

# Modelado Promedio de Convertidores Boost Intercalados con Acoplamiento por Transformador

Omar F. Ruiz, Irwin A. Diaz e I. Cervantes

División de Matemáticas Aplicadas. IPICYT. Camino a la Presa San José 2055, Col. Lomas 4ta Sección, San Luis Potosí, 78216, San Luis Potosí. [omar.ruiz@ipicyt.edu.mx](mailto:omar.ruiz@ipicyt.edu.mx). [www.ipicyt.edu.mx](http://www.ipicyt.edu.mx)

**Resumen**— El objetivo de este artículo es el análisis y modelado de una clase de convertidores CD-CD Boost intercalados que hacen uso de un transformador de interface (IPT). Es conocido que el uso del IPT presenta beneficios con respecto a los clásicos convertidores intercalados tales como una alta eficiencia, tamaño reducido y menor estrés térmico. Ya que tales convertidores son una tecnología prometedora para vehículos eléctricos (EV), las versiones unidireccional y bidireccional son analizadas. Los modelos propuestos son promedios lineales y no lineales y constituyen herramientas útiles para propósitos de control y análisis. La respuesta en frecuencia de los modelos es también presentada. Además, las respuestas de los modelos son comparadas con simulaciones hechas en Synopsys Saber para evaluar el efecto del modelado no ideal en dispositivos de conmutación y componentes parásitas.

**Palabras clave:** linear systems, state space models, unipolar converters, electric vehicles, piecewise linear analysis.

## NOMENCLATURA

$E$	Voltaje de entrada.
$i_{in}$	Corriente de entrada.
$i_{L11}$	Corriente en el devanado primario.
$i_{L22}$	Corriente en el devanado secundario.
$L_{in}$	Inductancia de entrada.
$L_1$	Inductancia devanado primario.
$L_2$	Inductancia devanado secundario.
$L_m$	Inductancia mutua.
$L_{11}$	Autoinductancia 1.
$L_{22}$	Autoinductancia 2.
$L_{diff}$	Inductancia diferencial.
$D$	Ciclo de trabajo.
$R_{in}$	Resistencia de entrada.
$i_{diff}$	Corriente diferencial.
$V_c$	Voltaje de salida.
$V_{com}$	Voltaje en el punto central del IPT.
$C$	Capacitor de salida.
$R$	Resistencia de salida.

## I. INTRODUCCIÓN

El desarrollo de vehículos eléctricos, vehículos híbridos (HEV) y vehículos eléctricos con celda de combustible (FCEV) ha crecido significativamente los últimos años. En este tipo de vehículos, convertidores CD-CD Boost son usados para ajustar el voltaje de salida, corrientes y la potencia tomada de una fuente híbrida (FC, baterías de supercapacitores). Los convertidores intercalados multifase representan una elección adecuada para aplicaciones de media a alta potencia y para tasas de conversión arriba de 1:4. Las ventajas que presenta este tipo de convertidor son: la cancelación de las corrientes de entrada y el bajo estrés de los componentes. El intercalado

de convertidores incrementa el número de inductores comparado a los convertidores convencionales. Una forma de superar estas deficiencias es usar componentes magnéticos integrados, lo cual reduce el número de núcleos para inductancias y la complejidad de los convertidores [1]. Algunos autores han considerado la posibilidad de integrar las inductancias de entrada para obtener el acoplamiento entre celdas de convertidores a manera de reducir las componentes magnéticas así como también el tamaño y peso del convertidor [2]. De esta manera, por ejemplo en un convertidor de 2 fases, un IPT es usado como la inductancia de entrada, con los devanados primario y secundario teniendo el mismo número de vueltas. [3] presenta el análisis de un nuevo convertidor Boost intercalado multidispositivo pero los numerosos elementos complican la operación además de que el uso de inductores desacoplados incrementan el tamaño del convertidor.

El modelado de convertidores por otro lado, constituye una herramienta útil para evaluar su desempeño y para establecer limitaciones del diseño y operación. El modelado mediante la técnica del promedio en espacio de estados de un convertidor Boost intercalado dual operando en modo discontinuo en propuesto en [4] pero este convertidor cuenta con inductores desacoplados. El modelo promediado para un convertidor clásico intercalado es propuesto en [5], en [2] el análisis dinámico de un convertidor interacoplado es presentado. Los autores en [6] investigan las principales diferencias de operación entre un convertidor intercalado clásico y un convertidor acoplado por transformador. Una comparación se realiza en términos de área de componentes, estrés térmico, eficiencia y rizo de corriente. Las ventajas de los convertidores con acoplamiento por transformador son claramente mostradas en tales artículos. Más aún, en [7] evidencia experimental de calentamiento y pérdidas de energía en el transformador son analizadas a manera de establecer un criterio de diseño para aplicaciones de alta potencia. A pesar de estas valiosas contribuciones, a la fecha, no ha sido propuesto el modelado dinámico de este tipo de convertidores, la contribución de este artículo es sobre este rubro.

