

Control en lazo cerrado para un convertidor Multi Active Bridge Modular

Leonardo Ortega*, Cristina Fernández, Francisco Huerta, Andrés Barrado, y Pablo Zumel

*Escuela Politécnica Nacional, Quito, Ecuador

Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia

Universidad Carlos III de Madrid

Madrid, España

Abstract—El convertidor Multi Active Bridge Modular (MMAB), constituye una alternativa atractiva en sistemas con diferentes fuentes y cargas como el avión mas eléctrico o en el caso del vehículo eléctrico. El flujo de potencia entre los puertos depende de todas y cada una de las variables de control, de esta manera el MMAB es un sistema multivariable. En el presente trabajo se realiza un análisis de la interacción entre las variables de control y se justifica la posibilidad de establecer lazos independientes de control. Para un convertidor de 5 puertos se diseña y valida mediante simulación el control en lazo cerrado para las corrientes de entrada, considerando fuentes con resistencia en serie y un filtro de entrada en cada puerto.

I. INTRODUCCIÓN

Actualmente, existe interés en el estudio de arquitecturas de convertidores modulares para controlar flujos de potencia en aplicaciones como: Vehículo eléctrico [1]–[4], estación de carga de vehículos eléctricos [5], [6], avión mas eléctrico (MEA) [7] o procesamiento diferencial de potencia [8].

Este tipo de arquitecturas están constituidas por varias fuentes de energía y/o elementos de almacenamiento como baterías, supercondensadores interconectados con cargas a través de convertidores de potencia. Los convertidores que permitan modularidad presentan varias ventajas para este tipo de aplicaciones como: una mejora en la eficiencia total del sistema, escalabilidad y decremento de costos de producción [1], [9].

En la aplicación del vehículo eléctrico existen recientes investigaciones que utilizan sistemas de energía modulares (SEM), Referencia [2] propone una arquitectura de convertidor de potencia que incluye un sistema modular de baterías. Cada batería está conectada a un bus DC por medio de convertidores de potencia. La arquitectura puede ser adaptada para diferentes requerimientos de potencia y energía sin rediseñar el sistema de potencia. Además se puede adaptar en cada caso para mejorar el rendimiento. En este trabajo el convertidor DC-DC con aislamiento galvánico está basado en un transformador multidevanado. Para este tipo de aplicaciones es importante que el transformador sea simétrico y esto es muy difícil de conseguir. En un transformador multidevanado es más difícil obtener las inductancias de dispersión deseadas que en un transformador de dos devanados. Además en este tipo de arquitecturas no está considerada la escalabilidad para incluir un nuevo puerto, por ejemplo, si un nuevo banco de baterías es requerido [10]. Otros ejemplos de vehículos eléctricos que

incluyen diferentes fuentes y unidades de almacenamiento se presentan en [11]–[13].

En [14] el convertidor Modular multi active bridge (MMAB) con transformadores independientes y conexión en paralelo en el lado del secundario (Fig. 1) fue presentado y analizado. Este convertidor es eléctricamente equivalente a otros convertidores de múltiples puentes activos, como el quad active bridge (QAB) [15] o a otras topologías basadas en convertidores multidevanado. Sin embargo esta topología facilita la escalabilidad.

El control de convertidores multipuerto puede ser relativamente complejo [16]–[18]. En el caso del presente trabajo las variables de control son los desfases de las señales cuadradas aplicadas a cada uno de los puentes del convertidor. Las corrientes en las entradas de cada uno de los puertos constituyen las variables de salida.

Las corrientes de entrada dependen de todas y cada una de las variables de control, y debido a su interacción no es posible aplicar directamente técnicas de desacoplamiento por lo que se suele aplicar métodos iterativos para controlar este tipo de convertidores [19]. En el presente trabajo se justifica la aplicación de lazos independientes de control para cada uno de los puertos y se valida su efectividad mediante simulación.

El paper ha sido organizado de la siguiente manera: la sección 2 presenta el comportamiento del MMAB en régimen permanente; la sección 3 incluye el modelado de la planta y el cálculo de los controladores; en la sección 4 se presentan los resultados de simulación en lazo cerrado y finalmente en la sección 5 se obtienen las conclusiones de este trabajo.

