

Control adaptativo de un convertidor DC-DC multipuerto para vehículos electrificados

Josep M. Olm, Enric Fossas, Victor Repecho, Arnau Dòria-Cerezo y Robert Griñó

Instituto de Organización y Control de Sistemas Industriales

Universitat Politècnica de Catalunya

Barcelona, España

{josep.olm,enric.fossas,victor.repecho.del,arnau.doria,roberto.grino}@upc.edu

Resumen—Este artículo presenta una estrategia adaptativa para regular la tensión de salida de un convertidor dc-dc multipuerto acoplado magnéticamente destinado a aplicaciones automotrices. El algoritmo propuesto brinda solidez frente a incertidumbre en la carga resistiva y presencia de cargas de potencia constantes desconocidas. El análisis teórico, que utiliza la teoría de la estabilidad de Lyapunov, se valida mediante simulaciones numéricas realistas.

Index Terms—Convertidor dc-dc multipuerto, control adaptativo, aplicaciones automotrices

I. INTRODUCCIÓN

El aumento del uso de sistemas electrificados es visto como una opción viable por los OEM (siglas en inglés de Fabricantes de Equipamiento Original) para afrontar los principales desafíos actuales en el sector del automóvil, a saber, reducción de CO₂, y mejora del rendimiento la seguridad [1], [2].

Sin embargo, esto conlleva problemas adicionales en las microredes DC embarcadas. Principalmente estos problemas tienen que ver con la estabilidad de dichas microredes y, en particular, con la conexión de cargas de potencia constante (CPL, por su expresión en inglés), la robustez y la eficiencia.

Con el objetivo de reducir el tamaño y el peso de los dispositivos, este artículo propone una arquitectura DC multi-bus compuesta por un solo elemento de almacenamiento y capaz de generar las tensiones más utilizados en aplicaciones automotrices: 400 V para el tren de potencia [3], [4], y 48V y 12V para dispositivos auxiliares, ver Figura 1. Desde el punto de vista por ejemplo de vehículos híbridos o eléctricos puros, se podría utilizar la batería de tracción como único elemento de almacenamiento, utilizando el convertidor propuesto para generar las tensiones de 12 y 48 V para otros sistemas del vehículo, sin incluir más baterías o reduciendo las necesidades de las mismas.

En el convertidor que se propone, los buses DC están conectados por un convertidor DC-DC multipuerto acoplado magnéticamente (400 / 48 / 12 V). Este tipo de alimentación en continua se utiliza no solo para aplicaciones automotrices [5], sino también en aviones eléctricos [6], satélites [7], sistemas de gestión de energía [8] y redes DC [9], entre otros.

Hasta ahora, las técnicas descritas sobre el control de estos convertidores se basan en la utilización de un modelo lineal aproximado y abarcan controladores PI clásicos [6], [10], controladores PI basados en la descomposición promediada

en espacio de estado generalizada (GSSA, por su expresión en inglés) [11], métodos de desacoplamiento [12], [13] y compensadores como el dos polos-un cero [14] y el tres polos dos ceros [15].

La estrategia basada en control adaptativo presentada en este documento considera las no linealidades inherentes del modelo y proporciona gestión de energía entre los buses DC del convertidor multipuerto. Esencialmente, el controlador utiliza un cambio de variables no lineal y posteriormente un control adaptativo basado en controlador proporcional-integral que garantiza convergencia asintótica de las tensiones DC de los puertos a los valores deseados. Adicionalmente el control proporciona robustez frente a perturbaciones de carga, tanto resistiva como CPLs, gracias a la utilización de observadores. Los resultados de estabilidad se obtienen utilizando el principio de invariancia de LaSalle. Finalmente, la transformación de control se invierte usando una aproximación lineal para poder aplicar las leyes de control a los puentes, la cual no conlleva una disminución significativa del rendimiento, como se ha confirmado por simulación. La propuesta se valida mediante simulaciones numéricas realistas, en las cuales se han considerado pérdidas, tiempos muertos en los puentes, discretización de señales, etc.

El artículo está organizado de la siguiente forma. En la Sección II se presenta el modelo matemático del convertidor multipuerto DC-DC. El controlador adaptativo propuesto se presenta en la Sección III. En la sección IV se muestran los resultados de simulación y, finalmente, las conclusiones y comentarios sobre nuevas líneas de investigación se detallan en la Sección V.

