

Análisis de pequeña señal del medio puente asimétrico con dos transformadores

M. Arias, M. Fernández, D. G. Lamar, Francisco F. Linera, J. Sebastián

Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación (Universidad de Oviedo). Campus de Viesques s/n
33204 Gijón
ariasmanuel@uniovi.es

Abstract.— El Medio Puente Asimétrico (MPA) es un convertidor en el que se pueden conseguir conmutaciones a tensión cero en los MOSFETs y conmutaciones muy cercanas a corriente cero en los diodos de salida. Como consecuencia, se trata de una topología idónea para aplicaciones que requieran rendimientos elevados. Además, sus tiempos muertos son muy breves, con lo que la rectificación síncrona autoexcitada puede implementarse fácilmente en aplicaciones de baja tensión de salida. Obviamente, este convertidor también tiene una serie de desventajas. Por un lado, su máximo ciclo de trabajo está limitado a 0,5 y, por otro, es un convertidor con funciones de transferencia complejas y, por ende, difícil de regular. El MPA con Dos Transformadores (MPADT) permite resolver el primero de los problemas al extender el rango del ciclo de trabajo útil por encima de 0,5. No obstante, su regulación sigue siendo compleja y, además, las funciones de transferencia del MPA estándar no le son aplicables. En este artículo se presenta el análisis de pequeña señal del MPADT operando en Modo de Conducción Continuo. La validación de los modelos obtenidos se ha llevado a cabo experimentalmente mediante un prototipo de 60 W, con una tensión de entrada de 400 V y una tensión de salida de 48 V.

Keywords: Medio Puente Asimétrico, Dos Transformadores, Pequeña Señal.

I. INTRODUCTION

La topología del Medio Puente Asimétrico (MPA) tiene muchas ventajas y, por tanto, aplicaciones donde resulta una topología adecuada [1], [2]. La tensión máxima soportada por los MOSFETs está limitada a la tensión de entrada. Además, es posible obtener conmutaciones a tensión cero en los mismos, reduciendo drásticamente las pérdidas de conmutación [3]. De hecho, las conmutaciones suaves en los MOSFETs implican una conmutación a corriente muy cercana a cero en los diodos rectificadores, lo que reduce en reducir sus pérdidas e incrementar su rendimiento [4]. Por otro lado, los tiempos muertos se limitan al tiempo necesario para lograr las conmutaciones suaves. Por lo tanto, son muy breves y la transferencia de energía desde la entrada a la salida se realiza durante la mayor parte del periodo de conmutación, aumentando la densidad de potencia del convertidor [5].

Las principales desventajas del MPA son, por un lado, su reducido rango de ciclo de trabajo, menor de 0,5 y, por otro, una función de transferencia compleja [6]. En concreto, la función de transferencia que relaciona la variable de control (ciclo de trabajo) con la tensión de salida está fuertemente condicionada por la resonancia entre los condensadores de entrada y la inductancia magnetizante. Esta resonancia añade cierta complejidad a la tarea de diseñar el regulador del MPA y hace muy difícil alcanzar anchos de banda elevados [6], [7].

El MPA con Dos Transformadores (MPADT) permite ampliar el máximo ciclo de trabajo por encima de 0,5 [8], [9]. No obstante, la inclusión de un segundo transformador hace que las funciones de transferencia presentadas en [6] y [7] para el MPA no sean válidas para el MPADT. En este artículo se presenta el modelo de pequeña señal de este último convertidor y se realiza un análisis de las funciones de transferencia obtenidas. Este análisis indica que las funciones de transferencia del MPADT son distintas, y de hecho más complejas, que las del MPA debido a la interacción de los dos transformadores.

Una breve descripción sobre el funcionamiento del MPADT se detalla en el apartado II de este artículo. A continuación (apartado III), se llevará a cabo el desarrollo y obtención de su modelo de pequeña señal. Dada su complejidad, también se llevará a cabo un proceso de simplificación para poder analizar el efecto de los distintos elementos de la topología. Por último, los resultados experimentales se muestran en el apartado IV y las conclusiones en el apartado V.

II. BREVE DESCRIPCIÓN DEL MPADT

Una descripción completa sobre el funcionamiento del MPADT se proporciona en [8] y [9]. En este apartado tan solo se pretende dar una descripción básica y sencilla de su funcionamiento con el fin de facilitar la comprensión de las ecuaciones necesarias para desarrollar su modelo de pequeña señal.

