

# PROYECTO Y MODELACIÓN DE UN CONVERTIDOR CONTINUA-CONTINUA AISLADO TIPO FORWARD<sup>1</sup>

Jorge Alberto Olsson<sup>2</sup>, Germán Andrés Xander<sup>3</sup>, Juan Pablo Gross<sup>4</sup>, Víctor Hugo Kurtz<sup>5</sup>; Héctor Rolando Anocibar<sup>6</sup>

<sup>1</sup> Trabajo de Investigación, Proyecto del Programa de Incentivos Código 16I091<sup>5</sup> y 16I109<sup>6</sup>

<sup>2</sup> Docente Integrante de Proyecto, Ingeniero Electricista [olsson@fio.unam.edu.ar](mailto:olsson@fio.unam.edu.ar)

<sup>3</sup> Docente Integrante de Proyecto, Ingeniero Electrónico [gaxander@fio.unam.edu.ar](mailto:gaxander@fio.unam.edu.ar)

<sup>4</sup> Docente Integrante de Proyecto, Ingeniero Electrónico [gross@fio.unam.edu.ar](mailto:gross@fio.unam.edu.ar)

<sup>5</sup> Director de Proyecto, Magister Ingeniero Electricista, [kurtzvh@fio.unam.edu.ar](mailto:kurtzvh@fio.unam.edu.ar)

<sup>6</sup> Director de Proyecto, Doctor Ingeniero Electricista, [anocibar@fiobera.unam.edu.ar](mailto:anocibar@fiobera.unam.edu.ar)

## Resumen

En este trabajo se presenta el diseño y la modelación de un convertidor CC-CC estático aislado con topología forward de 24 Vcc a 12 Vcc, para una corriente nominal de 10 A. Este tipo de convertidor es el más conveniente para adaptar las tensiones de 22 V a 30 V provenientes de la microgeneración y generadores fotovoltaicos de energía alternativa, como también de vehículos industriales, a la tensión de las cargas comerciales, generalmente alimentadas con tensión de 12 Vcc, donde se hace necesario aparte de la reducción eficiente de tensión, la aislación galvánica. Para el desarrollo del tema se comienza con una introducción básica a los principios de funcionamiento de los convertidores asociada a las ecuaciones matemáticas que los rigen, proporcionando las herramientas para estimar los parámetros de sus componentes y variables asociadas a su funcionamiento. Finalmente se simula el modelo comprobando el diseño

**Palabras Clave:** *convertidor forward- control- conversor electrónico- adaptadores de tensiones-*

## Introducción

Tradicionalmente para la adaptación de tensiones continua-continua (CC-CC) se utiliza un regulador serie. Este sistema tiene el inconveniente de que la potencia disipada por el regulador puede ser tan grande como la carga que alimenta o aun mayor, esto significa pérdidas de energía, gran tamaño y alto costo. Una alternativa interesante se presenta con los convertidores electrónicos estáticos de potencia. Los circuitos convertidores electrónicos CC-CC tienen por finalidad la conversión de un nivel de tensión continua en otro. Basan su funcionamiento en la conmutación alternada de llaves estáticas y elementos almacenadores de energía, permitiendo el paso de la energía deseada desde la fuente a la carga. Existen para esto diversas topologías, las que se derivan de dos convertidores básicos, el reductor buck y el elevador boost. El convertidor forward [1] es una topología derivada del buck que introduce en el camino de potencia un elemento aislador galvánico constituido por un transformador; además del agregado de un diodo para el correcto direccionamiento de la energía, y un sistema de desmagnetización del transformador constituido por un bobinado auxiliar con un diodo que devuelve a la fuente la energía magnetizante. El transformador como sistema de aislamiento galvánico trae aparejado ventajas adicionales entre las que podemos mencionar una optimización de su funcionamiento cuando la relación de conversión está muy cerca de los límites, múltiples tensiones de salida del convertidor con el agregado de arrollamientos secundarios de distintas relación de espiras.

