

Topología Elevadora con Cancelación de Rizado: Análisis, Modelado y Comparación con el Convertidor Elevador.

D. Meneses, D. Díaz, J.A. Oliver, O. García, P. Alou, J.A. Cobos

Universidad Politécnica de Madrid
Centro de Electrónica Industrial (CEI)
C/ José Gutiérrez Abascal, 2
28006 Madrid. SPAIN
Teléfono: + 34 91 4117517
e-mail: cei@upm.es

Abstract- La topología elevadora con cancelación de rizado permite atenuar el rizado de la corriente de salida y de entrada, lo que implica la supresión del filtro de entrada y una reducción del filtro de salida. Sin embargo, para conseguir la cancelación de rizado se incrementa la complejidad y el número de componentes, por lo que se ha realizado un análisis detallado para concretar las ventajas e inconvenientes de esta topología. Este artículo presenta el análisis dinámico de la topología, para lo cual se ha obtenido el modelo promediado de la misma, así como su compleja función de transferencia, de orden siete. Dada esta complejidad se presenta una función de transferencia simplificada, de segundo orden, que permite simplificar el diseño de la etapa de control. Se ha realizado una comparación entre la topología analizada y un elevador convencional en términos de peso, pérdidas y rizado de corriente de entrada, utilizando el modelo promediado para estimar dicho rizado en la topología analizada. Para validar la cancelación de rizado y el análisis dinámico de la topología se ha construido un prototipo, adjuntándose las formas de onda y el diagrama de bode medido, validándose la cancelación de rizado a la entrada y la salida del convertidor, para los dos modos de conducción.

I. INTRODUCCIÓN

En el diseño de un convertidor para aplicaciones aeroespaciales, peso, volumen y rendimiento se convierten en parámetros críticos de diseño. Un elemento necesario para el correcto funcionamiento del sistema son los filtros, tanto de entrada como de salida. Sin embargo estos elementos tienen un impacto negativo en el peso y el tamaño del convertidor.

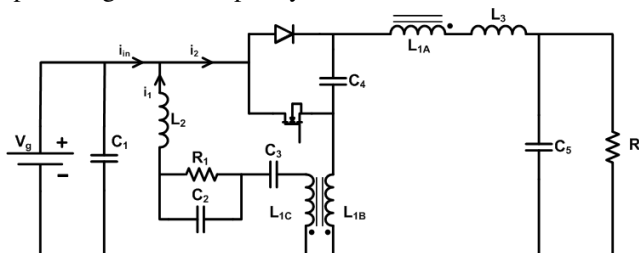


Figura 1. Esquema eléctrico de la topología elevadora con cancelación de rizado.

En [1] se propone una nueva topología elevadora de bobinas acopladas y red de cancelación de rizado (Figura 1). Esta topología presenta una relación de tensiones igual a la del convertidor elevador convencional y mediante la adición de una red de cancelación de rizado, y la bobina L_3 (Figura 1), se consigue la cancelación del rizado de corriente de entrada y la

reducción del mismo en la corriente de salida respectivamente. Más detalles sobre el funcionamiento de la topología, y las fórmulas para el diseño de la red de cancelación se pueden encontrar en [1].

La reducción de los rizados de corriente supone ventajas respecto del convertidor elevador clásico, pues permite la reducción o supresión del filtro de entrada y la reducción del filtro de salida. Un aspecto importante de la cancelación de rizado es que ésta es válida para cualquier condición de funcionamiento, ya sea en MCC o en MCD, y para cualquier ciclo de trabajo. Para evaluar de forma más precisa las ventajas teóricas de la topología se ha analizado, modelado y prototipado la misma, comparándose con el elevador convencional con filtro de salida.

En este artículo se presentan también el modelo promediado del convertidor con cancelación de rizado y la compleja función de transferencia de orden siete, así como una simplificación de la misma que reduce el sistema a otro equivalente de segundo orden. Se ha realizado una comparación entre el convertidor elevador con cancelación de rizado y el elevador clásico en términos de comportamiento dinámico, peso y pérdidas, presentándose en este artículo los resultados de la misma. Por último, usando el modelo promediado del convertidor se ha estimado el rizado de corriente de ambos convertidores, presentándose las medidas efectuadas, así como los diagramas de bode medidos sobre el prototipo construido.