El esquema de un MPADT se muestra en la Fig. 1. Al igual que en el MPA con un único transformador, las señales de gobierno de los interruptores controlados son complementarias. En virtud de esto, y del balance voltios·segundo en las bobinas magnetizantes de ambos transformadores, es posible obtener las tensiones de los condensadores de entrada:

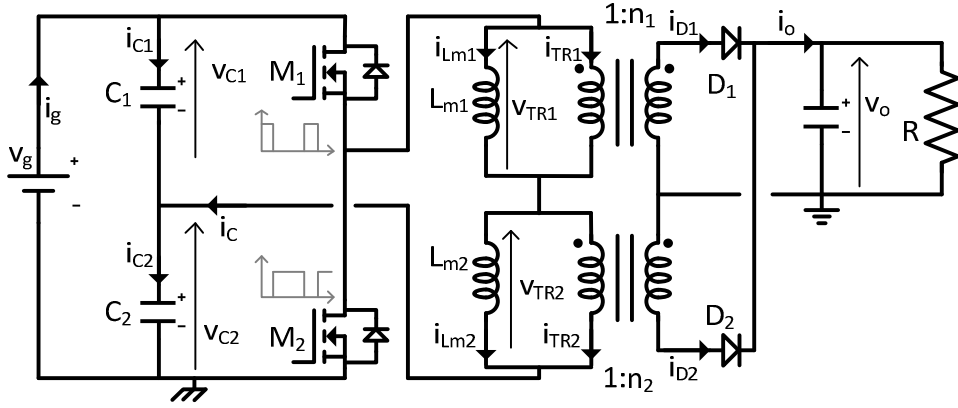


Fig. 1. Esquema del MPADT.

$$V_{C1} = (1-D) \cdot V_g, \quad (1)$$

$$V_{C2} = D \cdot V_g, \quad (2)$$

donde V_{C1} y V_{C2} son las tensiones de los condensadores C_1 and C_2 , D es el ciclo de trabajo de M_1 y V_g es la tensión de entrada.

El balance voltios·segundo también permite obtener la ganancia estática del convertidor:

$$V_o = V_g \cdot \frac{D \cdot (1-D)}{\frac{D}{n_1} + \frac{1-D}{n_2}}, \quad (3)$$

donde V_o es la tensión de salida y n_1 y n_2 son las relaciones de transformación de ambos transformadores. Derivando (3) es posible obtener el valor de D que maximiza la ganancia estática (es decir, el máximo valor de D):

$$D_{\max} = \frac{\sqrt{r_n}}{\sqrt{1} + \sqrt{r_n}}, \quad (4)$$

donde $r_n = n_2/n_1$. Como se puede apreciar, a medida que r_n disminuye, la ganancia máxima se obtiene para mayores valores del ciclo de trabajo, pudiendo ser $D_{\max} > 0,5$.

III. ANÁLISIS DE PEQUEÑA SEÑAL

III.1. Funciones de transferencia.

La nomenclatura que se seguirá en este artículo es la siguiente:

- Valores instantáneos se representan con letras minúsculas y en función del tiempo. E.g., $i_{c1}(t)$, $v_{TR1}(t)$.
- Valores medios en un ciclo de conmutación se representan con el valor instantáneo correspondiente entre ' $\langle \dots \rangle_{T_s}$ '. E.g., $\langle i_{c1}(t) \rangle_{T_s}$, $\langle v_{TR1}(t) \rangle_{T_s}$.
- Valores estáticos de valores medios se representan con letras mayúsculas. E.g., I_{c1} , V_{TR1} .

- Perturbaciones de pequeña señal sobre los valores medios se representan con letras minúsculas y el símbolo '^'. E.g., \hat{i}_{c1} , \hat{v}_{TR1} .
- Por lo tanto, los valores medios se pueden expresar como el valor estático más la correspondiente perturbación de pequeña señal. E.g., $\langle i_{c1}(t) \rangle_{T_s} = I_{c1} + \hat{i}_{c1}$.

Por otro lado, el análisis se lleva a cabo haciendo las siguientes hipótesis:

- El convertidor opera en Modo de Conducción Continuo (MCC).
- Todos los componentes son ideales.
- El efecto de los tiempos muertos es despreciable dada su corta duración con respecto al periodo de conmutación y al ciclo de trabajo.

Las ecuaciones a partir de las cuales se puede realizar el promediado de ecuaciones [10] pueden obtenerse del análisis de la Fig. 1. El valor medio de las tensiones aplicadas a las inductancias magnetizantes de los transformadores permite obtener las siguientes ecuaciones:

$$\langle v_{TR1}(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{n_1} \langle d(t) \rangle_{T_s} - \left(\langle v_{c2}(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{n_2} \right) (1 - \langle d(t) \rangle_{T_s}), \quad (5)$$

$$\langle v_{TR2}(t) \rangle_{T_s} = -\frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{n_2} (1 - \langle d(t) \rangle_{T_s}) + \left(\langle v_{c1}(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{n_1} \right) \langle d(t) \rangle_{T_s}, \quad (6)$$