II. COMPORTAMIENTO EN REGIMEN PERMANENTE

En este trabajo se utiliza una modulación por desplazamiento de fase [20], siendo los voltajes en cada puente ($v_1, v_2, \dots, v_n$) (Fig. 1) ondas cuadradas. Las variables de control (desfases δ_k) tienen un rango de variación de -1 a 1 correspondiente a -180° y 180° . Los desfases en tiempo se calculan como el producto de las variables de control y el intervalo de tiempo T correspondiente a la mitad del periodo de conmutación (T_{sw}). Para tres puertos las formas de onda de los voltajes de los puentes y el voltaje en los secundarios de los transformadores (v_{ac}) se muestran en la Fig. 2. El voltaje v_{ac} está definido por (1) [14].

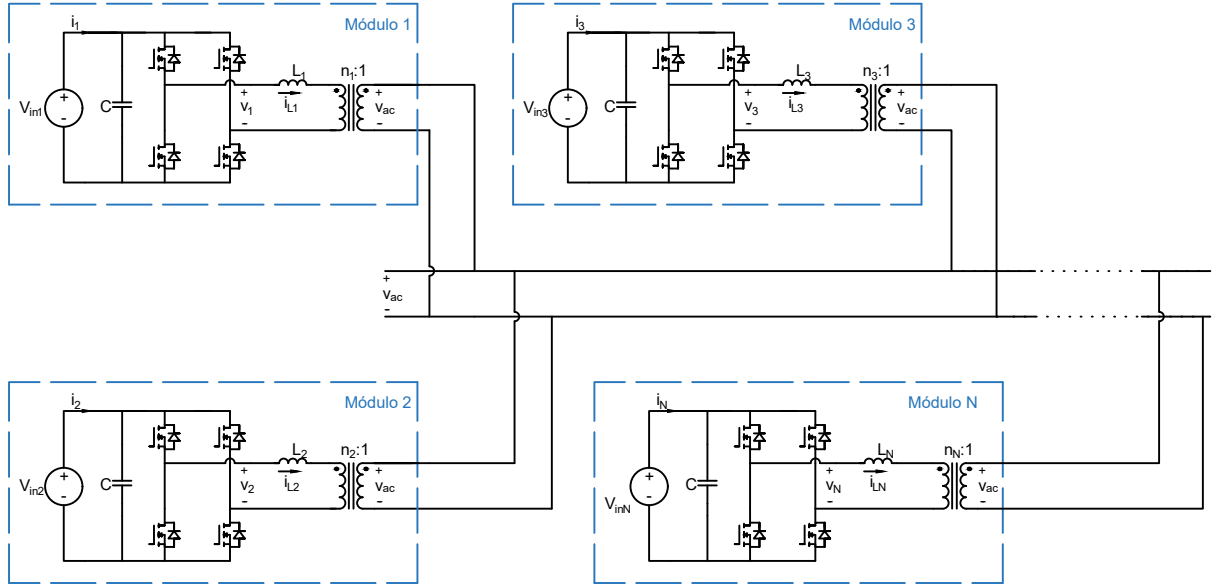


Fig. 1: Modular Multi Active Bridge converter.

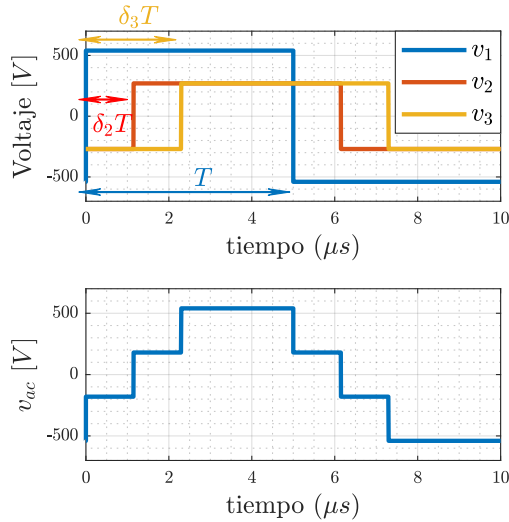


Fig. 2: Voltajes en los puentes y voltaje AC.

$$v_{ac} = \frac{\sum_{k=1}^N v_k \cdot \frac{n_k}{L_k}}{\frac{1}{L_{eq}}} \quad (1)$$

La corriente media en cada puerto para N puertos se calcula mediante (2) [14].