II. MODELO MATEMÁTICO

En la Figura 2 se muestra un convertidor genérico DC-DC con acoplamiento magnético. El principio de funcionamiento consiste en desfase las tensiones aplicadas a cada uno de los puertos de manera que se puede controlar el flujo de potencia entre ellos de manera bidireccional [16]. El convertidor se compone de un transformador de alta frecuencia de n puertos, en los cuales se conecta un convertidor de puente completo y un condensador, donde $k \in \{1, 2, \dots, n\}$, en la Figura 2, indica el número de puerto. De acuerdo con [17], la dinámica

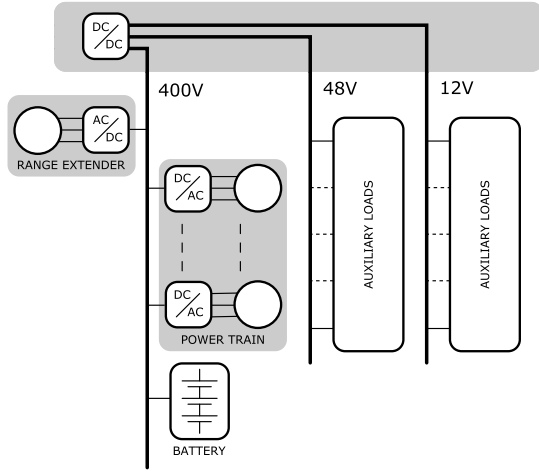


Figura 1. Esquema de un convertidor DC-DC multipuerto.

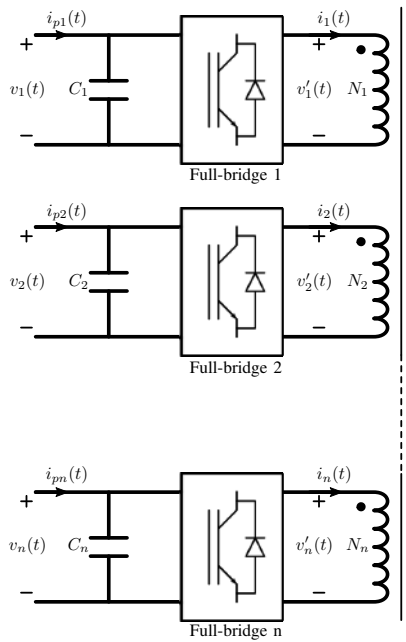


Figura 2. Convertidor DC-DC multipuerto.

de la tensión en el puerto k es:

$$C_k \dot{v}_k = i_{pk} - \frac{1}{\omega_1} \sum_{l=1, l \neq k}^n \frac{v_l}{\alpha_{kl} L'_{kl}} \delta_{kl} \left(1 - \frac{|\delta_{kl}|}{\pi}\right), \quad (1)$$

donde v_k, i_{pk} , son la tensión y corriente DC del puerto, C_k es la capacidad de puerto, v'_k, i_k son las tensiones y corrientes de alta frecuencia en el transformador, N_k es el número de espiras en cada bobinado, $\omega_1 = \frac{2\pi}{T}$ es la frecuencia fundamental de las tensiones y corrientes periódicas del transformador, α_{kl} es la relación de transformación del puerto k respecto al puerto l , L'_{kl} es la inductancia de dispersión entre puertos y $\delta_{kl} = \theta_l - \theta_k$ es el desfase de las señales de control utilizadas en los puentes.

Considérese un convertidor de tres puertos: un bus DC de alta tensión (400 V), y dos buses de baja tensión (48 V y

12 V). La tensión en el bus de 400 V se supone constante (debido a la batería de alta capacidad habitual en estos buses), mientras que los otros buses tienen varias conexiones de carga y carecen de batería. Debido a la presencia de la batería en el bus de alta, se puede despreciar la dinámica asociada a esta tensión, por lo que se considerará como puerto de referencia. En consecuencia, se establecen las señales de control de este puente como desfase cero, $\theta_1 = 0$. Teniendo esto en cuenta la dinámica del sistema resulta:

$$C_2 \dot{v}_2 = -\frac{v_2}{R_2} - \frac{P_2}{v_2} + \frac{E_1}{\omega_1 \alpha_{12} L'_{12}} \theta_2 \left(1 - \frac{|\theta_2|}{\pi}\right) - v_3 \frac{1}{\omega_1 \alpha_{23} L'_{23}} (\theta_3 - \theta_2) \left(1 - \frac{|\theta_3 - \theta_2|}{\pi}\right) \quad (2a)$$

$$C_3 \dot{v}_3 = -\frac{v_3}{R_3} - \frac{P_3}{v_3} + \frac{E_1}{\omega_1 \alpha_{13} L'_{13}} \theta_3 \left(1 - \frac{|\theta_3|}{\pi}\right) + v_2 \frac{1}{\omega_1 \alpha_{32} L'_{32}} (\theta_3 - \theta_2) \left(1 - \frac{|\theta_3 - \theta_2|}{\pi}\right), \quad (2b)$$

donde v_2, v_3 son las tensiones de los buses de 48 V y 12 V, respectivamente, mientras que los desfases en los puertos 2 y 3, θ_2, θ_3 , son las variables de control, con $\theta_k \in [-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$.

III. ALGORITMO DE CONTROL ADAPTATIVO

El objetivo de control es regular las tensiones DC v_2, v_3 a los valores de referencia, $v_2^* = 48$ V y $v_3^* = 12$ V, frente a perturbaciones y/o posibles variaciones de carga resistiva y/o CPL en los buses, representados por R_k y P_k . Asumiendo conocida la tensión del bus (E_1), se definen:

$$f_k(\theta_k) = \frac{E_1}{\omega_1 \alpha_{1k} L'_{1k}} \theta_k \left(1 - \frac{|\theta_k|}{\pi}\right), \quad k = 2, 3 \quad (3a)$$

$$g(\theta_2, \theta_3) = (\theta_3 - \theta_2) \left(1 - \frac{|\theta_3 - \theta_2|}{\pi}\right). \quad (3b)$$

Sea también $\lambda_k = (\omega_1 \alpha_{kl} L'_{kl})^{-1}$, $k, l = 2, 3$, $k \neq l$; por otra parte denotamos las conductancias en los puertos 2 y 3 como $G_k = R_k^{-1}$, $k = 2, 3$. Entonces (2) se convierte en:

$$C_k \dot{v}_k = -G_k v_k - \frac{P_k}{v_k} + f_k(\theta_k) - \lambda_k v_l g(\theta_2, \theta_3), \quad (4)$$

con $k, l = 2, 3$, $k \neq l$.

Se propone el siguiente cambio de variables para la señales de control:

$$u_k = f_k(\theta_k) - \lambda_k v_l^* g(\theta_2, \theta_3), \quad (5)$$

con $k, l = 2, 3$, $k \neq l$. Utilizando el cambio de variable (5) en (4), e introduciendo las variable de error de acuerdo a $e_{k,l} = v_{l,k} - v_{l,k}^*$, $k, l = 2, 3$ se obtiene:

$$C_k \dot{e}_k = -G_2 (e_k + v_k^*) - \frac{P_k}{e_k + v_k^*} + u_k - \lambda_k e_l g(\theta_2, \theta_3), \quad (6)$$

con $k, l = 2, 3$, $k \neq l$. Definiendo los vectores columna $u = (u_2, u_3)^\top$, $\theta = (\theta_2, \theta_3)^\top$, podemos expresar de manera compacta el control en función de θ , $u = h(\theta)$, con $h: [-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]^2 \rightarrow \mathbb{R}^2$ definida apropiadamente usando (5). Si

asumimos que h es invertible en la región de interés podemos expresar $\theta = h^{-1}(u)$ y por consiguiente $g(\theta) = g(h^{-1}(u))$ o $g(\theta) = H(u)$, donde $H = g \circ h^{-1}$. Finalmente se obtiene:

$$C_k \dot{e}_k = -G_2 (e_k + v_k^*) - \frac{P_k}{e_k + v_k^*} - \lambda_k e_l H(u) + u_k, \quad (7)$$

con $k, l = 2, 3, k \neq l$.