donde $v_{TR1}(t)$ y $v_{TR2}(t)$ son las tensiones aplicadas a los transformadores. De las bobinas y condensadores del circuito:

$$\langle \dot{i}_{c1}(t) \rangle_{T_s} = C_1 \cdot \frac{d \langle v_{c1}(t) \rangle_{T_s}}{dt}, \quad (7)$$

$$\langle \dot{i}_{c2}(t) \rangle_{T_s} = C_2 \cdot \frac{d \langle v_{c2}(t) \rangle_{T_s}}{dt}, \quad (8)$$

$$\langle v_{TR1}(t) \rangle_{T_s} = L_{m1} \cdot \frac{d \langle i_{Lm1}(t) \rangle_{T_s}}{dt}, \quad (9)$$

$$\langle v_{TR2}(t) \rangle_{T_s} = L_{m2} \cdot \frac{d \langle i_{Lm2}(t) \rangle_{T_s}}{dt}, \quad (10)$$

donde i_{c1} e i_{c2} son las corrientes de los condensadores de entrada, C_1 y C_2 sus capacidades y v_{c1} y v_{c2} sus tensiones. A su vez, i_{m1} y i_{m2} son las corrientes magnetizantes y L_{m1} y L_{m2} las inductancias magnetizantes.

Aplicando las leyes de Kirchhoff:

$$\langle i_{c1}(t) \rangle_{T_s} + \langle i_{ik}(t) \rangle_{T_s} = \langle i_{c2}(t) \rangle_{T_s}, \quad (11)$$

$$\langle i_C(t) \rangle_{T_s} = \langle i_{Lm1}(t) \rangle_{T_s} + \langle i_{TR1}(t) \rangle_{T_s}, \quad (12)$$

$$\langle i_C(t) \rangle_{T_s} = \langle i_{Lm2}(t) \rangle_{T_s} - \langle i_{TR1}(t) \rangle_{T_s}, \quad (13)$$

$$\langle v_g(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{c1}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{c2}(t) \rangle_{T_s}, \quad (14)$$

donde i_C es la corriente proveniente de los condensadores de entrada e i_{TR1} e i_{TR2} son las corrientes por el primario del transformador ideal.

Analizando la relación entre primario y secundario de cada transformador se tiene:

$$\langle i_{TR1}(t) \rangle_{T_s} = n_1 \cdot \langle i_{D1}(t) \rangle_{T_s}, \quad (15)$$

$$\langle i_{TR2}(t) \rangle_{T_s} = n_2 \cdot \langle i_{D2}(t) \rangle_{T_s}. \quad (16)$$

Considerando la red RC de salida se obtiene:

$$\langle i_o(t) \rangle_{T_s} = \left(\frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{R} + C_o \cdot \frac{d \langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{dt} \right), \quad (17)$$

donde C_o es el valor del condensador de salida, R es la carga e i_o la corriente inyectada a la red RC.

Por último, hay dos ecuaciones adicionales:

$$\langle i_o(t) \rangle_{T_s} = \langle i_{D1}(t) \rangle_{T_s} + \langle i_{D2}(t) \rangle_{T_s}, \quad (18)$$

$$\langle i_C(t) \rangle_{T_s} = \langle i_{m2}(t) \rangle_{T_s} \cdot \langle d(t) \rangle_{T_s} + \langle i_{m1}(t) \rangle_{T_s} \cdot (1 - \langle d(t) \rangle_{T_s}). \quad (19)$$

La última ecuación es válida mientras el convertidor funcione en MCC, que es una de las hipótesis de partida.

Perturbando (5)-(19), haciendo la Transformada de Laplace y anulando la perturbación sobre v_g es posible obtener la función de transferencia $G_{vo,d}(s)$ entre la tensión de salida y la variable de control (i.e., ciclo de trabajo):

$$G_{vo,d}(s) = \frac{\hat{v}_0}{\hat{d}} \Big|_{\hat{v}_g=0} = n_{dd} \cdot R \cdot \frac{s^3 \cdot N_A + s^2 \cdot N_B + s \cdot N_C + N_D}{s^4 \cdot M_A + s^3 \cdot M_B + s^2 \cdot M_C + s \cdot M_D + M_E}, \quad (20)$$

donde,

$$N_A = L_{m1} \cdot L_{m2} \cdot C_t \cdot (I_{m2} - I_{m1}) \cdot \frac{n_{d12}}{n_{dd}}, \quad (21)$$

$$N_B = C_t \cdot [L_{m1} \cdot (V_{c1} - V_o \cdot n_{d12}) - L_{m2} \cdot (V_{c2} + V_o \cdot n_{d12})], \quad (22)$$