$$i_k = \sum_{j=1}^N K_{kj} (\delta_j - \delta_k) (1 - |\delta_j - \delta_k|) V_{in,j} \quad (2)$$

donde,

$$K_{kj} = T \frac{n_k n_j}{L_k L_j L_{eq}} \quad (3)$$

$$L_{eq} = \left(\sum_{k=1}^N \frac{n_k^2}{L_k} \right)^{-1} \quad (4)$$

En (3) y (4), L_1 a L_N son las inductancias en serie con los transformadores y n_1 a n_N , son las relaciones de transformación para cada puerto. Se define que dos puertos son equivalentes si su circuito equivalente visto desde el lado de secundario es el mismo, esta condición se consigue con (5).

$$\begin{aligned} \frac{V_{in,k}}{n_k} &= V_0 \\ \frac{L_k}{n_k^2} &= L_0 \end{aligned} \quad (5)$$

En analogía con el DAB, la condición de ZVS se consigue para todo el rango si los puertos son equivalentes. En el presente estudio se consideran puertos equivalentes.

A. Interacciones de variables de control

Debido a que las corrientes medias de entrada dependen de todas las variables de control (2), el MMAB constituye un sistema MIMO (Multiple-Input-Multiple-Output). Para solucionar este problema [19] y [21] proponen estrategias de control basadas en el metodo de Newton-Raphson para encontrar la combinación de variables de control que permite obtener una determinada combinación de potencias de entrada en los puertos.

Para un puerto k , se puede obtener el comportamiento en pequeña señal de la corriente de entrada respecto a las variables de control δ_j . Así se puede encontrar la relación entre las variaciones de corriente Δi_k y las variaciones de las variables de control $\Delta \delta_j$ (6)-(8), donde la matriz A constituye la matriz de ganancias estáticas del sistema, mediante la cual

$$\Delta i_k = \sum_{j=1}^N \frac{\partial i_k}{\partial \delta_j} \cdot \Delta \delta_j \rightarrow \begin{bmatrix} \Delta i_1 \\ \Delta i_2 \\ \dots \\ \Delta i_N \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \Delta \delta_1 \\ \Delta \delta_2 \\ \dots \\ \Delta \delta_N \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} \Delta \delta_1 \\ \Delta \delta_2 \\ \dots \\ \Delta \delta_N \end{bmatrix} = \mathbf{A}^{-1} \begin{bmatrix} \Delta i_1 \\ \Delta i_2 \\ \dots \\ \Delta i_N \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\Delta \mathbf{i} = \mathbf{A} \cdot \Delta \boldsymbol{\delta} \rightarrow \Delta \boldsymbol{\delta} = \mathbf{A}^{-1} \Delta \mathbf{i} \quad (\text{expresión compacta}) \quad (7)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\sum_{k \neq 1} V_{ik} K_{1k} (1 - 2|\delta_k - \delta_1|) & V_{i2} K_{12} (1 - 2|\delta_1 - \delta_2|) & \dots & V_{iN} K_{N1} (1 - 2|\delta_1 - \delta_N|) \\ V_{i1} K_{12} (1 - 2|\delta_2 - \delta_1|) & -\sum_{k \neq 2} V_{ik} K_{2k} (1 - 2|\delta_k - \delta_2|) & \dots & V_{iN} K_{N2} (1 - 2|\delta_2 - \delta_N|) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{i1} K_{N1} (1 - 2|\delta_N - \delta_1|) & V_{i2} K_{N2} (1 - 2|\delta_2 - \delta_N|) & \dots & -\sum_{k \neq N} V_{ik} K_{Nk} (1 - 2|\delta_k - \delta_N|) \end{bmatrix} \quad (8)$$

se puede establecer la interacción entre las variables de control y las corrientes de entrada.

Además, la matriz $\mathbf{A}$, esta formada por los paramámetros constructivos del convertidor, los voltaje de entrada y las variables de control en un punto de trabajo.

La potencia máxima entregada o recibida por un puerto se consigue cuando su defase respecto al resto de puertos es de 0.5. Partiendo de esto se puede afirmar que el rango completo de potencia para cualquier puerto puede ser obtenido mediante una diferencia máxima de 0.5 entre variables de control ($0 < |\delta_i - \delta_j| < 0.5$). El presente trabajo se limita a esta condición, de donde se puede obtener (9).

$$0 < 1 - 2|\delta_i - \delta_j| < 1 \quad (9)$$

Esto implica que,

$$|a_{ii}| \geq |a_{ij}| \quad i \neq j \quad (10)$$

De (10) se concluye que la perturbación de una variable de control de un puerto produce una mayor perturbación en la variable de salida del mismo puerto. El caso mas crítico se encuentra cuando el valor absoluto de la ganancia de un elemento de la diagonal A_{ii} es igual a un elemento de la misma fila A_{ij} , esto ocurre cuando $\delta_i = \delta_j$ y las demas variables de control presentan un defase relativo de 0.5.