## Metodología

El conversor buck [1] cuyo circuito básico se presenta en la Fig.: 1 considera inicialmente el sistema en régimen permanente, con componentes ideales, la tensión de entrada  $V_g$  es

constante, al igual que la tensión de salida  $V = V_C$ . Esta última depende linealmente con la razón cíclica  $D$  (Duty), ver Fig.: 4, donde  $T = T_s$  es el periodo de conmutación del interruptor  $Q_1$ . El ancho del pulso en alto ( $T_{on}$ ) regula el flujo de energía. También se define la ganancia estática del convertor [1] como  $M$ . Esto se muestra en la ecuación (1)

$$M = \frac{V_g}{V} = \frac{T_{on}}{T_s} = D \quad (1)$$

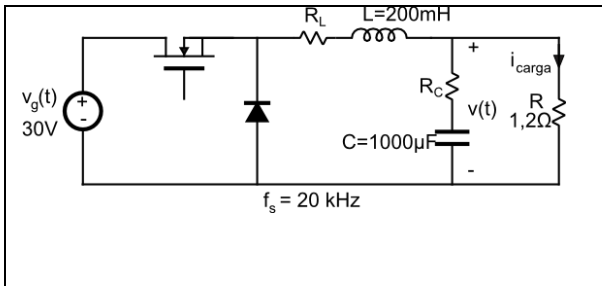


Fig.: 1 -circuito buck

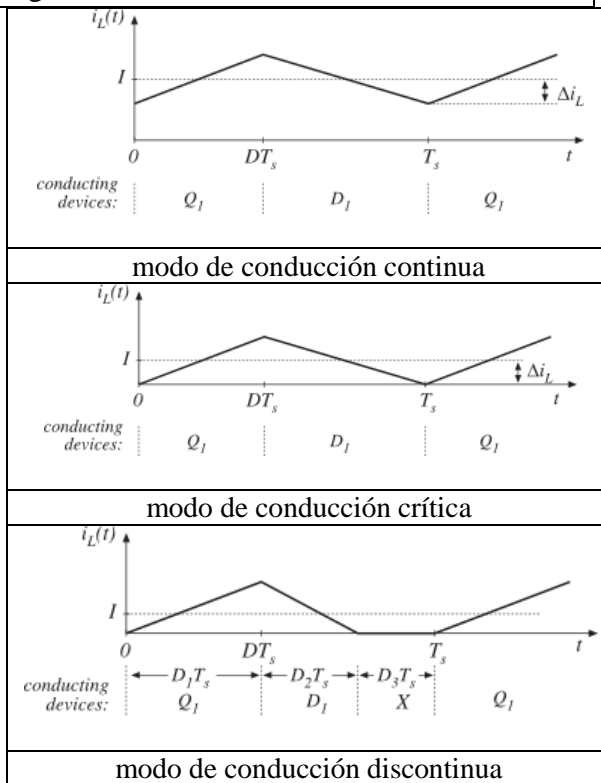


Fig.: 2 Modos-de-funcionamiento

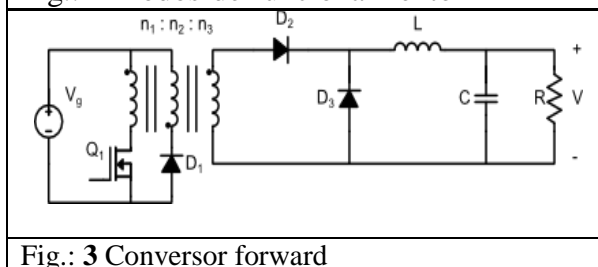


Fig.: 3 Convertor forward

por un bobinado auxiliar del transformador de  $n_2$  espiras en serie con el diodo  $D_1$ , que devuelve a la fuente la energía magnetizante, esto se incluye en la Fig.: 3.