$$N_C = \frac{I_{m2} - I_{m1}}{n_{dd}} \left(L_{m2} \cdot \frac{1-D}{n_1} - L_{m1} \cdot \frac{D}{n_2} \right), \quad (23)$$

$$N_D = (1-D) \cdot (V_{c1} - V_o \cdot n_{d12}) - D \cdot (V_{c2} + V_o \cdot n_{d12}), \quad (24)$$

$$M_A = L_{m1} \cdot L_{m2} \cdot C_t \cdot C_o \cdot R, \quad (25)$$

$$M_B = L_{m1} \cdot L_{m2} \cdot C_t, \quad (26)$$

$$M_C = R \cdot \left[C_o \cdot (L_{m1} \cdot D^2 + L_{m2} \cdot (1-D)^2) + L_t \cdot C_t \cdot n_{dd}^2 \right], \quad (27)$$

$$M_D = L_{m1} \cdot D^2 + L_{m2} \cdot (1-D)^2, \quad (28)$$

$$M_E = n_{dd}^2 \cdot R, \quad (29)$$

$$n_{dd} = \frac{D}{n_1} + \frac{1-D}{n_2}, \quad (30)$$

$$n_{d12} = \frac{1}{n_1} - \frac{1}{n_2}, \quad (31)$$

$$L_t = L_{m1} + L_{m2}, \quad (32)$$

$$C_t = C_1 + C_2. \quad (33)$$

Anulando la perturbación sobre d , se puede obtener $G_{vo,vg}(s)$:

$$G_{vo,vg}(s) = \frac{\hat{v}_0}{\hat{v}_g} \Big|_{\hat{d}=0} = n_{dd} \cdot R \cdot \frac{s^2 \cdot [L_{m1} \cdot C_2 \cdot D + L_{m2} \cdot C_1 \cdot (1-D)] + D \cdot (1-D)}{s^4 \cdot M_A + s^3 \cdot M_B + s^2 \cdot M_C + s \cdot M_D + M_E}, \quad (34)$$

Como se ha comentado anteriormente, el denominador de (20) y (34) y el numerador de (20), ecuaciones de cuarto y tercer orden, serán simplificados en el siguiente apartado para poder analizar la influencia de los distintos parámetros.

El análisis de $G_{vo,d}(s)$ resulta fundamental para un correcto diseño del MPADT y su regulador. En la Fig. 2 se muestra la localización de los polos y ceros en el plano complejo $s=\sigma+j\omega$ para todo el rango útil del ciclo de trabajo (desde $D_{min}=0$ hasta $D_{max}=0,633$ en este ejemplo). Como se puede ver en la Fig. 3, la función de transferencia presenta dos pares de polos complejos conjugados y tres ceros, uno de ellos situado en el semiplano positivo (lo que añade complejidad a la tarea de diseño del regulador).

III.2. Simplificación de $G_{vo,d}(s)$

En el caso del MPA tradicional, en el que solamente existen un transformador y una bobina como elementos magnéticos, la resonancia debida a la bobina y el condensador del filtro de salida es totalmente independiente de la resonancia debida a los condensadores de entrada y la inductancia magnetizante. Como consecuencia, el denominador de sus funciones de transferencia puede descomponerse, sin necesidad de

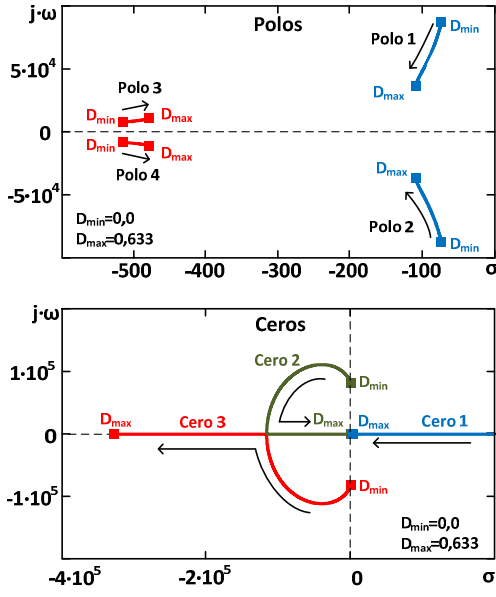


Fig. 2. Ubicación de polos y ceros de un MPADT. $L_{m1}=280 \mu\text{H}$, $L_{m2}=3800 \mu\text{H}$, $V_g=300 \text{ V}$, $C_o=6 \times 4.7 \mu\text{F}$, $n_1=1,085$, $n_2=0,366$, $C_1=C_2=270 \text{ nF}$, $R=30 \Omega$.

ningún tipo de simplificación, en dos ecuaciones de segundo orden (una dependiente de los componentes de la salida y otra de los de la entrada). Además, los numeradores de sus funciones de transferencia nunca superan el segundo orden [7]. Como consecuencia, su análisis resulta sencillo desde el punto de vista de la influencia de cada parámetro constructivo. Sin embargo, en el caso del MPADT esto no es posible. Durante $D \cdot T$, uno de los transformadores almacena energía en su inductancia magnetizante mientras que el otro transfiere energía a la salida. Durante $(1-D) \cdot T$, el proceso es al revés, siendo el primer transformador el que transfiere energía a la salida y el segundo el que la almacena. Por lo tanto, no es posible desacoplar sus efectos ya que el proceso de magnetización de uno afecta al otro y viceversa.