II. CARACTERIZACIÓN DINÁMICA DEL CONVERTIDOR ELEVADOR CON RED DE CANCELACIÓN DE RIZADO

La topología analizada se puede obtener a partir del convertidor elevador con bobinas acopladas mediante la adición de la red de cancelación de rizado. Es sabido que, bajo ciertas circunstancias, algunas topologías elevadoras con bobinas acopladas [2,3,4] pueden cancelar el cero del semiplano derecho, inherente al elevador clásico. Para evaluar esta cancelación en la topología estudiada, se ha obtenido el modelo promediado y la función de transferencia teórica del convertidor.

El modelo promediado [5] de la topología con cancelación de rizado (Figura 2) se ha obtenido mediante la substitución del

transformador principal por su inductancia magnetizante y fuentes dependientes de tensión e intensidad, al igual que el transistor y el diodo. Los parámetros de diseño n_A , n_B y n_C de la figura 2 son respectivamente el número de vueltas de L_{1A} , L_{1B} y L_{1C} .

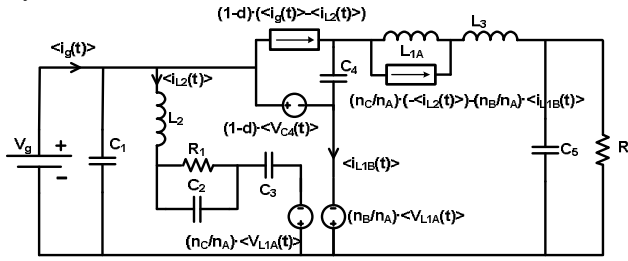


Figura 2. Modelo promediado de la topología elevador con cancelación de rizado.

La validación del modelo promediado se ha efectuado mediante la comparación de la respuesta transitoria del mismo, con la respuesta del modelo conmutado frente a un escalón del ciclo de trabajo (figura 3). También se ha comparado el diagrama de bode medido y simulado, presentándose esta comparación en la figura 12 de la sección IV.

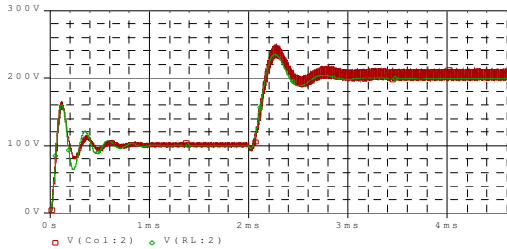


Figura 3. Validación del modelo promediado. Respuesta transitoria de la tensión de salida a un escalón de ciclo de trabajo.

Analizando el diagrama de bode de la tensión de salida respecto del ciclo de trabajo (figura 4) se ve que aparecen dos polos y un cero en el semiplano derecho a bajas frecuencias, y otros polos y ceros a más altas frecuencias que no tienen influencia en el diseño de la etapa de control. Para ver la posición de polos y ceros y encontrar posibles condiciones de cancelación del cero en el semiplano derecho se ha obtenido la función de transferencia teórica, mostrándose en la Figura 5 las matrices que componen el modelo en el espacio de estado [6.7] del convertidor. La función de transferencia así obtenida es de orden siete, presentando un numerador de orden cuatro que hace difícil el estudio teórico de las condiciones antes mencionadas.

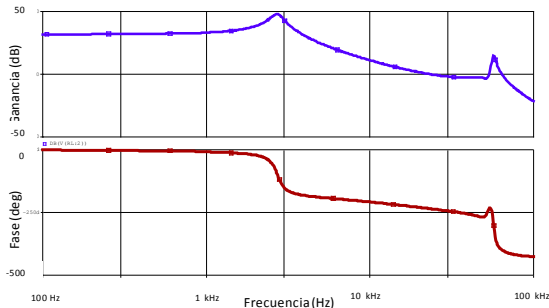


Figura 4. Diagrama de bode simulado de la tensión de salida respecto del ciclo de trabajo.