La interacción entre las variables de control y las variables de salida para un punto de trabajo, puede obtenerse analíticamente usando la matriz de ganancias relativas λ (matriz de Bristol) (11), donde ($\circ$) representa el producto de Hadamard.

$$\lambda = \mathbf{A} \circ (\mathbf{A}^{-1})^T \quad (11)$$

III. ESTRATEGIA DE CONTROL

En esta sección se presenta la estrategia para controlar las corrientes de entrada en cada uno de los puertos. Debido a la fuerte interacción entre cada variable de control y su propio puerto se pueden plantear lazos individuales de control.

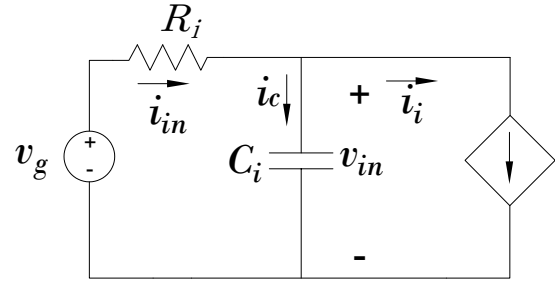


Fig. 3: Circuito equivalente por puerto.

A. Modelado de las Plantas

Para el modelado de cada uno de los puertos se considera la presencia de un capacitor de filtrado C_i y la resistencia interna de la fuente de alimentación R_i como se muestra en la Fig.3, donde i_i representa la corriente en la entrada de cada puerto, i_c es la corriente por el capacitor de filtrado, i_{in} es la corriente de la fuente y v_g es el voltaje de la fuente.

El voltaje de entrada v_{in} en un puerto j viene dado por (12). Para el presente análisis se considera despreciable la caída de voltaje en la resistencia R_i frente al voltaje de la fuente v_g (voltaje de entrada constante).

$$v_{in_j} = v_g - i_{in_j} \cdot R_i \rightarrow v_{in_j} \approx v_g \quad (12)$$

De esta manera se obtiene el mismo modelo en pequeña señal determinado en (6)-(8) para cada corriente i_i . Por las iteraciones vistas en el apartado anterior la planta para cada puerto correspondería a (13).

$$\hat{i}_{in_i} = a_{ii} \cdot \hat{\delta}_i \quad (13)$$

Considerando la inclusión del filtro ($G_i(s)$) se obtiene (14).

$$\hat{i}_{in_i} = G_i(s) \cdot a_{ii} \cdot \hat{\delta}_i \quad (14)$$

donde,

$$G_i(s) = \frac{1}{R_i C_i s + 1} \quad (15)$$

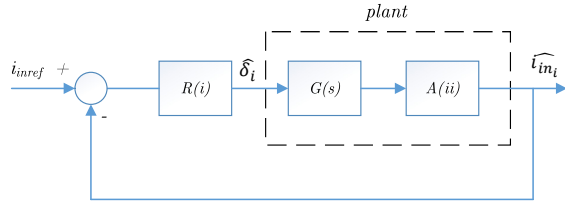


Fig. 4: Lazo de control

De esta manera se pueden establecer lazos individuales de control como se representa en la Fig. 4

Para validar el modelo se plantea un MMAB con 5 puertos, cuyos voltajes son $V_{g1} = V_{g2} = V_{g3} = 270$ (V) y $V_{g4} = V_{g5} = 540$ (V). Se define $V_o = 540$ (V), y usando (5) se obtienen los valores de las relaciones de transformación. Para calcular L_o se utiliza (16), considerando una potencia máxima de 10 (kW). Finalmente mediante (5) se obtienen los valores de las inductancias en cada uno de los puertos.

$$P_{max} = \left(\frac{N-1}{N} \right) \left(\frac{V_o^2 T}{4L_o} \right) \quad (16)$$

Los parámetros del convertidor se presentan en la Tabla I, donde se han incluido los valores del filtro de entrada. El valor de las resistencias en serie guarda relación con la corriente máxima transmitida o recibida por cada uno de los puertos y con la caída de voltaje en cada una de las resistencias como se presenta en la Tabla II.