No obstante, sí es posible simplificar la ecuación (20) a través del análisis de la relevancia de cada término de las ecuaciones a medida que la frecuencia aumenta. Obviamente, este análisis es posible gracias también a los límites que cualquier diseño realista impone sobre los valores de ciertos componentes como inductancias y condensadores. Como resultado de este análisis, el denominador de (20) y (34) puede describirse como:

$$\text{Den}(s) = \left[s^2 \cdot L_{m1} \cdot L_{m2} \cdot C_o \cdot C_t + L_t \cdot C_t \cdot n_{dd}^2 + C_o \cdot L_D \right] \cdot \left[s^2 \cdot (L_t \cdot C_t \cdot n_{dd}^2 + C_o \cdot L_D) + n_{dd}^2 \right] \quad (35)$$

donde,

$$L_D = L_{m1} \cdot D^2 + L_{m2} \cdot (1-D)^2 \quad (36)$$

Como se puede observar, ahora el denominador se compone de dos ecuaciones de segundo grado cada una sin término en s^1 . Por lo tanto:

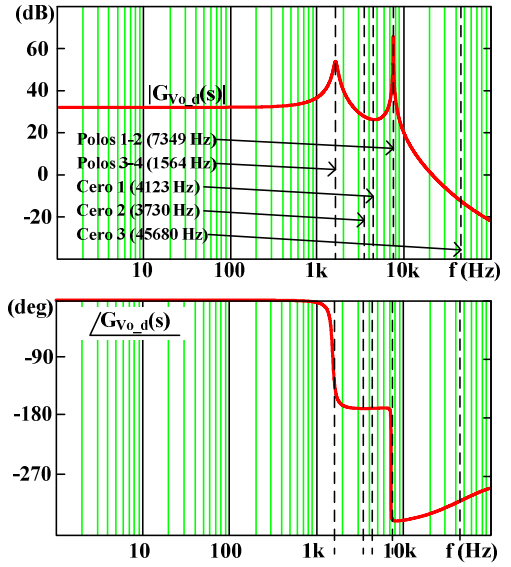


Fig. 3. Diagrama de Bode del MPADT propuesto (mismas condiciones que en Fig. 2 y $D=0,5$).

$$s_{\text{Poles}_{1-2}} = \pm j \sqrt{\frac{L_t \cdot C_t \cdot n_{dd}^2 + C_o \cdot (L_{m1} \cdot D^2 + L_{m2} \cdot (1-D)^2)}{L_{m1} \cdot L_{m2} \cdot C_o \cdot C_t}} \quad (37)$$

$$s_{\text{Poles}_{3-4}} = \pm j \sqrt{\frac{n_{dd}^2}{L_t \cdot C_t \cdot n_{dd}^2 + C_o \cdot (L_{m1} \cdot D^2 + L_{m2} \cdot (1-D)^2)}} \quad (38)$$

Cada ecuación proporciona uno de los dos pares de polos complejos conjugados que presentan (20) y (34). Además, es posible simplificar aún más las ecuaciones resultantes definiendo el cociente K_s :

$$K_s = \frac{L_t \cdot C_t \cdot n_{dd}^2}{C_o \cdot (L_{m1} \cdot D^2 + L_{m2} \cdot (1-D)^2)} \quad (39)$$

Si $K_s \ll 1$, (37) y (38) pueden describirse como:

$$s_{\text{Poles}_{1-2}} = \pm j \sqrt{\frac{(L_{m1} \cdot D^2 + L_{m2} \cdot (1-D)^2)}{L_{m1} \cdot L_{m2} \cdot C_t}} \quad (40)$$

$$s_{\text{Poles}_{3-4}} = \pm j \sqrt{\frac{n_{dd}^2}{C_o \cdot (L_{m1} \cdot D^2 + L_{m2} \cdot (1-D)^2)}} \quad (41)$$