Puesto que el objetivo de la caracterización dinámica es evaluar condiciones de funcionamiento que puedan producir la cancelación del cero en el semiplano derecho, se ha obtenido una función de transferencia simplificada, basada en el método de desacoplo de los subsistemas lento y rápido [8,9]. Esta nueva función de transferencia sí permite desarrollar un estudio analítico de las condiciones para las que se podría cancelar este cero, a la vez que simplifica y acorta el proceso de diseño del control.

$$\dot{x} = A(d) \cdot x + B \cdot V_g$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-(1-d)}{C_4} & \frac{-n_c}{n_A} \frac{1-d}{C_4} & \frac{-1}{C_4} \\ 0 & \frac{-1}{R_1 \cdot C_2} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{R \cdot C_3} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_3} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_5} & 0 \\ \frac{1-d}{L_{1A}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{n_c}{n_A} \frac{1-d}{L_2} & \frac{-1}{L_2} & 0 & \frac{-1}{L_2} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L_3} & 0 & \frac{-1}{L_3} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{-1}{L_{1A}} \\ \frac{1-n_c}{n_A} \frac{1-d}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad x = \begin{bmatrix} V_{C4} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \\ V_{C5} \\ V_{C1} \\ i_{L1A} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \end{bmatrix}$$

Figura 5. Modelo en el espacio de estado del elevador con cancelación de rizado.

Para aplicar el desacoplo de variables lentas y rápidas al circuito de la Figura 1, V_{C4} , V_{C5} e i_{L1A} son consideradas variables lentas mientras que V_{C2} , V_{C3} , i_{L2} e i_{L3} se consideran variables rápidas. Estas últimas han sido expresadas como una combinación de las variables lentas y del ciclo de trabajo. Resolviendo el sistema de ecuaciones resultante se obtiene un sistema equivalente de segundo orden (Ecuaciones (1) y (2)), a pesar de que se han considerado tres variables lentas. Esta reducción es posible si las capacidades C_4 y C_5 son suficientemente grandes, y por lo tanto, las tensiones de ambos condensadores pueden considerarse iguales.

Un resultado interesante de este análisis es que el modelo simplificado se corresponde con un convertidor elevador equivalente, cuya inductancia equivalente es la inductancia L_{1A} y la capacidad equivalente es la suma de las capacidades C_4 y C_5 .

$$(C_4 + C_5) \cdot \frac{dV_O}{dt} = (1-d) \cdot i_{L1A} - \frac{V_O}{R} \quad (1)$$

$$L_{1A} \cdot \frac{di_{L1A}}{dt} = (1-d) \cdot V_{C5} + V_g \quad (2)$$

La principal conclusión de este análisis es que el **cero en el semiplano derecho no se cancela para ninguna condición de funcionamiento**, como en el convertidor elevador clásico.

El estudio dinámico anterior, incluyendo la obtención del modelo simplificado, se ha realizado considerando que la relación de vueltas entre las inductancias L_{1A} y L_{1B} es la misma. Es decir se ha considerado una relación de vueltas $n_A:n_A:n_C$ en el magnético principal.

La Figura 6 muestra la precisa correspondencia entre el modelo promediado y el modelo simplificado en el rango de frecuencias útil para el diseño del control, esto es, hasta la frecuencia del cero del semiplano derecho, dado que el ancho de banda de un convertidor con fase no mínima está limitado aproximadamente a un tercio de esta frecuencia [10].

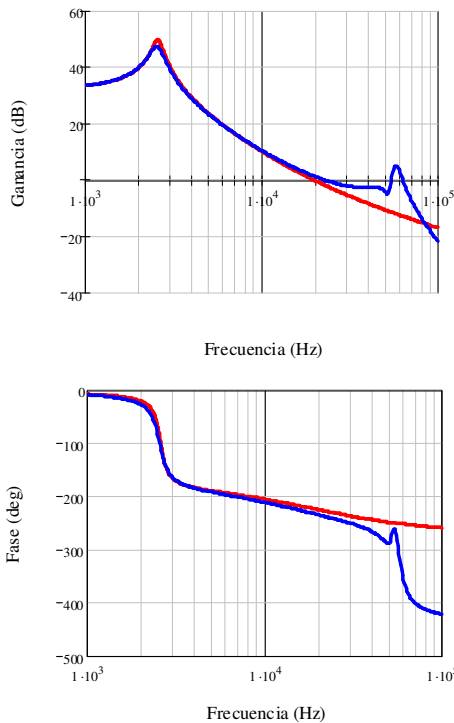


Figura 6. Comparación del diagrama de Bode del modelo promediado y la función de transferencia simplificada.