En este artículo, el modelo promediado de un convertidor Boost intercalado es propuesto para los casos unidireccional y bidireccional. Los convertidores operan en el modo de conducción continua. Modelos lineales y no lineales son derivados para propósitos de análisis y control. Más aún, la respuesta en frecuencia del modelo del convertidor se presenta también. Los modelos son verificados usando simulaciones en Synopsys Saber. Tales simulaciones muestran que los modelos propuestos son robustos ante variaciones en los valores de los

componentes, como resistencias parasitas, inductancias de entrada y la inductancia diferencial del transformador.

Este artículo está organizado como sigue, en la sección II se describe el principio de operación, los modelos propuestos son derivados en la sección III. La validación de los modelos se muestra también en esta sección y en la sección IV se deriva el modelo lineal promediado así como la respuesta en frecuencia del convertidor. Finalmente en la sección V se presentan algunas conclusiones.

## II. DESCRIPCIÓN Y PRINCIPIO DE OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR BOOST INTERCALADO

Las clases de convertidores intercalados consideradas en este trabajo son ilustrados en la Figura 1.a) (unidireccional) y la Figura 1.b) (bidireccional). Como puede observarse, el convertidor unidireccional está constituido por 2 interruptores controlados ( $Q_1$ ,  $Q_2$ ) y 2 diodos ( $D_1$ ,  $D_2$ ). Los datos en rojo indican las corrientes y voltajes utilizados como variables de estado. Los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$  operan al mismo ciclo de trabajo pero una fase de  $360^\circ/n$ , existe entre las dos señales, donde  $n$  es el número de celdas.

En vista de lo anterior, la operación del convertidor está constituida de 4 etapas descritas en la Tabla 1. La tabla 1 muestra todas las combinaciones de conducción de cada uno de los diodos e interruptores como, por ejemplo la etapa 4 es cuando conducen los interruptores  $Q_1$  y  $Q_2$  simultáneamente mientras que en la etapa 1 conducen el interruptor  $Q_1$  y el diodo  $D_2$  simultáneamente. Los guiones indican que la combinación no es posible.

**Tabla 1.** Etapas de operación del convertidor elevador intercalado unidireccional en la Figura 1.a)

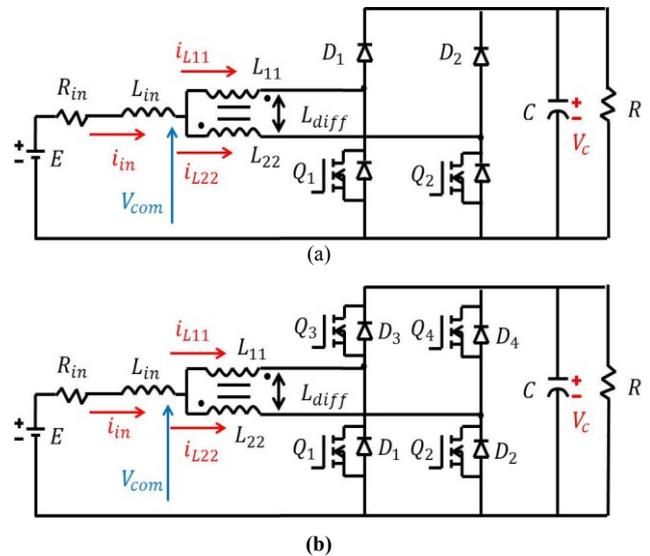
	$Q_1$	$Q_2$	$D_1$	$D_2$
$Q_1$	---	Etapla 4	---	Etapla 1
$Q_2$	Etapla 4	---	Etapla 3	---
$D_1$	---	Etapla 3	---	Etapla 2
$D_2$	Etapla 1	---	Etapla 2	---

Cuando  $Q_1$  y  $Q_2$  no conducen, el voltaje  $V_{com}$  es igual a  $V_c$ . Mas aún, cuando ambos transistores están en conducción,  $V_{com} = 0$ . Sin embargo, cuando un transistor conduce y el otro no conduce  $V_{com} = V_c/2$  y  $L_{diff} = L_{11} + L_{22}$ . El voltaje en los inductores varía con una frecuencia que es del doble de la frecuencia de conmutación y el rizo de corriente de entrada  $\Delta I_{in}$  es dado por:

$$\Delta I_{in} = \begin{cases} \frac{V_{in}DT}{2L_{in}} * \left[ \frac{1-2D}{1-D} \right] & \text{para } 0 < D \leq 0.5 \\ \frac{V_{in}DT}{2L_{in}} * \left[ \frac{1-2D}{D} \right] & \text{para } 0.5 < D < 1 \end{cases} \quad (1)$$

La Figura 2 [8] muestra la evolución del convertidor unidireccional para el caso cuando los valores de inductancia del IPT sean el mismo y el coeficiente de acoplamiento es 1.