En la Fig.: 4 puede apreciarse la corriente de magnetización  $i_M$  durante la conducción de  $Q_1$  y la desmagnetización durante la conducción de  $D_1$ . En esta figura también se muestra como sobre la bobina primaria existe una tensión simétrica  $V_1$  debida al restablecimiento magnético implementado. La tensión sobre el diodo  $D_3$  y los periodos de conducción de cada llave del convertor se observan al pie de la figura. Se deduce además que el ciclo de trabajo no puede superar  $TD = 0,5$  para lograr el restablecimiento magnético, en la práctica suele

Básicamente existen dos modos de funcionamiento, el llamado modo de conducción continua MCC en el que la corriente por el inductor nunca se anula, y el modo de conducción discontinua MCD en el cual la corriente por el inductor durante el ciclo de trabajo se anula. Entre ambos estados se encuentra el modo de operación crítica MCCr, Esto se muestra en la Fig.: 2.

En el convertidor forward la suma de las potencias de sus bobinados debe ser cero, el transformador no se utiliza para el almacenamiento de energía, el paso de la misma es directa, este concepto permite modelar al convertidor forward como si fuera un buck considerando un transformador ideal.

Sin embargo una parte de la energía es almacenada debido a la presencia de inductancias parásitas y de magnetización

presentes en el modelo de cualquier transformador, la que debe ser evacuada. El convertidor forward es de accionamiento asimétrico, ya que su transformador recibe pulsos de una sola polaridad (con un valor medio de continua), provocando que el punto de trabajo del núcleo magnético se encuentre siempre en el primer cuadrante del ciclo de histéresis, esto obliga a restablecer el punto de trabajo luego de cada ciclo de operación para evitar la saturación. La desmagnetización o restablecimiento magnético del transformador, en el convertor convencional está constituido

adoptarse como máximo un ciclo de trabajo no mayor de 0,46 para contemplar los retardos de conmutación. Todo esto teniendo en cuenta que generalmente el devanado auxiliar  $n_2$  tiene el mismo número de espiras que el primario  $n_1$ , cabe acotar que su calibre será mucho menor, ya que por el circula únicamente una pequeña corriente de desmagnetización.

## Resultados y Discusión

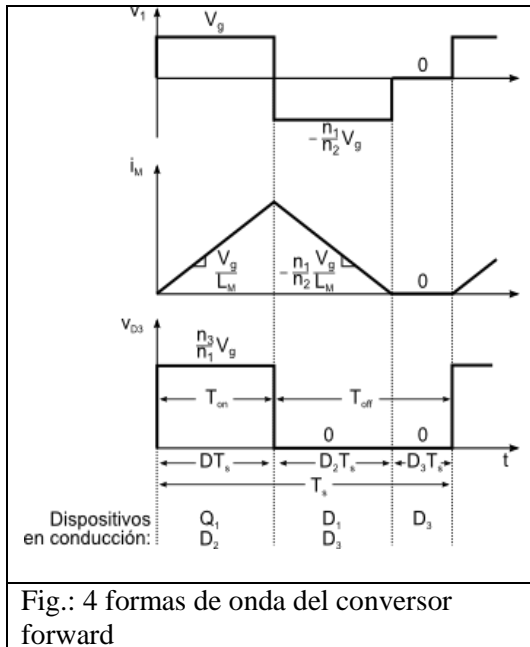


Fig.: 4 formas de onda del convertidor forward

### Parámetros del convertidor

Tensión de alimentación  $22 \text{ Vcc} \leq V_g \leq 30 \text{ Vcc}$

Tensión de salida  $V=12 \text{ Vcc}$

Ripple de tensión  $\Delta V \leq 2\%$

Corriente de salida nominal  $I_o = 10\text{A}$

Corriente de salida mínima  $I_{omin} = 1\text{A}$

Frecuencia de conmutación  $f_s = 20000\text{Hz}$

**Estimación del valor del inductor:** A partir de MCCr es posible calcular el valor de la inductancia crítica [2], obteniéndose la ecuación (2). Como la peor condición de la gama de variación de la razón cíclica ocurre para  $D=0,5$ , entonces podemos determinar el valor de la inductancia crítica ( $L_{cr}$ ), Reemplazando por los parámetros de las exigencias del convertidor.

$$L_{cr} = \frac{V_g(1-D)D}{2fI_o} = \frac{V_g}{8fI_o} = \frac{24 \text{ vs}}{8 \times 20000 \times 10\text{A}} = 15 \mu\text{H} \quad (2)$$

Del resultado de la ecuación (2) se deduce que

para que este convertidor trabaje en MCC el valor del inductor debe ser mayor que el valor crítico obtenido  $L \geq L_{cr}$ , para definir este valor se utilizan los principios derivados del equilibrio y balance de carga del capacitor, y voltios-segundo del inductor [3, cap. 2], que pueden ser utilizados para resolver las corrientes de inductor y tensiones de los capacitores en los convertidores de conmutación.

