

DISEÑO DE UN CONVERTIDOR CC-CC AISLADO PARA SISTEMAS DE GENERACIÓN FOTOVOLTAICA

R. O. Nuñez¹, C. A. Lima², G. A. Fernández³, F. Botterón⁴.

Grupo de Investigación y Desarrollo en Ingeniería Electrónica (GID-IE).

Universidad Nacional de Misiones (UNaM) – Facultad de Ingeniería (FIO).

Juan Manuel de Rosas N° 325 – Oberá – Misiones – Argentina – C.P. 3360 – Tel.: 3755-422169; FAX: 3755-422170
ruben-n@hotmail.com; carlos_ariel20081@gmail.com; guillermo.fernandez.fio@gmail.com; botteron@gmail.com

RESUMEN: Este trabajo presenta el diseño de un convertidor CC-CC en configuración puente completo unidireccional elevador de tensión, utilizado como etapa de conversión de la energía eléctrica generada por paneles fotovoltaicos o un banco de baterías. Este convertidor opera con una tensión de entrada que va desde 105V a 120V, con una potencia de 5kW. La tensión de salida, puede ser de 350V o 600V, permitiendo la conexión de un inversor CC-CA monofásico o trifásico para alimentar directamente la carga del usuario, conectarse a la red comercial, u operar de forma autónoma en paralelo con otras fuentes de energía renovables. Se efectúa un análisis de la configuración utilizada y de la técnica de modulación de los semiconductores de potencia. Se presentan también las etapas del diseño y selección de los componentes necesarios para el armado del convertidor. Finalmente, es abordada parte de la estrategia de control propuesta, validada con resultados de simulación.

Palabras clave: Convertidor CC-CC puente completo, sistemas fotovoltaicos, generación híbrida, dsPIC.

INTRODUCCIÓN

En la actualidad existe un incremento constante de la demanda de energía eléctrica, tanto para uso industrial, comercial como en el hogar. Este incremento no es acompañado por el aumento de la producción de energía en los sistemas de generación, ocasionando así problemas de transmisión, distribución y calidad de la energía eléctrica. Además, los sistemas de generación convencionales, que utilizan fuentes no renovables, producen un impacto negativo en el medio ambiente. Debido a esto, existe la necesidad de recurrir al desarrollo y utilización de sistemas de generación de energía eléctrica, basados en fuentes renovables, como ser la energía solar, la hidráulica (a pequeña escala), la biomasa, etc.

La provincia de Misiones, que no es ajena a la problemática mencionada, cuenta con recursos hídricos que pueden emplearse en la generación de energía eléctrica. Este recurso puede utilizarse a través de micro aprovechamientos hidroeléctricos (Cedit; Barney, 1984; Barney y López, 1997). En la provincia, también existe una irradiación solar global promedio anual aproximada de 4,1kWh/m² (Grossi Gallegos y Righini, 2007), que si bien no es la óptima, puede aprovecharse mediante la conversión fotovoltaica, complementando así la generación de electricidad proveniente de otras fuentes de energía renovable (Marin, 2009).

A los fines de contribuir a la solución de los problemas mencionados, este artículo presenta el diseño de un convertidor CC-CC destinado a elevar y acondicionar la tensión generada de un arreglo de paneles fotovoltaicos. Este conjunto permitirá complementar, a través de la radiación solar, la generación producida por un micro aprovechamiento hidroeléctrico.

En la Figura 1 se indica el conjunto de generación híbrido hidráulico-solar, donde se encuentra incorporado el convertidor CC-CC propuesto. La interconexión de los paneles fotovoltaicos al sistema de transmisión de energía eléctrica, es efectuada gracias a la adaptación realizada por los convertidores CC-CC y CC-CA. El convertidor CC-CA requiere de una tensión de corriente continua con nivel adecuado, que es provista por el convertidor CC-CC a partir de la tensión proporcionada por los paneles fotovoltaicos y/o banco de baterías (Mohan et al., 1995). A los efectos de trabajar con corrientes relativamente bajas y disminuir el costo en los semiconductores de potencia, el valor de la tensión de entrada del convertidor CC-CC posee un rango que va desde 105V a 120V. Este rango es transformado en otra tensión de corriente continua, cuyo valor constante es de 350V. El control de la tensión generada por el convertidor CC-CC, es efectuada a través de técnicas de modulación de ancho de pulso, utilizando semiconductores de potencia, cuya conmutación está gobernada por un controlador digital de señal (DSC). El convertidor CC-CC propuesto en el diseño posee una potencia nominal de 5 kW.