El convertidor bidireccional es presentado en la Figura 1.b) [9], al igual que el anterior, la operación de este convertidor está constituido por 4 etapas las cuales son mostradas en la Tabla 2.

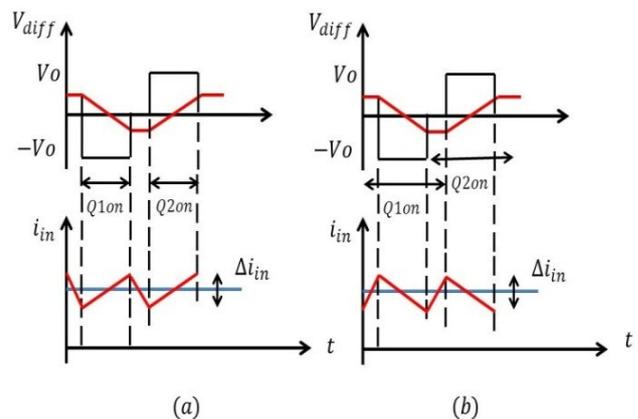


**Figura 1.** Convertidor elevador intercalado con transformador de interface. a) unidireccional [4], b) bidireccional [3].

**Tabla 2.** Etapas de operación del convertidor elevador intercalado unidireccional en la Figura 1.b)

	$Q_1$	$Q_2$	$Q_3$	$Q_4$
$Q_1$	---	Etapla 4	---	Etapla 1
$Q_2$	Etapla 4	---	Etapla 3	---
$Q_3$	---	Etapla 3	---	Etapla 2
$Q_4$	Etapla 1	---	Etapla 2	---

Los transistores en cada celda operan en forma complementaria; esto es cuando  $Q_1$  conduce,  $Q_2$  no y viceversa.  $i_{L11}$  debe caer a cero en el comienzo y final de cada ciclo, cuando  $Q_1$  conduce. Por otro lado, este convertidor es susceptible de operar en condiciones de conmutación suave debido al hecho que la corriente en los devanados cambia su polaridad, como puede ser observado en la Figura 3 [9], donde las formas de onda ideales son mostradas.



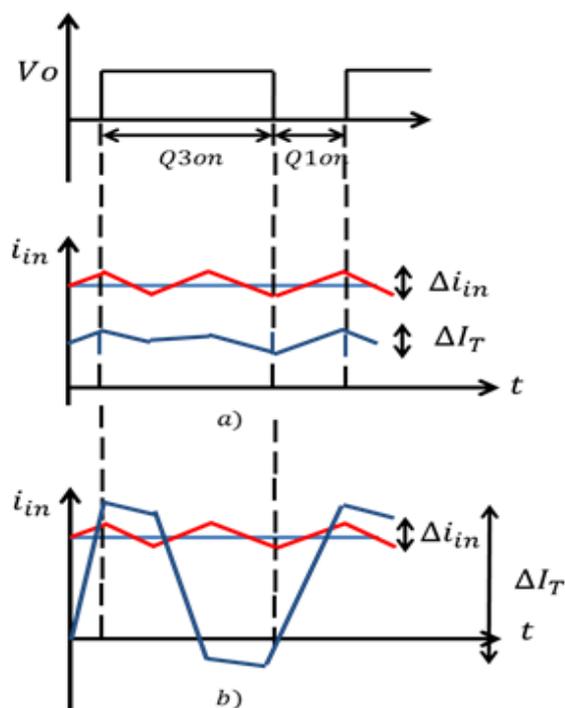
**Figura 2.** Formas de onda ideales para convertidor elevador intercalado con IPT (unidireccional) [8]. a)  $D < 0.5$  and b)  $D > 0.5$ .

La corriente en el primer devanado está dado por  $i_{L11} = \frac{i_{in}}{2} - i_{diff}$ , por lo tanto, el rizo  $\Delta I_T$  de  $i_{L11}$  puede ser escrito como:

$$\Delta I_T = \Delta I_{in}/2 + \Delta I_{diff} \quad (2)$$

El rizo de la corriente de entrada es dado por (1) mientras el rizo de la corriente diferencial es dado

$$\Delta I_{diff} = \begin{cases} \frac{V_c D T}{L_{diff}} & \text{for } 0 < D \leq 0.5 \\ \frac{V_c (1-D) T}{L_{diff}} & \text{for } 0.5 < D < 1 \end{cases} \quad (3)$$



**Figura 3.** Formas de onda ideales para el convertidor elevador intercalado con IPT (bidireccional) [9] para 2 casos a)  $i_{diff}$  pequeña b)  $i_{diff}$  grande.