III. COMPARACIÓN ENTRE EL CONVERTIDOR ELEVADOR CON CANCELACIÓN DE RIZADO Y EL CONVERTIDOR ELEVADOR

El análisis dinámico ha mostrado que el convertidor elevador con cancelación de rizado posee el mismo comportamiento dinámico que el elevador clásico, en el rango de frecuencias útil para el diseño de la etapa de control. En esta sección se comparará ambas topologías en términos de peso, pérdidas y rizado de corriente de entrada, para una aplicación concreta que cumple las siguientes condiciones de diseño:

- Potencia de salida: 500W
- Tensión de entrada: 40V a 96V
- Tensión de salida: 100V
- Rizado de corriente máximo del 20% (entrada y salida), escogido para una aplicación espacial
- Rizado de tensión de salida del 1%

- Rizado de tensión de los condensadores flotantes del 5%
- Frecuencia de conmutación de 150kHz.
- Para el diseño de los componentes magnéticos se utilizan núcleos toroidales MPP de Magnetics, los cuales tienen una densidad de $8.7g/cm^3$.
- Los condensadores utilizados son autocicatrizables, necesarios para una aplicación espacial, escogidos tanto por capacidad, como por corriente eficaz.

La comparación muestra que el peso de los elementos magnéticos y condensadores es de 117g para el convertidor con cancelación de rizado y de 208g para el elevador convencional, incluyendo el filtro de salida (Figura 7). En ambos casos se ha considerado el mismo condensador de entrada, a pesar de que podría utilizarse otro con menor capacidad para el convertidor con cancelación de rizado.

Considerando únicamente las pérdidas en los MOSFET y los elementos magnéticos, ambas topologías son semejantes en pérdidas, siendo ligeramente mejor la topología con cancelación de rizado.

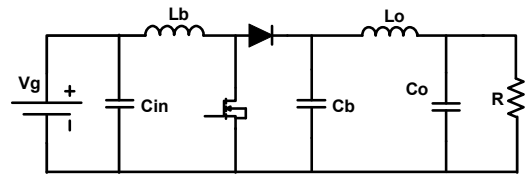


Figura 7. Esquema eléctrico del convertidor elevador clásico con filtro de salida.

En las tablas I y II se presenta un resumen de los valores de diseño de los elementos reactivos y sus pesos, así como las pérdidas en el transistor y los elementos magnéticos de cada una de las topologías.

TABLA I
RESUMEN DE PESO Y PÉRDIDAS DEL CONVERTIDOR ELEVADOR CONVENCIONAL

| Elevador clásico | | Valor | Peso |
|-------------------------|----------|-------------|---------|
| Bobinas | L_b | 96 μ H | 143,7gr |
| | L_o | 2,4 μ H | |
| Condensadores | C_b | 4,7 μ F | 70gr |
| | C_o | 47 μ F | |
| | C_{in} | 3,3 μ F | |
| Peso total | | | 207,8gr |
| Pérdidas totales | | | 15,84 W |

El número de semiconductores es el mismo en ambos convertidores, así como el estrés de tensión al que se ven sometidos. Por ello se considera el convertidor con cancelación de rizado una mejor opción para esta aplicación, en términos de peso y pérdidas, a pesar de incrementarse el número total de componentes y la complejidad del diseño. Como L_3 es pequeña, podría substituirse por la inductancia de dispersión del elemento magnético principal [11], reduciendo el número de magnéticos y por lo tanto el coste y el peso del convertidor.