Una utilidad derivada de estos conceptos es la aproximación lineal de pequeña ondulación o pequeña señal a la tensión de salida del convertidor, donde la tensión real  $v(t)$  está compuesta por el valor deseado a la salida VDC, más una pequeña componente de ripple

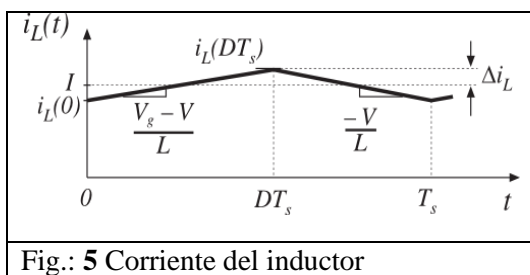


Fig.: 5 Corriente del inductor

Vac no deseada. Esta última es generalmente muy pequeña en el orden del 5% de la componente de continua para convertidores comerciales y menores al 1% en equipos de calidad. Por lo tanto cuando se cumple que  $V_{ripple} \ll V$ ; es válida la aproximación  $v(t) \approx V$  conocida como aproximación lineal de pequeña ondulación. Teniendo en cuenta la definición de

corriente en un inductor podemos determinar su pendiente para cada etapa de operación del convertidor, aplicando el modelo de pequeña ondulación, como se ilustra en la Fig.: 5, donde la forma de onda de corriente se representa en condiciones de estado estacionario, con el convertidor operando en equilibrio, en esta condición no hay variación neta de corriente del inductor durante un periodo de conmutación completa. Por lo tanto debe cumplirse:  $i_L(nT_s) = i_L((n+1)T_s)$ , entre dos periodos de conmutación. De la Fig.: 5 se tiene la ecuación (3). La ondulación de corriente sirve como criterio para determinar el valor del inductor. Por un lado es conveniente que esta sea menor al 20% de la corriente nominal para que el convertidor pueda trabajar en MCC en este orden de la carga nominal, por otra parte el pico de la ondulación de corriente en el inductor también se corresponde con el de las llaves

semiconductoras y debe ser tenido en cuenta al caracterizarlas. Tomando en cuenta las consideraciones anteriormente expuestas, se adopta una ondulación de corriente menor al 10 % de la nominal.

$$L = \frac{V_g - V}{2\Delta I_L} DT_s \rightarrow L \geq \frac{24v - 12v}{2 \times 1A} \frac{0,5s}{2000} = 150 \mu H ; \text{ se adopta } L = 200 \mu H \quad (3)$$

**Estimación del valor del Capacitor:** A partir de lo expresado, para régimen permanente, se llega a la conclusión de que la tensión media durante un periodo de conmutación sobre el inductor es nula  $|V_L(t)|_{T_s} = 0$ . De la misma manera del balance de carga del capacitor  $|i_c(t)|_{T_s} = 0$ , se obtiene la ecuación (4) para el cálculo del capacitor según los parámetros del convertidor [3, cap. 2]. Para un rizado menor al 1,5 %

$$C \geq \frac{V}{2R\Delta V} DT_s = \frac{12v}{2 \times 1.2\Omega \times 0.18v} 0.5 \frac{1s}{20000} = 695 \mu F ; \text{ se adopta } C = 1000 \mu F \quad (4)$$

**Parámetros del diodo D<sub>1</sub>:** La corriente de magnetización del transformador se pone a cero, mientras que el transistor está en el estado de desconexión a través del bobinado auxiliar n<sub>2</sub> por el diodo D<sub>1</sub>. La inductancia de magnetización en relación con el diodo debe operar en el modo de conducción discontinua para asegurar la desmagnetización durante el tiempo T<sub>off</sub>. Durante cada periodo de conmutación, tres sub-intervalos se producen como se ilustran en las Fig.: 4 y 6, los que se deben definir para obtener los parámetros de las llaves, al igual que las relaciones de transformación de los bobinados.