Por otro lado, si $K_s \gg 1$, (37) y (38) pasan a ser:

$$s_{\text{Poles}_{1-2}} = \pm j \sqrt{\frac{L_t \cdot n_{dd}^2}{L_{m1} \cdot L_{m2} \cdot C_o}} \quad (42)$$

$$s_{\text{Poles}_{3-4}} = \pm j \sqrt{\frac{1}{L_t \cdot C_t}} \quad (43)$$

Aunque se proporcionen las ecuaciones para ambas condiciones (i.e., $K_s \gg 1$ y $K_s \ll 1$), debe tenerse en cuenta que diseños reales de un MPADT normalmente implican un valor de K_s menor de uno. Por lo tanto, en la mayoría de las situaciones (40) y (41) proporcionan una buena aproximación al cálculo de los polos. Atendiendo a estas ecuaciones es posible deducir lo siguiente:

- El MPADT siempre presenta polos complejos conjugados. Como consecuencia, $G_{vo_d}(s)$ y

$G_{vo,vi}(s)$ presentan dos resonancias a frecuencias que pueden ser fácilmente calculadas mediante (40) y (41).

- Un par de polos es debido a la resonancia de L_{m1} y L_{m2} con el condensador de entrada C_i .
- El otro par de polos se debe a la resonancia de las mismas inductancias magnetizantes con el condensador de salida C_o .
- La localización de los polos no se ve afectada por la carga.
- La localización de los polos sí se ve afectada por el ciclo de trabajo. No obstante, su influencia es baja.

El numerador de (20) es una ecuación de tercer orden, por lo que resulta adecuado tratar de simplificarlo como se hizo con el denominador:

$$\begin{aligned} \text{Num}(s) = &= \left\{ s^2 \cdot C_i \cdot \left[L_{m1} \cdot (V_{c1} - V_o \cdot n_{d12}) - L_{m2} \cdot (V_{c2} + V_o \cdot n_{d12}) \right] + \right. \\ &+ (1-D) \cdot (V_{c1} - V_o \cdot n_{d12}) - D \cdot (V_{c2} + V_o \cdot n_{d12}) \left. \right\} \\ &\cdot \left\{ s \cdot L_{m1} \cdot L_{m2} \cdot (I_{m2} - I_{m1}) \cdot \frac{n_{d12}}{n_{dd}} + \right. \\ &\left. + \left[L_{m1} \cdot (V_{c1} - V_o \cdot n_{d12}) - L_{m2} \cdot (V_{c2} + V_o \cdot n_{d12}) \right] \right\} \end{aligned} \quad (44)$$

Y, por lo tanto:

$$\begin{aligned} s_{Zeros_{2-3}} = &\pm j \sqrt{\frac{(1-D) \cdot (V_{c1} - V_o \cdot n_{d12}) - D \cdot (V_{c2} + V_o \cdot n_{d12})}{C_i \cdot \left[L_{m1} \cdot (V_{c1} - V_o \cdot n_{d12}) - L_{m2} \cdot (V_{c2} + V_o \cdot n_{d12}) \right]}}, \quad (45) \\ s_{Zero_{s1}} = &\frac{L_{m2} \cdot (V_{c2} + V_o \cdot n_{d12}) - L_{m1} \cdot (V_{c1} - V_o \cdot n_{d12})}{L_{m1} \cdot L_{m2} \cdot (I_{m2} - I_{m1}) \cdot \frac{n_{d12}}{n_{dd}}}, \quad (46) \end{aligned}$$

Como se puede apreciar:

- $s_{Zero_{s1}}$, el cero localizado en el semiplano positivo, no depende ni del condensador de salida (C_o) ni del de entrada (C_i), como ocurre en cualquier topología tipo flyback o tipo elevador.
- $s_{Zeros_{2-3}}$ sólo depende del condensador de entrada (al margen de su dependencia de la inductancias magnetizantes).

Por último, el diagrama de Bode mostrado en la Fig. 3

ha sido obtenido sin tener en cuenta el efecto de los elementos parásitos más relevantes de la topología estudiada. Su influencia en la atenuación de las resonancias se constatará en el siguiente apartado.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

El prototipo desarrollado (Fig. 4) se ha construido para comprobar el grado de precisión del modelo de pequeña señal propuesto. Su potencia nominal es de 60 W, su tensión de entrada es de 400 V y su tensión de salida es de 48 V. Los condensadores de entrada son de tipo MKP con una capacidad de 270 nF cada uno. Cada transformador se ha construido mediante un núcleo ETD34. El primero tiene una relación de transformación de 1,085 y el segundo de 0,366. La resistencia serie del primero es de 0,3 Ω , su inductancia de dispersión es de 3 μ H y su inductancia magnetizante de 305 μ H. El segundo tiene 1 Ω de resistencia serie, una inductancia de dispersión de 6 μ H y una inductancia magnetizante de 3460 μ H. Los MOSFET tienen una $R_{DS(on)}$ de 0,4 Ω . El condensador de salida se ha implementado mediante seis condensadores MKP de 4,7 μ F cada uno. La frecuencia de conmutación es 100 kHz.

