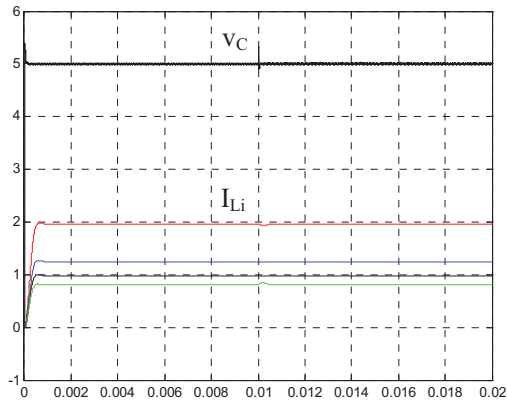


Fig. 13. Valores medios de las corrientes por inductor,  $I_{Li}$  [A], y tensión de salida,  $v_C$  [V], cuando no se utiliza la técnica de equalización

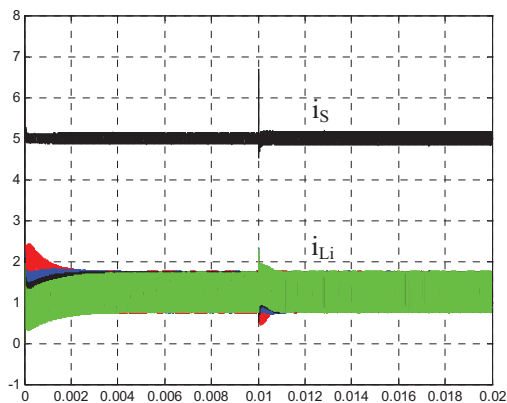


Fig. 14. Corrientes por inductor equalizadas,  $i_{Li}$  [A], y su suma,  $i_s$  [A].

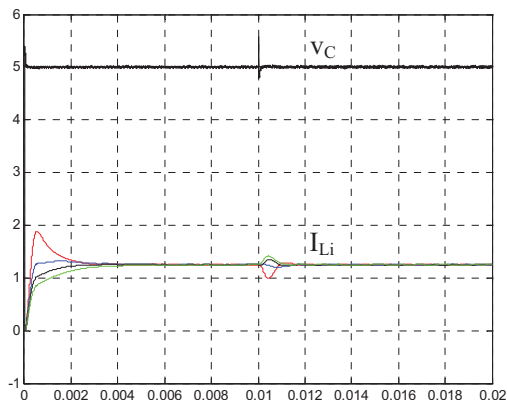


Fig. 15. Valores medios de las corrientes por inductor,  $I_{Li}$  [A], y tensión de salida,  $v_C$  [V], cuando se usa la técnica de equalización

## V. CONCLUSIONES

En este artículo se presenta el diseño de un control en modo de deslizamiento para un convertidor reductor multifase que garantiza robustez ante variación de los parámetros y equalización de corrientes. Se han obtenido las condiciones de diseño de los parámetros de las superficies de conmutación y se han evaluado las condiciones de funcionamiento. Los resultados de simulación confirman las posibilidades de dicha técnica.

## VI. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido cofinanciado por el Ministerio de Ciencia y Tecnología (España) a través de los proyectos DPI2009-14713-C03-03 y DPI2010-15110.

## REFERENCIAS

- [1] F. Bilalovic, O. Music and A. Sabanovic, "Buck converter regulator operating in the sliding mode," Proceedings VII International PCI, pp.331-340, 1983.
- [2] N. Sabanovic, T. Ninomiya, A. Sabanovic and B. Perunicic, "Sliding mode approach to control of three-phase switching converter," Elektrik, vol. 3, no. 1, pp. 22-31, January 1995.
- [3] V. Nguyen and C. Lee, "Indirect implementations of sliding-mode control law in buck-type converters," Proceedings of the Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), vol. 1, pp. 111-115, 1996.
- [4] A. Sabanovic, "Sliding modes in power electronics and motion control systems," Proceedings of the Annual Conference of the Industrial Electronics Society (IECON), vol. 1, pp. 997-1002, 2003.
- [5] V. Utkin, J. Guldner and J. Shi, Sliding Mode Control in Electromechanical Systems. London: Taylor and Francis, 1999.
- [6] H. Lee and V. Utkin, The Chattering Analysis. Berlin: LNCIS, V.334, Springer, 2006, pp. 107-124.
- [7] H. Sira-Ramírez, "Differential geometric methods in variable structure control," Int. J. Control, vol. 48, pp. 1359-1390, 1988.
- [8] H. Buhler, Reglage par mode de glissement. Presses Polytechniques Romandes, 1986.
- [9] B. Nicolas, M. Fadel and Y. Cheron, "Sliding mode control of dc-to-dc converters with input filter based on the lyapunov-function approach," Proceedings of European Power Electronics Conference (EPE), pp. 1338-1343, 1995.
- [10] J. Ruiz, S. Lorenzo, I. Lobo and J. Amigo, "Minimal ups structure with sliding mode control and adaptive hysteresis band," Proceedings of International Conference on Industrial Electronics Control and Instrumentation (IECON), pp. 1063-1067, 1990.
- [11] L. Malesani, L. Rossetto, G. Spiazzi and A. Zucato, "An ac powersupply with sliding-mode control," IEEE Industry Applications Magazine, pp. 32-38, 1996.
- [12] J. Silva and S. Paulo, "Fixed frequency sliding modulator for current mode pwm inverters," Proceedings of Power Electronic Specialist Conference (PESC), pp. 623-629, 1993.
- [13] H. Pinheiro, A. Martins and J. Pinheiro, "A sliding mode controller in single phase voltage source inverters," International Conference on Industrial Electronics Control and Instrumentation (IECON), pp. 394-398, 1994.
- [14] E. Fossas, R. Griño and D. Biel, Quasi-Sliding control based on pulse width modulation, zero averaged dynamics and the L2 norm. Singapur: World Scientific, 2001, pp. 335-344.
- [15] E. Fossas, D. Biel, R. Ramos and A. Sudriá, Programmable logic device applied to the quasi-sliding control implementation based on zero averaged dynamic," 40th IEEE Conference on Decision and Control (CDC'01). Orlando, Florida (USA), pp. 1825-1830, 2001.
- [16] H. Lee, A. Malinin and V. Utkin, "Chattering reduction using multiphase sliding mode control," International Journal of Control, Volume 82, Issue 9, pp. 1720-1737, September 2009.
- [17] D. Biel and E. Fossas, "Some experiments on chattering suppression in power converters," IEEE Conference on Control Applications (CCA'09). Saint Petersburg (Russia), pp. 1523-1528, 2009.
- [18] D. Biel, E. Fossas and R. Ramos. "Sliding Mode Control Multiphase Buck Converter Implementation Issues". International Workshop on Variable Structure Systems (VSS), pp. 434-439, 2010.