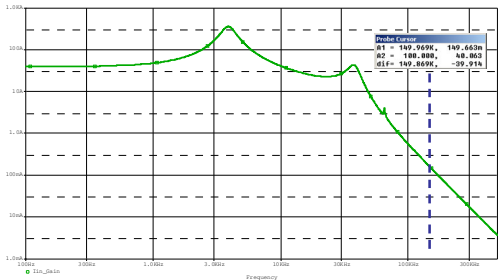
TABLA II
RESUMEN DE PESO Y PÉRDIDAS DEL CONVERTIDOR ELEVADOR CON CANCELACIÓN DE RIZADO.

| Elevador con cancelación rizado | Valor | Peso | |
|---------------------------------|-----------------|----------|---------|
| Bobinas | L _{1A} | 51μH | 91,58gr |
| | L _{1B} | 51μH | |
| | L _{1C} | 3μH | |
| | L ₂ | 10,2μH | |
| | L ₃ | 3μH | |
| Condensadores | C ₃ | 3,3μF | 25,6gr |
| | C ₂ | 3,3μF | |
| | C ₄ | 4,7μF | |
| | C ₅ | 3,5μF | |
| | C ₁ | 3,3μF | |
| Peso total | | 117,48gr | |
| Pérdidas totales | | 14,4 W | |

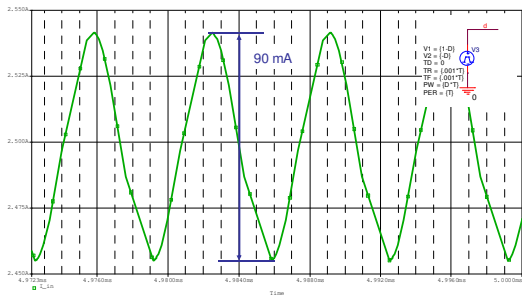
Una estimación del rizado de corriente en la entrada y la salida de la topología con cancelación de rizado puede obtenerse aplicando el teorema del rizado presentado en [12]. Este teorema, aplicado al modelo promediado, simplifica el cálculo de la cancelación de rizado, ahorra tiempo de simulación y permite una comparación entre diferentes diseños en términos de eficiencia de cancelación de rizado.

Teniendo en cuenta las especificaciones, en la bobina del elevador convencional se obtiene un rizado de corriente de $2A_{pp}$, para una tensión de entrada de 50V(d=0.5).

Aplicando el teorema del rizado propuesto en [12], se obtiene un rizado de $95mA_{pp}$ para la corriente de entrada (i_{in} en la Figura 1) del convertidor, para la misma tensión de entrada.



(a)



(b)

Figura 8. Ganancia de la respuesta en frecuencia del elevador con cancelación de rizado (a). Corriente de entrada y componente de alterna de la señal de control. (b).

La Figura 8.a muestra el diagrama de bode de la corriente de entrada y la ganancia a la frecuencia de conmutación, necesaria para obtener el rizado de corriente mediante la aplicación del ya citado teorema.

$$\Delta i_{pk-pk} = 0.149 \cdot \frac{\sin(\pi \cdot 0.5)}{\pi \cdot 0.5} = 95 mA_{pk-pk} \quad (3)$$

Para comprobar la validez del cálculo efectuado en (3) se ha realizado una simulación transitoria del modelo promediado (Figura 8.b), aplicando al mismo la componente de alterna de la señal de conmutación utilizada en el modelo conmutado.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se ha construido un prototipo de 500W (Figura 9) siguiendo las especificaciones de la sección anterior, obteniéndose rendimientos que se encuentran entre el 92% y el 96.5%, para el margen de tensión de entrada.

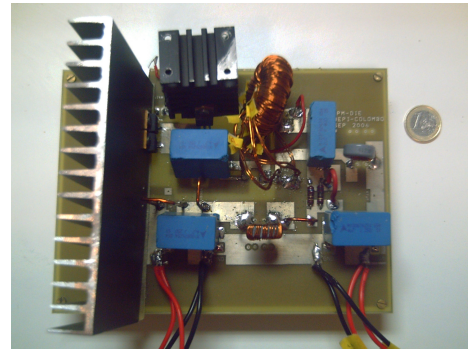
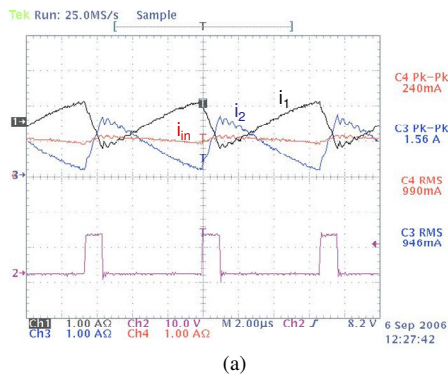
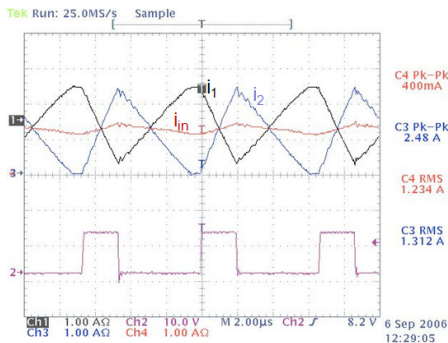