### III. MODELO PROMEDIADO DEL SISTEMA EN ESPACIO DE ESTADOS

#### III.1. CONVERTIDOR ELEVADOR INTERCALADO UNIDIRECCIONAL

Como un primer paso para encontrar el modelo promediado del convertidor, las ecuaciones de estado de cada etapa de la Tabla 1 se derivan. Para este fin  $i_{in}$ ,  $i_{L11}$  y  $V_c$  son consideradas como variables de estado y los interruptores son considerados ideales. De esta forma, una descripción lineal por pedazos del convertidor es obtenida como sigue

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_n X + B_n E \\ Y &= C_n X \\ n &= 1 \dots 4. \end{aligned} \quad (4)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{in}}{L_{in}} & 0 & -\frac{1}{2 * L_{in}} \\ \frac{R_{in}}{2 * L_{in}} & 0 & -\frac{1}{L_{diff}} - \frac{1}{4 * L_{in}} \\ \frac{1}{2 * C} & 0 & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ \frac{1}{2 * L_{in}} \\ 0 \end{bmatrix} C_1 = [0 \ 0 \ 1]$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{in}}{L_{in}} & 0 & -\frac{1}{L_{in}} \\ \frac{R_{in}}{2 * L_{in}} & 0 & -\frac{1}{2 * L_{in}} \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ \frac{1}{2 * L_{in}} \\ 0 \end{bmatrix} C_2 = [0 \ 0 \ 1]$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{in}}{L_{in}} & 0 & -\frac{1}{2 * L_{in}} \\ \frac{R_{in}}{2 * L_{in}} & 0 & \frac{1}{L_{diff}} - \frac{1}{4 * L_{in}} \\ \frac{1}{2 * C} & 0 & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} B_3 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ \frac{1}{2 * L_{in}} \\ 0 \end{bmatrix} C_3 = [0 \ 0 \ 1]$$

$$A_4 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{in}}{L_{in}} & 0 & 0 \\ \frac{R_{in}}{2 * L_{in}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} B_4 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ \frac{1}{2 * L_{in}} \\ 0 \end{bmatrix} C_4 = [0 \ 0 \ 1]$$

El modelo promediado se obtiene asumiendo que cada periodo  $T_s$  tiene asociados 4 etapas con un tiempo de  $d_n * T_s$  for  $n = 1 \dots 4$ . Las ecuaciones de estado anteriores por lo tanto pueden ser promediadas en tiempo sobre un periodo de conmutación  $T_s$  [5], resultando en:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= (A_1 * d_1 + A_2 * d_2 + A_3 * d_3 + A_4 * d_4) X + \\ & (B_1 * d_1 + B_2 * d_2 + B_3 * d_3 + B_4 * d_4) E \\ V_c &= (C_1 * d_1 + C_2 * d_2 + C_3 * d_3 + C_4 * d_4) \end{aligned} \quad (5)$$

con matrices  $A$ ,  $B$ ,  $C$  dadas por:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{in}}{L_{in}}(\alpha) & 0 & -\frac{1}{L_{in}}(\beta) \\ -\frac{R_{in}}{2 * L_{in}}(\alpha) & 0 & -\frac{1}{L_{diff}}(\gamma) - \frac{1}{L_{in}}(\beta) \\ \frac{1}{C}(\beta) & 0 & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}}(\alpha) \\ \frac{1}{2 * L_{in}}(\alpha) \\ 0 \end{bmatrix} C = [0 \ 0 \ 1]$$

Donde:  $\alpha = d_1 + d_2 + d_3 + d_4$ ,  $\beta = \frac{d_1}{2} + d_2 + \frac{d_3}{2}$  y  $\gamma = d_1 - d_3$ . Si  $L_{11} = L_{22}$  y  $d_1 = d_3$ . El modelo promediado es dado por

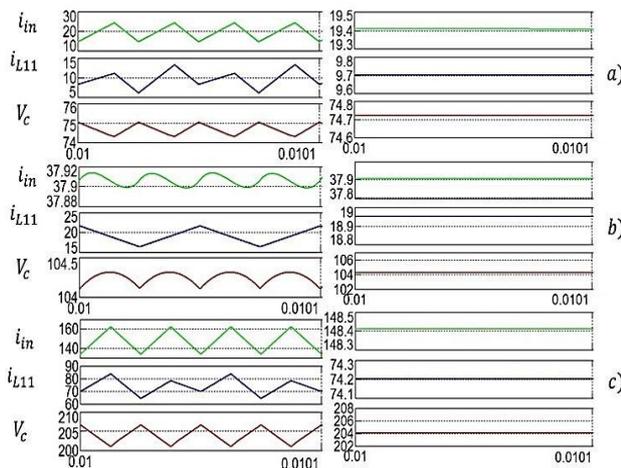
$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{in}}{L_{in}} & 0 & -\frac{1}{2 * L_{in}}(1-D) \\ -\frac{R_{in}}{2 * L_{in}} & 0 & -\frac{1}{2 * L_{in}}(1-D) \\ \frac{1}{2 * C}(1-D) & 0 & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ \frac{1}{2 * L_{in}} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = [0 \quad 0 \quad 1]$$