Proposición 1. Sean $G_k, P_k \geq 0, k = 2, 3$, conductancias y CPLs constantes y desconocidas en (7), y sean \hat{G}_k, \hat{P}_k sus valores estimados. Entonces, la ley de control adaptativo

$$u_k = \hat{G}_k (e_k + v_k^*) + \frac{\hat{P}_k}{e_k + v_k^*} - \gamma_k e_k, \quad (8a)$$

$$\dot{\hat{G}}_k = -\frac{\mu_k}{\lambda_k} e_k (e_k + v_k^*), \quad (8b)$$

$$\dot{\hat{P}}_k = -\frac{\nu_k e_k}{\lambda_k (e_k + v_k^*)}, \quad (8c)$$

con $\gamma_k, \mu_k, \nu_k \in \mathbb{R}^+, k = 2, 3$, impone en (7),(8) una dinámica localmente estable y garantiza que $e_k \rightarrow 0$ para $t \rightarrow +\infty$.

Demostración. Sean $\Delta G_k = G_k - \hat{G}_k, \Delta P_k = P_k - \hat{P}_k, k = 2, 3$, los errores de estimación de conductancias y CPLs. Asumiendo G_k, P_k constantes para un rango de trabajo concreto, resulta inmediato que $\dot{\Delta G}_k = -\dot{\hat{G}}_k, \dot{\Delta P}_k = -\dot{\hat{P}}_k$. Por tanto, (7),(8) se pueden reescribir como sigue:

$$C_k \dot{e}_k = -\Delta G_k (e_k + v_k^*) - \frac{\Delta P_k}{e_k + v_k^*} - \lambda_k e_l H(u) - \gamma_k e_k \quad (9a)$$

$$\dot{\Delta G}_k = \frac{\mu_k}{\lambda_k} e_k (e_k + v_k^*), \quad (9b)$$

$$\dot{\Delta P}_k = \frac{\nu_k e_k}{\lambda_k (e_k + v_k^*)}, \quad (9c)$$

con $k, l = 2, 3$ y $k \neq l$ en (9a). Nótese que la función de Lyapunov

$$V = \frac{1}{2} \sum_{k=2}^3 \left(\frac{C_k}{\lambda_k} e_k^2 + \frac{1}{\mu_k} \Delta G_k^2 + \frac{1}{\nu_k} \Delta P_k^2 \right)$$

es definida positiva, mientras que su derivada es semidefinida negativa:

$$\dot{V} = -\gamma_2 e_2^2 - \gamma_3 e_3^2 \leq 0.$$

Además, el subconjunto de \mathbb{R}^6 donde $\dot{V} = 0$ viene dado por

$$\Omega_R := \{(0, 0, \Delta G_2, \Delta G_3, \Delta P_2, \Delta P_3), \Delta G_k, \Delta P_k \in \mathbb{R}\},$$

mientras que el mayor conjunto invariante dentro de Ω_R es

$$\Omega := \{(0, 0, \Delta G_2^*, \Delta G_3^*, \Delta P_2^*, \Delta P_3^*), \Delta P_k^* = -\Delta G_k^* v_k^{*2}\}.$$

Así, el principio de invariancia de LaSalle garantiza que, localmente, las trayectorias de (9) tienden a Ω para $t \rightarrow +\infty$. \square

Nota 1. Nótese que, aunque la ley de control (8) induce regulación asintótica en las tensiones, el hecho de no garantizarse la nulidad de los valores de equilibrio $\Delta G_k^*, \Delta P_k^*, k = 2, 3$, no permite identificar los valores reales de conductancias y CPLs.

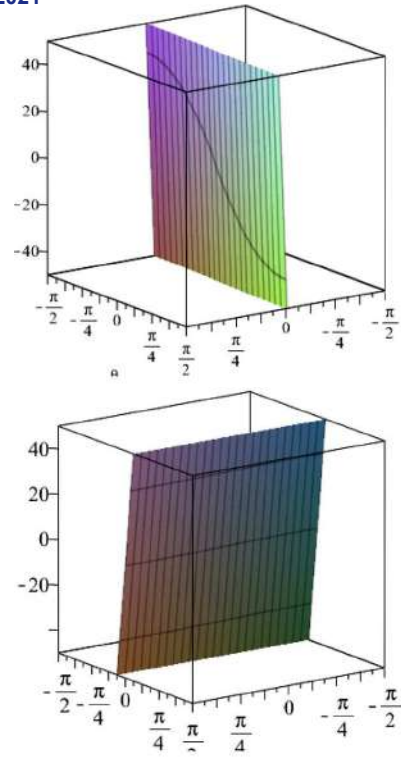


Figura 3. $u = H(\theta)$. Gráfico superior: u_2 ; Gráfico inferior: u_3 .