La comparación entre los resultados experimentales y los obtenidos mediante el modelo propuesto se presentan en la Fig. 5. Como se puede observar, el grado de precisión es elevado. Los resultados obtenidos cuando se introduce una pequeña perturbación en el ciclo de trabajo y en la carga se caracterizan por un pequeño transitorio inicial. Este transitorio es debido a los rebotes en los contactos de los interruptores usados para introducir la perturbación y podrían ser perfectamente modelados como perturbaciones adicionales en el ciclo de trabajo y en la carga.

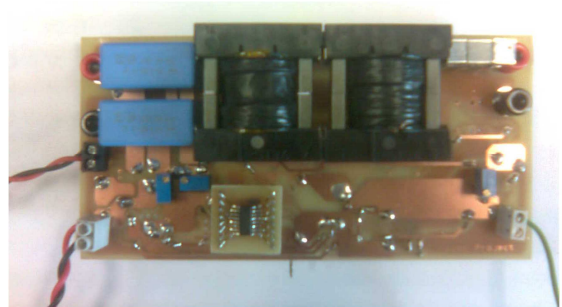


Fig. 4. Fotografía del prototipo.

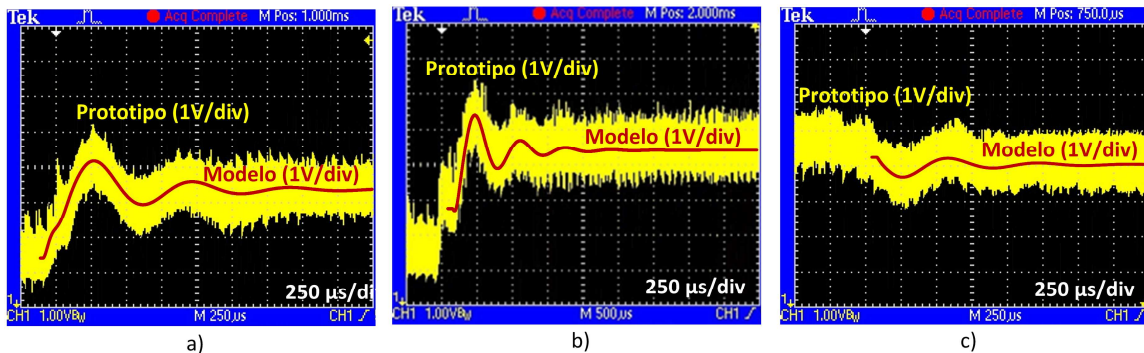


Fig. 5. Comparación de los resultados experimentales y los obtenidos con el modelo para una perturbación en a) la tensión de entrada; b) el ciclo de trabajo; c) la carga.

Resulta conveniente resaltar que, en función de la energía almacenada en las inductancias de dispersión, la duración de los tiempos muertos será mayor o menor. Por ello, en aquellos diseños donde la duración de los tiempos muertos es relevante puede ser necesario introducir su efecto en el modelo de pequeña señal. En líneas generales, esto puede realizarse de una forma muy sencilla suponiendo que se comportan como resistencias libres de pérdidas añadidas a los mencionados modelos [11]. La idea es representar la disminución que generan en la tensión de salida sin implicar por ello pérdidas.

Por último, la comparación entre el diagrama de Bode obtenido experimentalmente y el obtenido mediante el modelo se presenta en la Fig. 6. Como puede apreciarse, este tiene un elevado grado de precisión en el cálculo de las frecuencias a las que se producen las resonancias. Por otro lado, las diferencias de ganancia en esas resonancias entre el modelo y el prototipo se anulan cuando, además de tener en cuenta los elementos parásitos (cuya inclusión aumenta el grado de precisión), se incluyen las resistencias que emulan los tiempos muertos introducidos [11].

V. CONCLUSIONES

El MPADT permite ampliar el rango del ciclo de trabajo útil con respecto a MPA tradicional. No obstante, su función de transferencia es compleja y distinta de la del MPA con un único transformador.