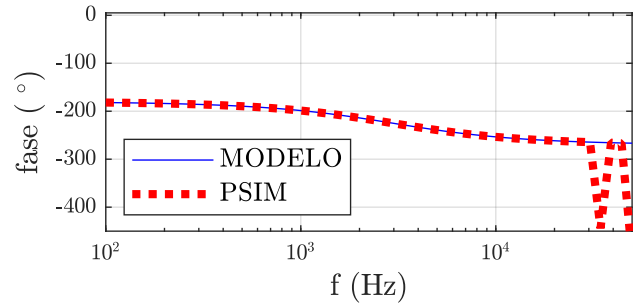
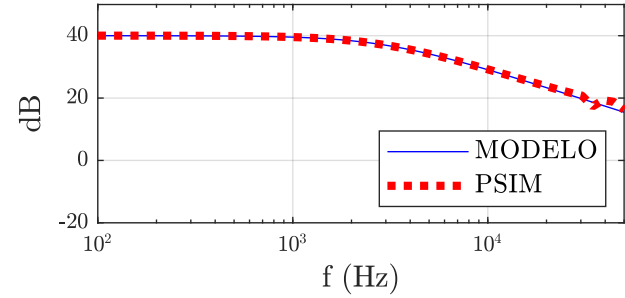
Mediante el software de simulación PSIM se ha obtenido la respuesta en frecuencia para las plantas de corriente considerando el punto de trabajo $\delta_1 = 0$, $\delta_2 = 0.1804$, $\delta_3 =$

TABLE I: Parametros del Convertidor MMAB

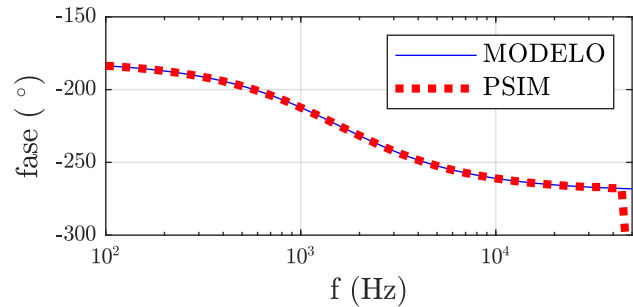
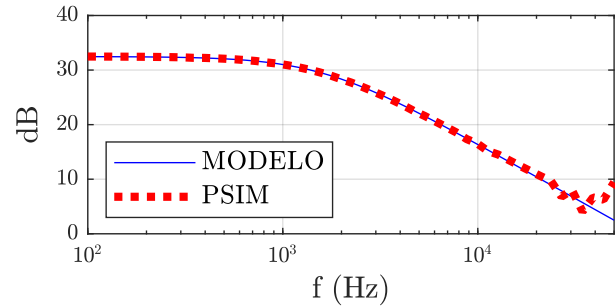
Parametro	Cantidad
N	5
Voltajes de entrada (V)	$V_{g1}=V_{g2}=V_{g3}=270; V_{g4}=V_{g5}=540$
Relaciones de transformación	$n_1=0.5; n_2=0.5; n_3=0.5; n_4=1; n_5=1$
Inductancias (μ H)	$L_1=L_2=L_3=7.29; L_4=L_5=29.16$
R_i (m Ω)	$R_1=R_2=R_3=80; R_4=R_5=150$
C_i (μ F)	$C_1=C_2=C_3=C_4=C_5=670$
Frecuencia de Conmutación (kHz)	100

TABLE II: Caída de Voltaje en Resistencias Serie

Puerto	Potencia (kW)	V_g (V)	I_{max} (A)	R_i (Ω)	Caída de Voltaje (%)
1	10	270	37	0.08	1.1
2	10	270	37	0.08	1.1
3	10	270	37	0.08	1.1
4	10	540	18.5	0.15	0.51
5	10	540	18.5	0.15	0.51



(a)



(b)

Fig. 5: Diagrama de Bode Modelo teórico vs simulación a) $G_1(s) \cdot a_{11}$ b) $G_4(s) \cdot a_{44}$

0.2048, $\delta_4 = -0.0716$ y $\delta_5 = 0.1929$, correspondiente a una distribución de potencia ideal de $P_1 = 4$, $P_2 = -3$, $P_3 = -4$, $P_4 = 6.5$ y $P_5 = -3.5$ (kW).