El cálculo de la ley de control a partir de las expresiones (5), (3) incluye términos de valor absoluto. Para proceder a su inversión, esto es, a la obtención de $\theta = H(u)$, es importante notar que las superficies de \mathbb{R}^3 definidas en (5) poseen una zona lineal en puntos cercanos al origen (ver Figura 3). Para el rango de trabajo posible de θ la señal de control toma valores en el rango $u_k \in [0, 50]$ A, $k = 2, 3$.

Por tanto, la inversión se llevará a cabo a partir de la aproximación lineal de la variable transformada, por lo que la ecuación (5) se aproxima por la que se muestra a continuación:

$$u_k \approx \beta_k \theta_k - \lambda_k v_l^* (\theta_l - \theta_k) \quad (10)$$

con $\beta_k = E_1 (\omega_1 \alpha_{1k} L'_{1k})^{-1}$ y $k, l = 2, 3, k \neq l$. Se obtiene por tanto:

$$\theta_k \approx \frac{(\lambda_l v_k^* + \beta_l) u_k + \lambda_k v_l^* u_l}{\lambda_3 \beta_2 v_2^* + \lambda_2 \beta_3 v_3^* + \beta_2 \beta_3}, \quad (11)$$

donde las acciones de control u_k están definidas en (8).

IV. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Las simulaciones se han llevado a cabo con Matlab-Simulink, utilizando la *toolbox* SimScape para la implementación del convertidor DC-DC. El *solver* utiliza un algoritmo de integración Runge-Kutta ode4 de paso fijo 10^{-8} . El modelo del convertidor incluye pérdidas de conmutación y conducción en los interruptores de potencia, pérdidas resistivas en los bobinados del transformador y componentes reactivos. En los puentes de conmutación de los puertos se ha tenido en cuenta un tiempo muerto de $1 \mu s$, necesarios en la etapa experimental para evitar cortocircuitos en el bus. También se han dispuesto filtros de primer orden con ganancia unitaria y constante de

tiempo de 2 ms en los lazos de realimentación. Los parámetros del sistema y del controlador se presentan en la Tabla I.

Tabla I
PARÁMETROS DEL SISTEMA (2)

E_1	400 V	ω_1	$2\pi 40,0e3$ rad/s
C_2	200 μ F	C_3	600 μ F
α_{12}	0.125	α_{13}	0.033
α_{23}	0.267	α_{32}	3.75
L'_{12}	1,27 μ H	L'_{13}	0,53 μ H
L'_{23}	0,58 μ H	L'_{32}	34,6 μ H
γ_2	4800	γ_3	$4,8 \cdot 10^4$
μ_2	51327	μ_3	61,327
ν_2	$1,283 \cdot 10^9$	ν_3	$1,5332 \cdot 10^8$

Para las cargas resistivas se definen los siguiente valores en función del tiempo:

$$R_2 = \begin{cases} 5 \Omega & t \in [0, 0,03) \cup [0,05, 0,1) \text{ s} \\ 1 \Omega & t \in [0,03, 0,05) \text{ s} \end{cases}$$

$$R_3 = \begin{cases} 10 \Omega & t \in [0, 0,04) \cup [0,06, 0,1) \text{ s} \\ 3 \Omega & t \in [0,04, 0,06) \text{ s}. \end{cases}$$

A su vez, para las CPLs los valores en función del tiempo son:

$$P_2 = \begin{cases} 0 & t \in [0, 0,065) \text{ s} \\ 2\text{kW} & t \in [0,065, 0,1) \text{ s} \end{cases}$$

$$P_3 = \begin{cases} 0 & t \in [0, 0,075) \text{ s} \\ 100\text{W} & t \in [0,075, 0,1) \text{ s} \end{cases}$$

Cabe destacar que en la implementación de las CPL se ha considerado una dinámica asociada, implementada mediante filtros de primer orden con constante de tiempo 0,1 ms.