A partir de las exigencias del convertidor con la mínima V<sub>g</sub> no es posible obtener la tensión

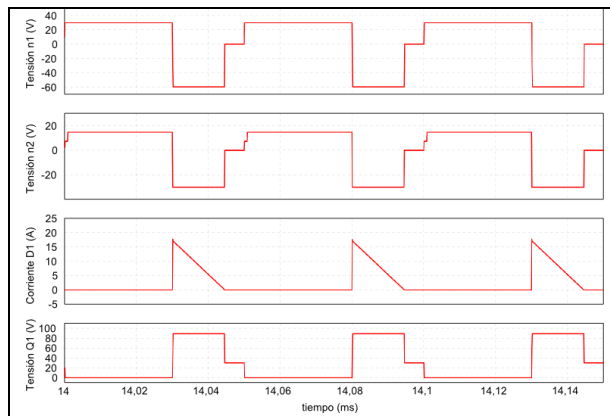


Fig.: 6 Formas de onda real

de salida deseada V, por lo que debe cambiarse la relación unitaria hasta ahora propuesta, esto se puede realizar cambiando la relación  $\frac{n_1}{n_3}$  o bien

cambiando la relación  $\frac{n_1}{n_2}$  (o ambas), esta

última nos permite variar la razón cíclica máxima de  $D \leq 0,5$ . Partiendo del balance de volt por segundo del bobinado primario para que este trabaje en forma simétrica debe cumplirse la ecuación  $V_g T_{on} = V_g T_{D1} \frac{n_1}{n_2}$  según [3, cap. 6], donde T<sub>D1</sub>

corresponde al intervalo de conducción de D<sub>1</sub> durante el cual la tensión aplicada a n<sub>1</sub> es V<sub>g</sub>, y esta se refleja al primario según la relación de transformación. Si fijamos como valor máximo de la suma de  $T_{on} + T_{D1} \leq 0,9T_s$ , para dar lugar al tercer sub-intervalo del ciclo para asegurar la desmagnetización y tener en cuenta los tiempos de conmutación, obtenemos el tiempo máximo de T<sub>on</sub> en función de la relación de espiras con el bobinado auxiliar. Para este caso se adopta  $2n_2 = n_1$  obteniendo una razón cíclica  $D \leq 0,6$ . Una vez determinado D y las relaciones de transformación, es posible determinar las tensiones y corrientes a la que estarán sometidas las llaves. Para el caso del diodo D<sub>1</sub> la tensión máxima V<sub>D1max</sub> esta dada por la ecuación (5) se toma para la peor condición de tensión de entrada máxima a la que puede aplicarse un factor de seguridad F<sub>s</sub>=2

$$V_{D1max} = V_g \left(1 + \frac{n_2}{n_1}\right) = 30v \times 1,5 = 45v \rightarrow V_{D1adop} = V_{D1max} F_s = 45v \times 2 = 90v \quad (5)$$

Para determinar la corriente media del diodo esta será generalmente menor al 3 % de la corriente nominal y dependerá del diseño del transformador y su correspondiente inductancia de magnetización L<sub>m</sub>, la corriente máxima o de pico dependerá además de la razón cíclica. Adoptamos un valor de L=100μH, pequeño para poder visualizar mejor los gráficos de la simulación del circuito con transformador real que se muestran en la Fig.: 6 y así poder compararlo con el teórico de la Fig.: 4, con estos datos tenemos una corriente máxima del

diodo  $D_1$  de 15 A, lo que se muestra Fig.: 6 de la simulación. Esto se corresponde con una corriente media de 2,5 A. En la práctica estos valores son de un orden de magnitud menor.