La Figura 4 muestra la evolución en tiempo del sistema (4) y los correspondientes resultados del modelo promediado para  $D < 0.5$ ,  $D = 0.5$  y  $D > 0.5$ . Las simulaciones fueron realizadas usando los siguientes parámetros:

$$L_{in} = 22.6 \mu H \quad L_{diff} = 494 \mu H \quad R_{in} = 0.01 \Omega \quad E = 52 V \quad C = 80 \mu F \quad R = 5.5 \Omega \quad f = 20 \text{ kHz.}$$

Estos parámetros fueron escogidos para asegurar que el convertidor operará en modo de conducción continua, ellos representan valores ideales para mostrar el desempeño del convertidor.



**Figura 4.** Dinámicas de los estados por pedazos del convertidor unidireccional y del modelo promediado: a)  $D=0.3$ , b)  $D=0.5$  y c)  $D=0.75$ .

### III.2 CONVERTIDOR ELEVADOR INTERCALADO BIDIRECCIONAL

Al igual que antes, el primer paso para obtener el modelo promediado del convertidor bidireccional es obtener la descripción lineal por pedazos de acuerdo a las etapas en la Tabla 2. En este caso, el mismo vector de estados y salida es considerado.

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{2 * R_{in}}{2 * L_{in} + L_{11}} & 0 & -\frac{1}{2 * L_{in} + L_{11}} \\ -\frac{R_{in}}{2 * L_{in} + L_{11}} & 0 & \frac{L_{in}}{L_{11} * (2 * L_{in} + L_{11})} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{2}{2 * L_{in} + L_{11}} \\ 1 \\ \frac{1}{2 * L_{in} + L_{11}} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{2 * R_{in}}{2 * L_{in} + L_{11}} & 0 & -\frac{2}{2 * L_{in} + L_{11}} \\ -\frac{R_{in}}{2 * L_{in} + L_{11}} & 0 & -\frac{1}{2 * L_{in} + L_{11}} \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{2}{2 * L_{in} + L_{11}} \\ 1 \\ \frac{1}{2 * L_{in} + L_{11}} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} -\frac{2 * R_{in}}{2 * L_{in} + L_{11}} & 0 & -\frac{1}{2 * L_{in} + L_{11}} \\ -\frac{R_{in}}{2 * L_{in} + L_{11}} & 0 & -\frac{L_{in}}{L_{11} * (2 * L_{in} + L_{11})} - \frac{1}{2 * L_{in} + L_{11}} \\ 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix}$$

$$B_3 = \begin{bmatrix} \frac{2}{2 * L_{in} + L_{11}} \\ 1 \\ \frac{1}{2 * L_{in} + L_{11}} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$A_4 = \begin{bmatrix} -\frac{2 * R_{in}}{2 * L_{in} + L_{11}} & 0 & 0 \\ -\frac{R_{in}}{2 * L_{in} + L_{11}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \quad B_4 = \begin{bmatrix} \frac{2}{2 * L_{in} + L_{11}} \\ 1 \\ \frac{1}{2 * L_{in} + L_{11}} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Usando el mismo procedimiento como antes, el siguiente modelo promediado es obtenido.

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{2 * R_{in}}{2 * L_{in} + L_{11}} & 0 & -\frac{2}{2 * L_{in} + L_{11}}(1-D) \\ -\frac{R_{in}}{2 * L_{in} + L_{11}} & 0 & -\frac{1}{2 * L_{in} + L_{11}}(1-D) \\ \frac{1}{C}(1-D) & 0 & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{in} \\ i_{L11} \\ V_c \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{2}{2 * L_{in} + L_{11}} \\ 1 \\ \frac{1}{2 * L_{in} + L_{11}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad C = [0 \quad 0 \quad 1]$$

donde  $L_{11} = L_1 + L_m$ .