Las características de estabilidad y robustez del diseño de control se pueden observar en la Figura 4, que muestra las tensiones de los puertos reguladas a sus referencias correspondientes. La parte superior de la Figura 5 presenta las variables de control, que son capaces de cancelar el efecto de variaciones repentinas de cargas y CPLs en los puertos,

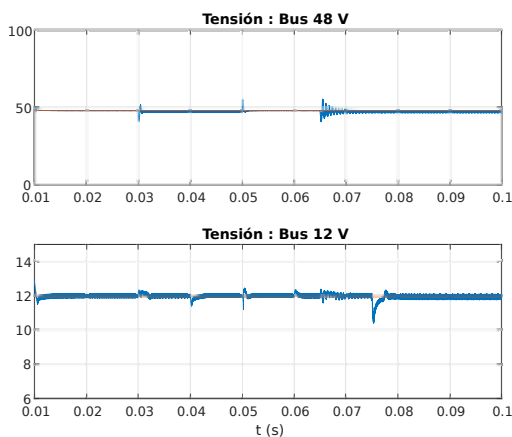


Figura 4. Tensión de bus (azul) y tensión de referencia (rojo). Superior: bus de 48 V; inferior: bus de 12 V.

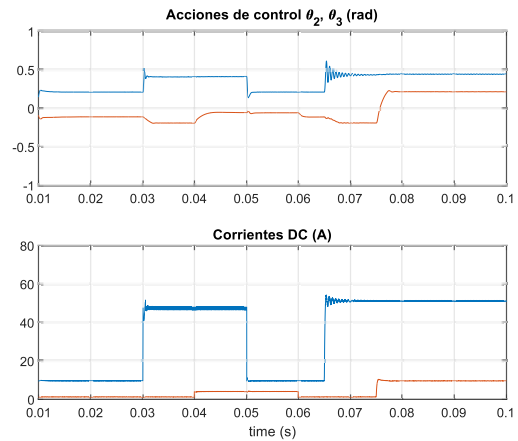


Figura 5. Superior: acciones de control θ_2 (azul), θ_3 (rojo) en radianes; inferior: corrientes de salida $-i_{p2}$ (azul), $-i_{p3}$ (rojo) en Amperes.

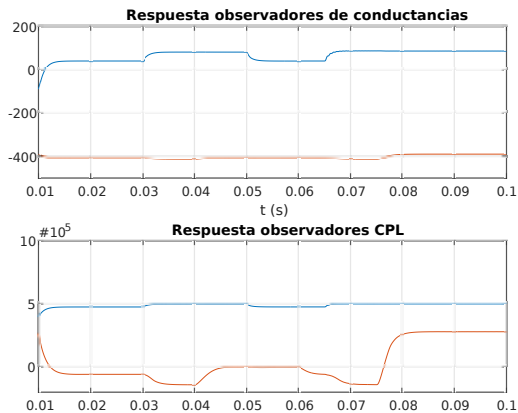


Figura 6. Observadores. Superior: conductancias estimadas \hat{G}_2 (azul), \hat{G}_3 (rojo); inferior: CPLs estimadas \hat{P}_2 (azul), \hat{P}_3 (rojo).

recuperando los valores de regulación después de transitorios suaves. Las corrientes de salida, $-i_{p2}$, $-i_{p3}$ (recuérdese el sentido de las corrientes definidos en la Figura 2), se muestran en la parte inferior. Los valores estimados de conductancias y CPLs se representan en la Figura 6: de acuerdo con la Proposición 1 y la Nota 1 todas las señales se estabilizan, aunque no a los valores reales. Además, la densidad de flujo en el núcleo del transformador representado en la Figura 7 garantiza la inexistencia de problemas de saturación en una eventual experimentación.

Finalmente, se ha comprobado que el hecho de añadir una inductancia de 5 μ H en serie con el primario del transformador sin actualizar la señal de control produce, esencialmente, el mismo resultado. Esto ilustra más si cabe la robustez del controlador. Por razones de brevedad se han omitido las gráficas correspondientes a este último caso.