El análisis de pequeña señal del MPADT revela que tiene dos pares de polos complejos conjugados (i.e., dos resonancias relevantes). La ecuación de cuarto grado que permite obtener estos cuatro polos puede ser reducida a dos ecuaciones de segundo grado, aunque mediante un proceso de simplificación más complejo que en el caso del MPA de un único transformador, debido a la interdependencia de las inductancias magnetizantes antes mencionada. Estas ecuaciones de segundo grado permiten comprobar que un par de polos se debe a la resonancia de las inductancias magnetizantes con el condensador de

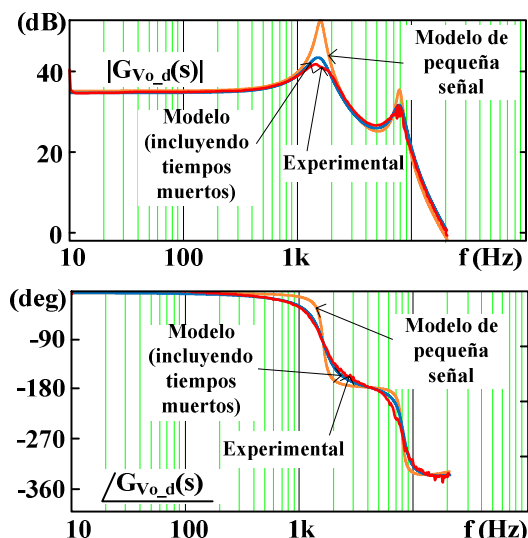


Fig. 6. Comparación del diagrama de Bode experimental y el obtenido con el modelo (con y sin tiempos muertos).

salida, mientras que el otro par de polos se debe a la resonancia de aquéllas con el condensador de entrada. Estas ecuaciones también muestran que la influencia de la carga y del ciclo de trabajo sobre la localización de estos polos es despreciable. Respecto a los ceros, la función de transferencia entre el ciclo de trabajo y la tensión de salida muestra que uno de ellos está localizado en el semiplano positivo y es independiente de los condensadores (tanto de entrada como de salida), del ciclo de trabajo y de la carga. Los otros dos no dependen del condensador de salida, pero sí del condensador de entrada y del ciclo de trabajo. Obviamente, todos los ceros dependen de las inductancias magnetizantes de los transformadores.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido subvencionado a través de los proyectos CONSOLIDER MICINN-10-CSD2009-00046 y MICINN-10-DPI2010-21110-C02-01.

REFERENCIAS

- [1] P. Imbertson and N. Mohan, "Asymmetrical Duty Cycle Permits Zero Switching Loss in PWM Circuits with No Conduction Loss Penalty," *Industry Applications*, IEEE Transaction on, vol. 29, p. 121, January 1993.
- [2] J. A. Cobos, O. Garcia, J. Sebastian, J. Uceda, and F. Aldana, "Optimized Synchronous Rectification Stage for Low Output Voltage (3.3 V) DC/DC Conversion," presented at the Power Electronics Specialists Conference, 1994. PESC '94 Record., 25th Annual IEEE, Taipei (Taiwan), 1994.
- [3] H. Kim, J. Jung, and J. Baek, "Analysis and Design of a Multi-output Converter using Asymmetrical PWM Half-bridge Flyback Converter Employing a Parallel-series Transformer," *Industrial Electronics*, IEEE Transactions on, vol. PP, pp. 1-1, 2012.
- [4] M. Arias, D. G. Lamar, F. F. Linera, D. Balocco, A. A. Diallo, and J. Sebastian, "Design of a Soft-Switching Asymmetrical Half-Bridge Converter as Second Stage of an LED Driver for Street Lighting Application," *Power Electronics*, IEEE Transactions on, vol. 27, pp. 1608-1621, 2012.
- [5] I. D. Jitaru, "Education Seminar S.1.: Trends in soft switching topologies," presented at the Applied Power Electronics Conference, APEC, Orlando (FL), 2012.
- [6] J. Sebastian, J. A. Cobos, O. Garcia, and J. Uceda, "An overall study of the half-bridge complementary-control DC-to-DC converter," in *Power Electronics Specialists Conference*, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE, 1995, pp. 1229-1235 vol.2.
- [7] B. Choi, W. Lim, B. Sanghyun, and C. Seungwon, "Small-signal analysis and control design of asymmetrical half-bridge DC-DC converters," *Industrial Electronics*, IEEE Transactions on, vol. 53, pp. 511-520, 2006.
- [8] L. Yi-Hsin and C. Chern-Lin, "Analysis and design of two-transformer asymmetrical half-bridge converter," in *Power Electronics Specialists Conference*, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual, 2002, pp. 943-948 vol.2.
- [9] L. Yi-Hsin, C. Tsou-Min, and C. Chern-Lin, "Analysis and design of the two-transformer asymmetrical half-bridge converter," in *Industrial Electronics Society*, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE, 2005, p. 6 pp.
- [10] G. W. Wester and R. D. Middlebrook, "Low-Frequency Characterization of Switched DC-to-DC Converters," presented at the IEEE Power Processing and Electronics Specialists Conference, Atlantic City, NJ, 1972.
- [11] Polivka, W. M.; Chetty, P. R. K.; Middlebrook, R. D. "State-space average modelling of converters with parasitics and storage-time modulation", PESC '80; Power Electronics Specialists Conference, Atlanta, Ga., June 16-20, 1980.