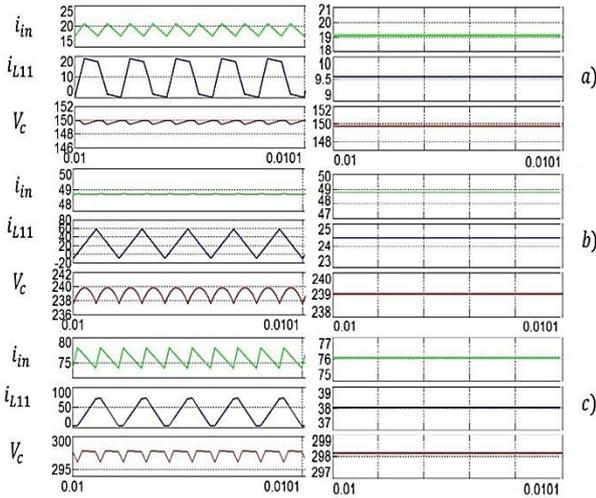
La Figura 5 muestra la evolución en el tiempo de la descripción lineal por pedazos del convertidor bidireccional y los resultados correspondientes del modelo promediado para  $D < 0.5$ ,  $D = 0.5$  y  $D > 0.5$ . Como puede ser observado el efecto del transformador de interface resulta en un modo de conducción continua (CCM). Los resultados en las Figura 5 fueron obtenidos usando los siguientes parámetros:

$$L_{in} = 50 \mu H \quad L_{11} = L_{22} = 17.5 \mu H \quad R_{in} = 0.01 \Omega \quad E = 120 V \quad C = 38 \mu F \quad R = 9.8 \Omega \quad f = 50 \text{ kHz.}$$

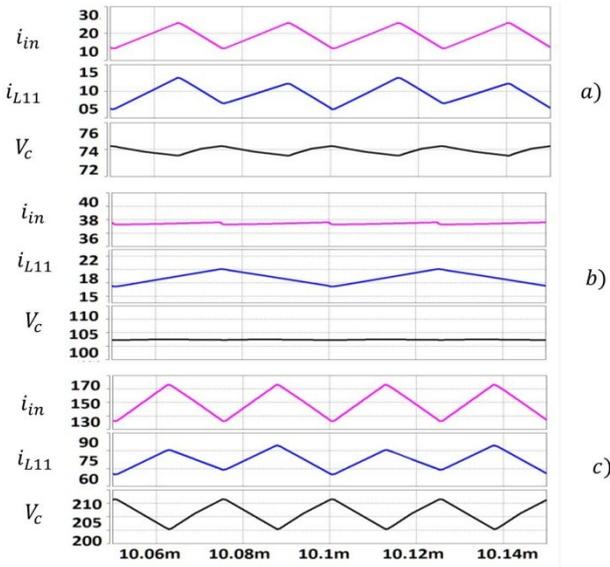
Estos parámetros fueron escogidos para mostrar efectivamente el cambio de polaridad en los devanados. Tal efecto hace susceptible al convertidor de operar en condiciones de conmutación suave.

Es pertinente mencionar que los resultados mostrados en las Figuras 4-5 fueron verificadas contra inexactitud en

el modelo usando Synopsys Saber, por lo tanto, el efecto de dispositivos de conmutación no ideales es tomado en cuenta así como resistencias parásitas. La Figura 6 muestra la evolución en el tiempo del convertidor unidireccional, mientras las Figura 7 muestra la correspondiente para el convertidor bidireccional.

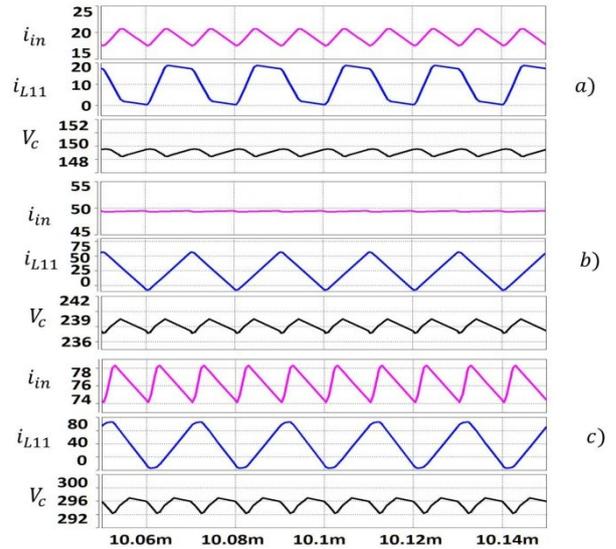


**Figura 5.** Dinámicas de los estados por pedazos del convertidor bidireccional y del modelo promediado. a)  $D=0.2$ , b)  $D=0.5$  y c)  $D=0.6$ .



**Figura 6.** Dinámicas de los estados de la simulación en Saber para el convertidor unidireccional: a)  $D=0.3$ , b)  $D=0.5$  y c)  $D=0.75$ .

Como puede ser observado, el transitorio de operación del convertidor es prácticamente el mismo que antes, lo cual nos da una evidencia de robustez de la descripción contra inexactitudes de modelado. Más aún, es también posible observar el efecto del transformador en el cambio de polaridad de la corriente. Tal efecto puede ser usado para operar el convertidor bajo condiciones de conmutación suave (ZVS).