Los resultados para las plantas del puerto 1 y 4 se presentan en la Fig. 5, donde se ha superpuesto la respuesta en frecuencia de la planta teórica y la respuesta simulada en PSIM hasta un frecuencia de 50 (kHz), correspondiente a la mitad de la frecuencia de conmutación.

B. Calculo de Controladores

En esta sección se calibra el controlador para cada puerto considerando el punto de trabajo determinado en el apartado anterior. En primera instancia se verifica la interacción de las variables de control con respecto a las variables de salida mediante (11), y se obtiene la matriz de ganancias relativas (17).

Los elementos de la diagonal tienen valores positivos y de magnitud mayor a los elementos fuera de la diagonal, por lo cual existe una interacción predominante entre cada variable de control y su propia corriente de entrada, es recomendable entonces controlar cada variable de salida con su correspondiente variables de control.

Las magnitudes obtenidas en los terminos de la matriz de Bristol, sera objeto de un estudio futuro que abarque con profundida la iteracción de las variables. Para el presente trabajo se diseñan lazos independientes de control, que serán sometidos a simulación en la siguiente sección.

$$\lambda = 1e15 \cdot \begin{bmatrix} 1.36 & -0.32 & -0.29 & -0.43 & -0.31 \\ -0.32 & 1.54 & -0.48 & -0.25 & -0.49 \\ -0.29 & -0.48 & 1.49 & -0.22 & -0.49 \\ -0.41 & -0.25 & -0.22 & 1.14 & -0.23 \\ -0.31 & -0.49 & -0.49 & -0.23 & 1.53 \end{bmatrix} \quad (17)$$

Para controlar cada lazo de control se ha optado por reguladores tipo PI (18). La constante de tiempo T_i se ajusta para anular el polo de la planta. de esta manera se tiene un margen de fase de 90° . La constante K_p se ajusta para tener una frecuencia de corte de 1 (KHz).

$$R_i(s) = K_p \left(\frac{T_i s + 1}{T_i s} \right) \quad (18)$$

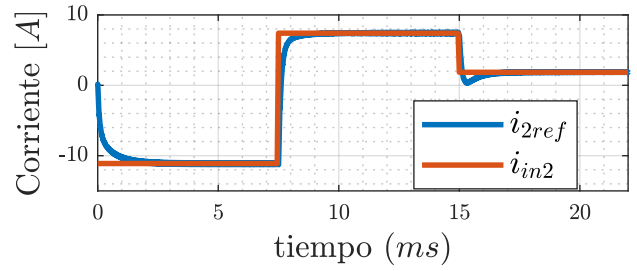
IV. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Utilizando el software PSIM se ha simulado un convertidor MMAB con los parametros mostrados en la Tabla. I. La calibración de los controladores sigue los lineamientos del apartado anterior. La calibración se realiza a $N - 1$ controladores debido a que un puerto trabaja como puerto sumidero, en nuestro caso el puerto 1. La señal de control del puerto sumidero se la conecta directamente a 0, de esta manera este puerto entregara o recibira la potencia necesaria para mantener el balance de potencias en el MMAB.

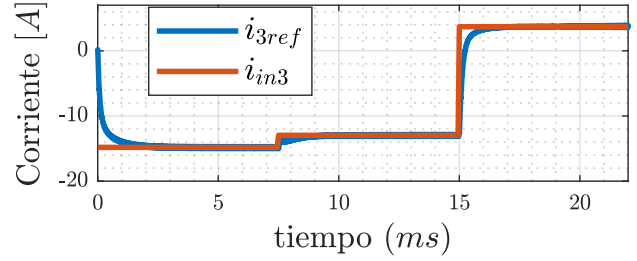
En la Fig. 6 se presenta la respuesta en lazo cerrado del convertidor MMAB, para la realimentación de las corrientes de entrada se ha utilizado un muestreador a la frecuencia de conmutación (100 (kHz)).