Figura 9. Fotografía del convertidor elevador con red de cancelación de rizado.

Para validar la cancelación de rizado para cualquier condición de funcionamiento se han realizado pruebas en los dos modos de conducción del convertidor. En la Figura 10, i_1 (Figura 1) es la corriente de la red de cancelación, i_2 es la corriente antes de la red de conmutación e i_{in} es la suma de ambas, es decir la corriente demandada a la entrada. Un parámetro crítico en la cancelación del rizado es la inductancia L2. Para comprobar si se mantiene la cancelación de rizado en un caso no óptimo, se ha diseñado ésta con un valor un 20% menor ($7.8\mu H$) que su valor teórico. En ese caso, se puede apreciar como no se consigue una cancelación total del rizado de corriente de entrada, pero la reducción de dicho rizado es considerable.



(a)



(b)

Figura 10. Formas de onda medidas en MCC (a) y MCD(b).

También se ha medido la cancelación de rizado en la corriente de salida, quedando ésta validada (Figura 11).

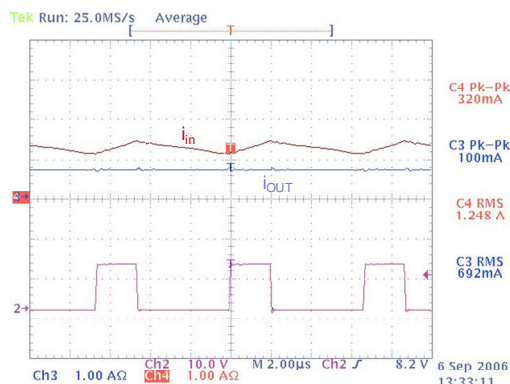


Figura 11. Corriente de entrada y salida del elevador con red de cancelación de rizado.

Como se mencionó en la sección II, donde se introdujo el modelo promediado, se ha realizado una comparación entre los diagramas de bode simulado y medido. En la Figura 12 se puede ver como ambos diagramas son acordes en todo el margen de frecuencias.

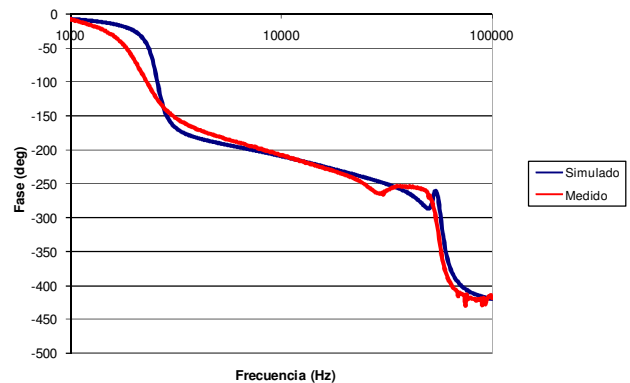
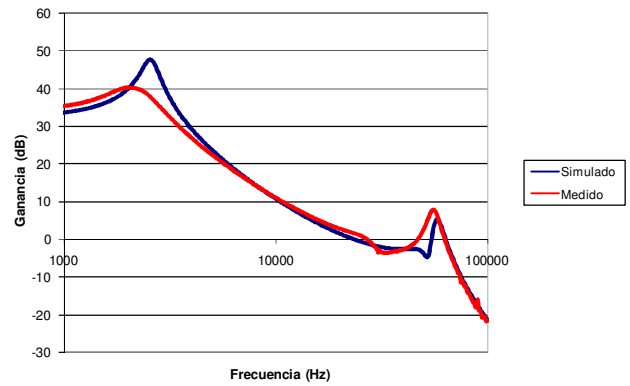


Figura 12. Diagramas de bode medido y simulado del convertidor elevador con cancelación de rizado.