**Figura 7.** Dinámicas de los estados de la simulación en Saber para el convertidor bidireccional: a)  $D=0.2$ , b)  $D=0.5$  y c)  $D=0.6$ .

#### IV. MODELO LINEAL PROMEDIADO Y RESPUESTA EN FRECUENCIA

Usualmente, se prefieren modelos lineales sobre modelos no lineales ya que el análisis y control es más simple. En esta sección, se desarrollo la linealización del modelo y calculamos la respuesta en frecuencia de cada convertidor para una condición de operación dada. El proceso de linealización usado fue la expansión en serie de Taylor alrededor del punto de operación  $(x_0, u_0)$  para aproximarlos a un sistema de primer orden, por lo tanto los parámetros de control y las variables de estado son remplazados por cantidades perturbadas

Para este fin, introducimos la siguiente notación:

$$u = U + \tilde{u} \quad e = E + \tilde{e} \quad V_c = V_c + \tilde{V}_c$$

$$i_{in} = I_{in} + \tilde{i}_{in} \quad i_{L11} = I_{L11} + \tilde{i}_{L11}$$

Donde las variables con tilde indican pequeñas variaciones de la variable con respecto al valor nominal y la letra mayúscula indica el estado estable de la variable.

Los modelos lineales promediados de los convertidores quedan dados por:

$$\tilde{\mathbf{x}}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{2 * R_{in}}{L_{in}} & 0 & -\frac{1}{L_{in}}(1-U) \\ -\frac{R_{in}}{2 * L_{in}} & 0 & -\frac{1}{2 * L_{in}}(1-U) \\ \frac{1}{C}(1-U) & 0 & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{in} \\ \tilde{i}_{L11} \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \frac{E}{L_{in} * (1-U)} - \frac{E * R_{in}}{R_{L_{in}} * (1-U)^3 + L_{in} R_{in} * (1-U)} & \frac{1}{L_{in}} \\ \frac{E}{2 * L_{in} * (1-U)} - \frac{E * R_{in}}{2 * R_{L_{in}} * (1-U)^3 + 2 * L_{in} R_{in} * (1-U)} & \frac{1}{2 * L_{in}} \\ -\frac{E}{CR * (1-U)^2 + CR_{in}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u} \\ \tilde{e} \end{bmatrix}$$

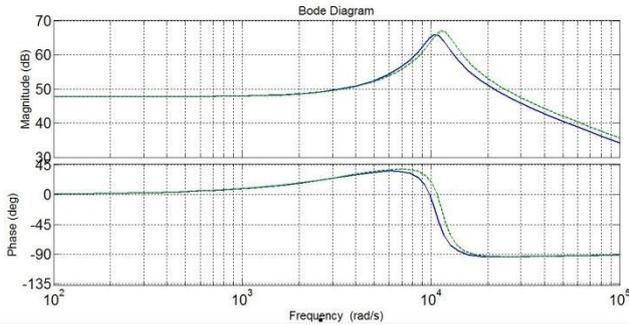
Para el convertidor unidireccional, mientras que para el convertidor bidireccional está dado por:

$$\tilde{x}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{2 * R_{in}}{2 * L_{in} + L_{11}} & 0 & -\frac{2}{2 * L_{in} + L_{11}}(1 - U) \\ \frac{R_{in}}{2 * L_{in} + L_{11}} & 0 & -\frac{1}{2 * L_{in} + L_{11}}(1 - U) \\ \frac{1}{C}(1 - U) & 0 & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{t}_{in} \\ \tilde{t}_{L11} \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix}$$

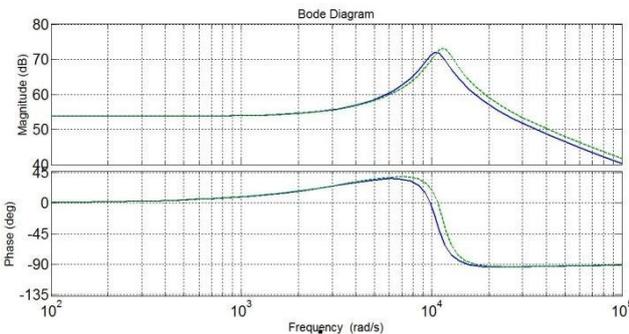
$$+ \begin{bmatrix} \frac{2}{(2 * L_{in} + L_{11})} * \left( \frac{ER(1 - U)^2}{R * (1 - U)^3 + R_{in} * (1 - U)} \right) & \frac{1}{2 * L_{in} + L_{11}} \\ \frac{1}{(2 * L_{in} + L_{11})} * \left( \frac{ER(1 - U)^2}{R * (1 - U)^3 + R_{in} * (1 - U)} \right) & \frac{1}{2 * L_{in} + L_{11}} \\ -\frac{E}{CR * (1 - U)^2 + CR_{in}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u} \\ \tilde{e} \end{bmatrix}$$

Donde  $\tilde{x}_1$  representa las variables de desviación del punto de operación para el convertidor unidireccional, y  $\tilde{x}_2$  representa las correspondientes para el convertidor bidireccional.