Se realizan un cambio de referencia en el instante $t = 7.5$ ms, de $i_{2ref} = -11.1$, $i_{3ref} = -14.8$, $i_{4ref} = 12$, $i_{5ref} = -6.5$ a $i_{2ref} = 7.4$, $i_{3ref} = -13$, $i_{4ref} = 5.5$, $i_{5ref} = -8.3$. El puerto 2 (Fig.6a), pasa de recibir potencia a entregar potencia, siguiendo en todo momento la referencia establecida. La respuesta de las corrientes: 3 (Fig.6b), 4 (Fig.6c) y 5 (Fig.6d) también siguen las referencias en tiempos menores a 2 ms. Para comprobar el funcionamiento de los lazos de control se ha establecido otro paso en las referencias en el instante $t = 15$ ms, cambiando las corriente a $i_{2ref} = 1.85$, $i_{3ref} = 3.7$,

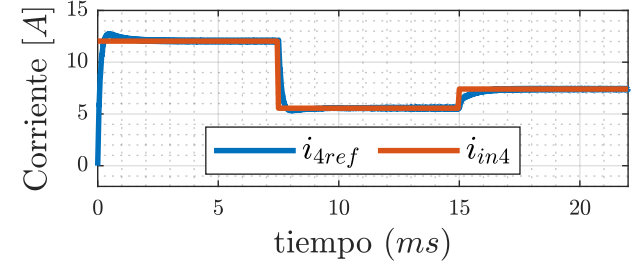
$i_{4ref} = 7.4$, $i_{5ref} = -9.3$. Las señales de control se presentan en la Fig.(6e)



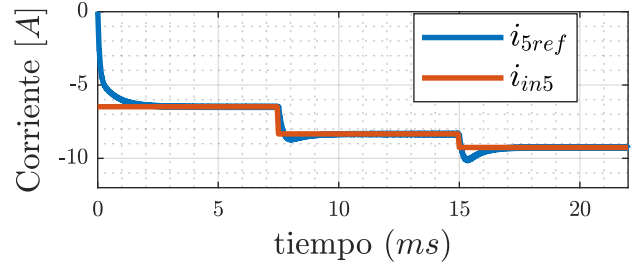
(a)



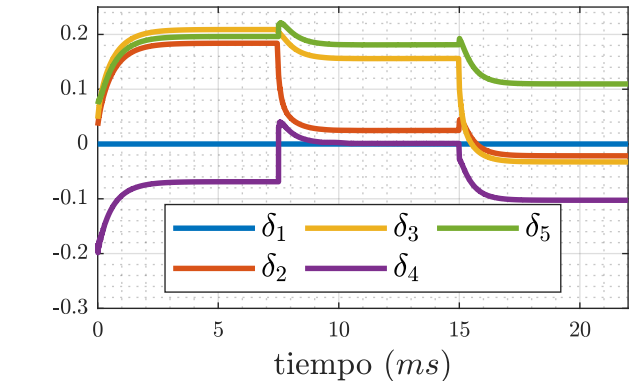
(b)



(c)



(d)



(e)

Fig. 6: Respuesta en lazo cerrado de convertidor MMAB

V. CONCLUSIONES

El convertidor MMAB constituye un sistema de N entradas y N salidas, donde N es el número de puertos del convertidor. Cada una de las entradas (variables de control) esta relacionada con cada una de las salidas (corrientes de entrada), constituyendo un sistema multivariable. En primera instancia no es posible desacoplar los lazos de control, por lo cual muchos estudios proponen estrategias basadas en el método iterativo de Newton-Raphson.

En el presente trabajo se prueba la interacción entre las variables de entrada y las variables de salida. Aplicando la matriz de bristol en el punto de trabajo se comprueba la interacción predominante entre cada variable de control y su variable de salida, y se diseñan lazos individuales de control.

Se ha considerado un convertidor de 5 puertos con filtro de entrada y fuentes con resistencia en serie para validar los modelos. Los modelos teóricos se ajustan a los modelos simulados. Finalmente se realiza el diseño y simulación de los controladores. Se comprueba la robustez de los controladores al aplicar cambios en la referencia. En un puerto el cambio en la referencia implica que el puerto pase de recibir potencia a entregarla en un tiempo inferior a $2ms$.

VI. ACKNOWLEDGEMENT

Este trabajo está financiado por FEDER/Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades – Agencia Estatal de Investigación (Proyecto DPI2017-88062-R)..