V. CONCLUSIONES

Se ha analizado una topología elevadora con cancelación de rizado. Esta topología reduce tanto el rizado de entrada como el de salida, mediante la adición de una red de cancelación de rizado y el elemento magnético L3, respectivamente. Se ha obtenido el modelo promediado, que se ha validado mediante la comparación de su respuesta en frecuencia y la del diagrama de bode medido sobre el prototipo construido. Se ha obtenido la función de transferencia teórica, así como una versión simplificada de segundo orden que permite simplificar el diseño de la etapa de control y comprobar que el cero en el semiplano derecho aparece para todas las condiciones de funcionamiento, al igual que en el elevador convencional. Usando el modelo promediado, se ha comparado el rizado de la corriente de entrada del elevador convencional con el rizado estimado en la topología con cancelación de rizado, comprobándose la cancelación del mismo.

Se ha llevado a cabo una comparación entre esta topología y el elevador convencional en términos de peso y rendimiento. Esta comparación muestra que el elevador con cancelación de rizado tiene ventajas desde el punto de vista de pérdidas y del peso (118g, 57% del peso del elevador convencional), específicamente para aplicaciones aeroespaciales.

Se ha construido un prototipo para validar la cancelación de rizado en ambos modos de conducción, incluyéndose formas de onda capturadas en el mismo. En este prototipo el diseño de la red de cancelación no es óptimo, no consiguiéndose una cancelación del rizado de la corriente de entrada, pero sí una gran reducción del mismo.

REFERENCES

- [1] R. Martinelli, C. Ashley, "Coupled Inductor Boost Converter with Input and Output Ripple Cancellation", IEEE APEC 1991, pp. 567-572.
- [2] Calvente, J.; Martínez-Salamero, L.; Valderrama, H.; Vidal-Idiarte, E.; "Using magnetic coupling to eliminate right half-plane zeros in boost converters". Power Electronics Letters, IEEE, Vol. 2, no 2, June 2004 Page(s):58 - 62
- [3] E. Sanchis-Kilders, J.B. Ejea, A. Ferreres, E. Maset, V. Esteve, J. Jordán, J. Calvente, A. Garrigós, "Bidirectional Coupled Inductors Step-up Converter for Battery Discharging-Charging", IEEE PESC '05, pp. 64-68.
- [4] P.Rueda, S.Ghani, P.Perol, "A New Energy Transfer Principle to achieve a Minimum Phase & Continuous Current Boost Converter". IEEE PESC 2004 p.2232-2236, vol. 3.
- [5] J.A. Oliver, J.A. Cobos, J. Uceda, M. Rascón and C. Quiñones, "Systematic approach for developing large-signal averaged models of multioutput PWM converters", IEEE PESC 2000, pp. 696-701, vol. 2.
- [6] B. Bryant and M. K. Kazimierczuk, "Voltage-Loop Power-Stage Transfer Functions with MOSFET delay for Boost PWM Converter Operating in CCM", IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 54, No. 1, pp. 347-353, Feb. 2007.
- [7] R.D. Middlebrook, S. Cuk, "A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages", IEEE PESC'76, pp. 18-34.
- [8] J. Sun, H. Grotstollen. "Averaged Modelling of Switching Power Converters: Reformulation and Theoretical basis" IEEE PESC'92, pp.1165-1172 vol.2.
- [9] Jian Sun; Grotstollen, H. "Symbolic Analysis Methods for Averaged Modeling of Switching Power Converters" IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 12, N° 3, pp. 537-546, May 1997.
- [10] R. Ridley, "Switching Power Magazine", January 2001 p.22-25.
- [11] Michael J. Schutten, Robert L. Steigerwald, Juan A.Sabaté, "Ripple Current Cancellation Circuit" IEEE APEC 2003, pp. 464 - 470 vol.1.
- [12] V. Vorperian, "A ripple theorem for PWM DC-to-DC converters operating in continuous conduction mode", IEEE PESC 2004, pp. 28-35 vol.1.