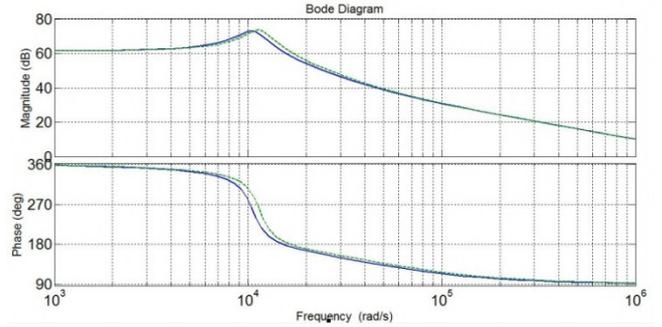
Por otro lado, la respuesta en frecuencia de los convertidores es mostrada en las Figuras 8, 9 y 10, para las funciones de transferencia dadas por  $P(s) = \tilde{t}_{L11}/\tilde{u}(s)$ ,  $P(s) = \tilde{t}_{in}/\tilde{u}(s)$  y  $P(s) = \tilde{v}_c/\tilde{u}(s)$  respectivamente.



**Figura 8.** Diagrama de Bode para  $P(s) = \tilde{t}_{L11}/\tilde{u}(s)$  del convertidor unidireccional (línea continua) y del convertidor bidireccional (línea punteada) para  $D=0.5$ .



**Figura 9.** Diagrama de Bode para  $P(s) = \tilde{t}_{in}/\tilde{u}(s)$  del convertidor unidireccional (línea continua) y del convertidor bidireccional (línea punteada) para  $D=0.5$ .



**Figura 10.** Diagrama de Bode para  $P(s) = \tilde{v}_c/\tilde{u}(s)$  del convertidor unidireccional (línea continua) y del convertidor bidireccional (línea punteada) para  $D=0.5$ .

## V. CONCLUSIONES

Este artículo introduce los modelos promediados lineales y no lineales para 2 configuraciones de convertidores Boost con acoplamiento por transformador, denominados, las topologías unidireccional y bidireccional. Simulaciones en Synopsys Saber, permiten observar la precisión del modelo contra resistencias parasitas, así como también los dispositivos de conmutación no ideales. Este trabajo representa una primera aproximación para describir las dinámicas de esta clase de convertidores, para propósitos de control.

## REFERENCIAS

- [1] Veerachary, M., "Analysis of Interleaved Dual Boost Converter with Integrated Magnetics: Signal Flow Approach", in *IEE Proceedings-Electric Power Applications. Volume 150, issue 4, 8 July 2003*.
- [2] PO-Wa Lee, Yi-m-Shu Lee, David K. W. Chen, Xiu-Cheng Liu, "Steady-state Analysis of an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors", in *IEEE transactions on Industrial Electronics. Vol. 47, No. 4, August 2000*
- [3] Omar Hegazy, Joeri Van Mierlo, Philippe Lataire, "Analysis, Modeling and Implementation of Multidevice Interleaved DC/DC Converter for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles", in *IEEE transactions on Power Electronics, Volume 27, No. 11, November 2012*.
- [4] Veerachary, M., "Modeling and Analysis of Interleaved Dual Boost Converter", in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics 2001. Vol. 2, Proceedings ISIE 2001*.
- [5] Haiping Xu, Xuhui Wen, Ermin Qiao, Xin Guo, Li Kong, "High Power Interleaved Boost Converter in Fuel Cell Hybrid Electric Vehicle", in *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives 2005*.
- [6] Kevin. J. Hartnett, Marek. S. Rylko, John. G. Hayes, Michael G. Ega "A Comparison of Classical Two Phase (2L) and Transformer - Coupled (XL) Interleaved Boost Converters for Fuel Cell Applications" *Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010*.
- [7] P. James, A. Forsyth, G. Calderon.Lopez, V. Pickert, "DC-DC Converter For Hybrid and all Electric Vehicles" *EVS24 International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium, 2009*.
- [8] G. Calderon-Lopez, A. J. Forsyth, D. R. Nuttall, "Design and Performance Evaluation of a 10-kW Interleaved Boost Converter for a Fuel Cell Electric Vehicle" in *CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference 2006, IPEMC 2006*.
- [9] G. Calderon, A. J. Forsyth, "High-Power Dual Interleaved ZVS Boost converter with Interphase Transformer for Electric Vehicles" in *Applied Power Electronics Conference and Exposition 2009, APEC 2009*.