REFERENCES

- [1] A. K. Soltani, M. Kandidayeni, L. Boulon, and D. L. St-Pierre, "Modular Energy Systems in Vehicular Applications," *Energy Procedia*, vol. 162, pp. 14–23, apr 2019.
- [2] A. Stippich, C. H. V. D. Broeck, A. Sewergin, A. H. Wienhausen, M. Neubert, P. Schülting, S. Taraborrelli, H. V. Hoek, and R. W. D. Doncker, "Key components of modular propulsion systems for next generation electric vehicles," *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 2, no. 4, pp. 249–258, 2017.
- [3] S. Rothgang, T. Baumhöfer, H. van Hoek, T. Lange, R. W. De Doncker, and D. U. Sauer, "Modular battery design for reliable, flexible and multi-technology energy storage systems," *Applied Energy*, vol. 137, pp. 931–937, 2015.
- [4] Y. Chen, Y. Elasser, P. Wang, J. Baek, and M. Chen, "Turbo-MMC: Minimizing the Submodule Capacitor Size in Modular Multilevel Converters with a Matrix Charge Balancer," in *2019 20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pp. 1–8, 2019.
- [5] G. R. C. Mouli, J. Schijffelen, M. van den Heuvel, M. Kardolus, and P. Bauer, "A 10 kw solar-powered bidirectional ev charger compatible with chademo and combo," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp. 1082–1098, 2018.
- [6] M. R. Khalid, M. S. Alam, A. Sarwar, and M. J. Asghar, "A comprehensive review on electric vehicles charging infrastructures and their impacts on power-quality of the utility grid," *eTransportation*, vol. 1, p. 100006, 2019.
- [7] G. Buticchi, L. F. Costa, D. Barater, M. Liserre, and E. D. Amarillo, "A quadruple active bridge converter for the storage integration on the more electric aircraft," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, pp. 8174–8186, Sep. 2018.
- [8] P. Wang, Y. Chen, Y. Elasser, and M. Chen, "Small Signal Model for Very-Large-Scale Multi-Active-Bridge Differential Power Processing (MAB-DPP) Architecture," in *2019 20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pp. 1–8, 2019.
- [9] A. Engel, Y. Reich, T. Browning, and D. Schmidt, "Optimizing system architecture for adaptability," in *DS 70: Proceedings of DESIGN 2012, the 12th International Design Conference, Dubrovnik, Croatia, 2012*.
- [10] J. V. Barreras, C. Pinto, R. de Castro, E. Schaltz, S. J. Andreasen, P. O. Rasmussen, and R. E. Araújo, "Evaluation of a novel bev concept based on fixed and swappable li-ion battery packs," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, pp. 5073–5085, Nov 2016.
- [11] H. Tao, J. L. Duarte, and M. A. Hendrix, "Multiport converters for hybrid power sources," *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, pp. 3412–3418, 2008.
- [12] M. B. Burnett and L. J. Borle, "A power system combining batteries and supercapacitors in a solar/hydrogen hybrid electric vehicle," *2005 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC*, vol. 2005, pp. 709–715, 2005.
- [13] X. Zhang, S. Liu, H. Chen, X. Jun, and H. Guo, "Multiple-port DC/DC converter for power flows management in electric vehicles," in *The 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, pp. 727–730, 2010.
- [14] P. Zumel, C. Fernandez, A. Lazaro, M. Sanz, and A. Barrado, "Overall analysis of a modular multi active bridge converter," in *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, COMPEL 2014*, 2014.
- [15] S. Falcones, R. Ayyanar, and X. Mao, "A DC-DC Multiport-converter-based solid-state transformer integrating distributed generation and storage," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2192–2203, 2013.
- [16] X. Ruan, W. Chen, L. Cheng, C. K. Tse, H. Yan, and T. Zhang, "Control Strategy for Input-Series-Output-Parallel Converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 4, pp. 1174–1185, 2009.
- [17] P. Zumel, L. Ortega, A. Lázaro, C. Fernández, A. Barrado, A. Rodríguez, and M. Hernando, "Modular Dual-Active Bridge Converter Architecture," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 3, 2016.
- [18] K. Filsoof and P. Lehn, "A Bidirectional Multiple-Input Multiple-Output Modular Multilevel DC-DC Converter and its Control Design," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2015.
- [19] P. Wang and M. Chen, "Towards Power FPGA: Architecture, Modeling and Control of Multiport Power Converters," *2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, COMPEL 2018*, pp. 1–8, 2018.
- [20] A. Rodríguez, A. Vázquez, D. G. Lamar, M. M. Hernando, and J. Sebastián, "Different Purpose Design Strategies and Techniques to Improve the Performance of a Dual Active Bridge With Phase-Shift Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 2, pp. 790–804, 2015.
- [21] M. Neubert, S. P. Engel, J. Gottschlich, and R. W. De Doncker, "Dynamic power control of three-phase multiport active bridge DC-DC converters for interconnection of future DC-grids," *Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, vol. 2017-Decem, no. December, pp. 639–646, 2018.