**Parámetros del Transistor  $Q_1$ :** Durante la conducción de  $D_1$  habrá una tensión adicional en los terminales del transistor  $Q_1$ , que determinamos según la ecuación (6), aplicando un factor de seguridad  $F_s=2$

$$V_{CEmax} = V_g \left(1 + \frac{n_1}{n_2}\right) = 30v \times 3 = 90v \rightarrow V_{D1adop} = V_{CEmax} F_s = 90v \times 2 = 180v \quad (6)$$

La corriente media del transistor  $I_{Cmed}$  estará dada por la corriente que entrega el convertidor afectada por la relación de transformación y por la razón cíclica  $D$ , a esta hay que adicionarle la corriente magnetizante media que estimamos en el 3% de la nominal, como se aprecia en la ecuación (7). Aplicando un factor de seguridad  $F_s= 1,5$

$$I_{Cmed} = I_0 \left(\frac{n_2}{n_1}\right) D + 0.03 I_0 = 12A \times 0,6A + 0,5A = 7,5A \rightarrow I_{Cadop} = I_{Cmed} F_s = 7,5A \times 1.5A = 11.25A \quad (7)$$

$$I_{Cmax} = I_0 + \Delta I_L + I_m = (10 + 1 + 1,5)A = 11,5A \rightarrow I_{Cadop-max} = I_{Cmed} F_s = 23A \quad (8)$$

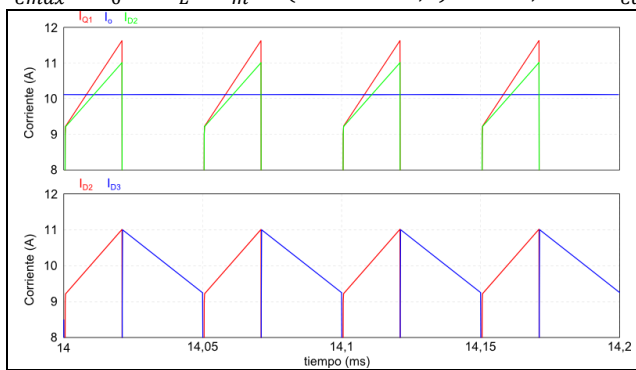


Fig.: 7 Corriente en las llaves

La corriente máxima del transistor se puede estimar en función de la corriente en la carga  $I_0$  adicionando  $\Delta I_L$  de diseño y la corriente de magnetización  $I_m$ , esto se observa en la Fig.: 7, recordando que  $I_m$  está exagerada para apreciar la gráfica. El cálculo lo realizamos con la ecuación (8)

**Parámetros de los diodos  $D_2$  y  $D_3$ .** Para la determinación de las corrientes en los diodos seguimos el mismo criterio que

para el caso del transistor  $Q_1$ , Tanto del análisis teórico como del gráfico de la Fig.: 7 se concluye que las exigencias a las que son sometidos son similares, difieren en la corriente de magnetización, la cual es pequeña y queda absorbida por los factores de seguridad  $F_s$  utilizados. Ocurre lo mismo con los cambios ante variaciones de la razón cíclica  $D$ , por lo tanto

$$D_2 : I_{D2adop} \geq 11,5A ; I_{D2adop} \geq 23A ; V_{D2adop} \geq 120v$$

$$D_3 : I_{D3adop} \geq 11,5A ; I_{D2adop} \geq 23A ; V_{D2adop} \geq 60v$$

## Conclusiones:

A partir del análisis de los resultados de la simulación del modelo de convertidor y la metodología utilizada para la determinación de los parámetros de los componentes, se concluye que el convertidor forward modelado cumple los requerimientos de adaptación de tensiones y de aislación galvánica para su aplicación en microhidrogeneración y otras aplicaciones de energías alternativas.

## Referencias

- [1] I. Barbi, Conversores CC-CC Básicos Não Isolados, 2006.
- [2] L. Schuch, “Eletrônica de Potência I,” ELC 836, 2014.
- [3] R. W. Erickson y D. Maksimović, Fundamentals of Power Electronics, 2nd ed. Kluwer Academic Publishers, 2004, 0-306-48048-4.
- [4] C. Rech. (2015) Apuntes MCIE09 - Modelación y Control de Convertidores Estáticos.