Cabe mencionar que el sistema de generación solar fotovoltaica de la Figura 1, constituido por los paneles fotovoltaicos y los convertidores, podrá operar de forma aislada o conectado en paralelo con una microcentral hidroeléctrica u otro sistema de generación.

^{1,2} Alumno carrera Ingeniería Electrónica, FIO – UNaM.

³ Docente - Investigador, FIO – UNaM.

⁴ Docente - Investigador, FIO – UNaM, CONICET.

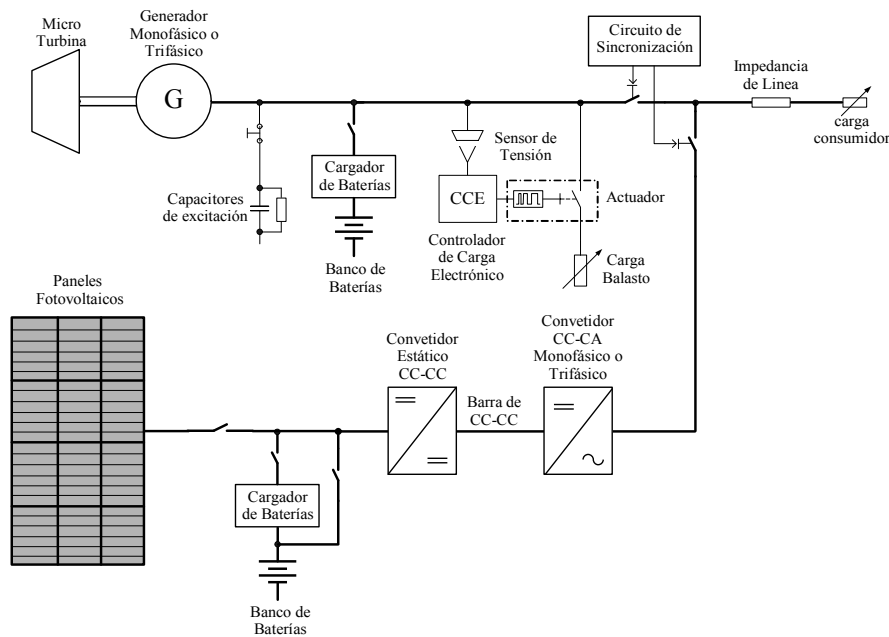


Figura 1: Sistema de generación híbrido hidráulico-solar.

DESCRIPCIÓN DE LA PROPUESTA

En el diagrama de bloques de la Figura 2, se observa el sistema de generación fotovoltaica, donde la conversión CC-CC es realizada por un convertidor del tipo puente completo aislado que utiliza transistores bipolares de puerta aislada (IGBT), como dispositivos de conmutación (llaves electrónicas). La tensión entregada por el puente, es elevada a través de un transformador de alta frecuencia, y la tensión del secundario de este es convertida a una tensión de corriente continua mediante un rectificador de onda completa, que utiliza diodos de conmutación con reducida corriente inversa.

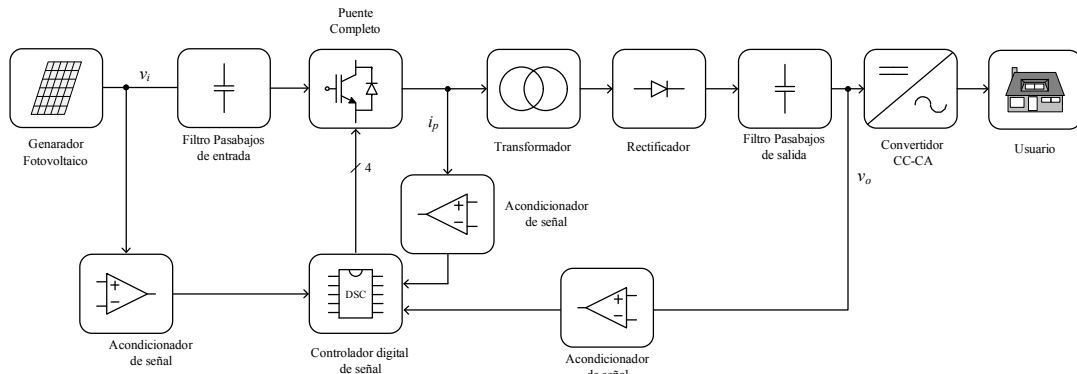


Figura 2: Convertidor CC-CC puente completo con transformador aislador.