V. CONCLUSIONES

En el presente artículo se ha diseñado un controlador adaptativo para un convertidor DC-DC acoplado magnéticamente que

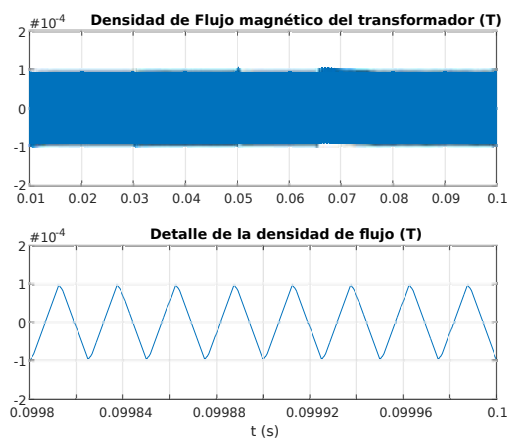


Figura 7. Superior: densidad de flujo en el núcleo del transformador; inferior: detalle.

proporciona regulación asintótica de las tensiones de puerto, así como robustez frente a variaciones de consumo en los mismos, tanto de carga resistiva como de CPLs. En el procedimiento se utiliza una transformación no lineal de las variables de control que se invierte utilizando una aproximación lineal, sin que ello conlleve pérdidas significativas de prestaciones en el sistema controlado. El análisis teórico se ha confirmado mediante simulaciones numéricas realistas.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado parcialmente por el Gobierno de España a través de la Agencia Estatal de Investigación, proyecto DPI2017-85404-P, y por la Generalitat de Catalunya mediante el proyecto 2017 SGR 872.

REFERENCIAS

- [1] "Use of new energies in road transport," European Green Vehicles Initiative. PPP, Tech. Rep., 2013.
- [2] "Hybrid and electric vehicles - the electric drive commutes," International Energy Agency, Tech. Rep., 2016.
- [3] C. Chan, "The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles," *Proc. of the IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 704–718, 2007.
- [4] O. Coppin, "From 12+12V to 48V: a new road map for hybridization," in *Proc. Engine Expo 2016*, 2016.
- [5] B. Farhangi and H. Toliyat, "Modeling and analyzing multiport isolation transformer capacitive components for onboard vehicular power conditioners," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 3134–3142, 2015.
- [6] B. Karanayil, M. Ciobotaru, and V. Agelidis, "Power flow management of isolated multiport converter for more electric aircraft," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 32, no. 7, pp. 5850–5861, 2017.
- [7] Z. Qian, "Modeling and design of multi-port dc/dc converters," Ph.D. dissertation, University of Central Florida, 2010.
- [8] H. Tao, J. Duarte, and M. Hendrix, "Three-port triple-half-bridge bidirectional converter with zero-voltage switching," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 782–792, 2008.
- [9] H. Matsuo, W. Lin, F. Kurokawa, T. Shigemizu, and N. Watanabe, "Characteristics of the multiple-input DC-DC converter," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 3, pp. 625 – 631, 2004.
- [10] V. Jakka, A. Shukla, and G. Demetriades, "Dual-transformer-based asymmetrical triple-port active bridge (DT-ATAB) isolated DC-DC converter," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 6, pp. 4549–4560, 2017.

- [11] Z. Li, Y. Wang, L. Shi, J. Huang, Y. Cui, and W. Lei, "Generalized averaging modeling and control strategy for three-phase dual-active-bridge DC-DC converters with three control variables," in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2017.
- [12] C. Zhao, S. Round, and J. Kolar, "An isolated three-port bidirectional DC-DC converter with decoupled power flow management," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2443–2453, 2008.
- [13] K. Xiangli, S. Li, and K. Smedley, "Decoupled pwm plus phase-shift control for a dual-half-bridge bidirectional dc-dc converter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 33, no. 8, p. 7203–7213, 2018.
- [14] B. Choi, W. Lim, S. Choi, and J. Sun, "Comparative performance evaluation of current-mode control schemes adapted to asymmetrically driven bridge-type pulsewidth modulated dc-to-dc converters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, p. 2033–2042, 2008.
- [15] Z. Qian, O. Abdel-Rahman, H. Al-Atrash, and I. Batarseh, "Modeling and control of three-port DC/DC converter interface for satellite applications," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 25, no. 3, pp. 637–649, 2010.
- [16] R. D. Doncker, D. Divan, and M. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 27, no. 1, pp. 63–73, 1991.
- [17] R. Griño and A. Dòria-Cerezo, "Modelling and simulation of a magnetically coupled multiport dc-dc converter," in *Proc. 24th Int. Conf. on Emerging Technologies and Factory Automation*, 2019.