Las armónicas de alta frecuencia, resultantes de la conversión CC-CC, son atenuadas por el filtro pasabajos de salida indicado en la Figura 2. La tensión de salida de este filtro es entregada a un convertidor CC-CA, el cual acondiciona la tensión para aplicarla a la red de los usuarios y/o conectarla en paralelo con otra fuente de energía renovable, como ser un pequeño aprovechamiento hidroeléctrico. El control digital en lazo cerrado del convertidor CC-CC, así como la técnica de modulación y comando de las llaves de potencia, son realizados totalmente en un DSC, el cual está optimizado para aplicaciones de control digital de procesos.

En la estrategia de control indicada en la Figura 2, las variables medidas son las tensiones de salida v_o y de entrada v_i , como así también la corriente del devanado primario del transformador i_p . La intervención de v_i y i_p en el control, permite mejorar la velocidad de respuesta para compensar las variaciones de v_o . Esto permite obtener un buen desempeño en régimen permanente, con un buen rechazo de disturbios de carga; además de ofrecer una protección a los semiconductores de potencia contra sobrecargas y cortocircuitos.

TOPOLOGÍA Y TÉCNICA DE MODULACIÓN

Topología

Existen diversas topologías de convertidores CC-CC, que pueden utilizarse para elevar la tensión de un arreglo de paneles fotovoltaicos, entre las topologías más utilizadas figuran: elevador (boost converter), reductor-elevador (buck-boost converter), push-pull converter, configuración semipuente (half-bridge converter) y puente completo (full-bridge converter). Analizando el desempeño de cada una, para este caso resulta conveniente la utilización del convertidor tipo puente completo

aislado, debido a que éste provee aislación galvánica entre las etapas de entrada y salida, las llaves de conmutación sufren menor estrés y se controlan con un software menos complejo, entre otros.

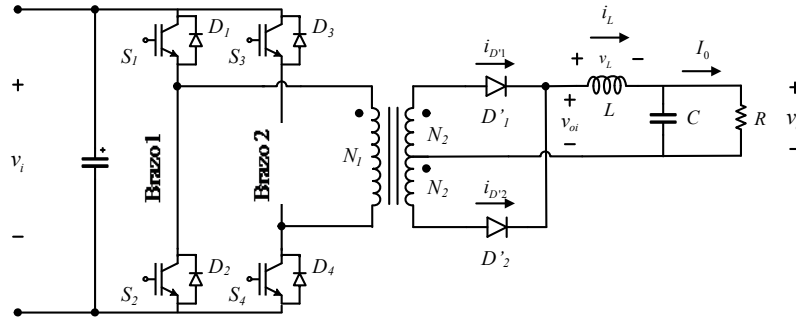


Figura 3: Convertidor CC-CC puente completo con transformador aislador.

En la Figura 3 puede observarse el esquema del convertidor tipo puente completo aislado, este posee la característica de que las llaves diagonales son conmutadas mediante una modulación del tipo desplazamiento de fase, generando así una tensión instantánea de salida representada por la expresión (1) (Hart, 2001).

$$v_o = 2d \left(\frac{N_2}{N_1} \right) v_i \quad (1)$$

Donde d representa el ciclo de trabajo de las llaves, tomando valores entre 0 y 0,5; N_1 y N_2 representan el número de espiras correspondientes a los bobinados primario y secundario del transformador; v_i es la tensión de entrada, proveniente de los paneles fotovoltaicos.

Técnica de modulación por desplazamiento de fase (phase-shift modulation)

Las técnicas de modulación de ancho de pulso (PWM) más usuales son: PWM con conmutación de tensión bipolar, PWM con conmutación de tensión unipolar, PWM por desplazamiento de fase. Comparando cada una de ellas, es escogida PWM por desplazamiento de fase. Esto se debe a que, en la frecuencia de operación del convertidor, esta técnica elimina las variaciones bruscas de la corriente a través de las llaves, durante la conmutación. Reduciendo de esta forma las pérdidas de energía asociadas a la apertura-cierre de las llaves (Pepa, 2004). Esta modulación se logra desfasando las señales control que activan las llaves diagonales del puente, como es indicado en la Figura 4.

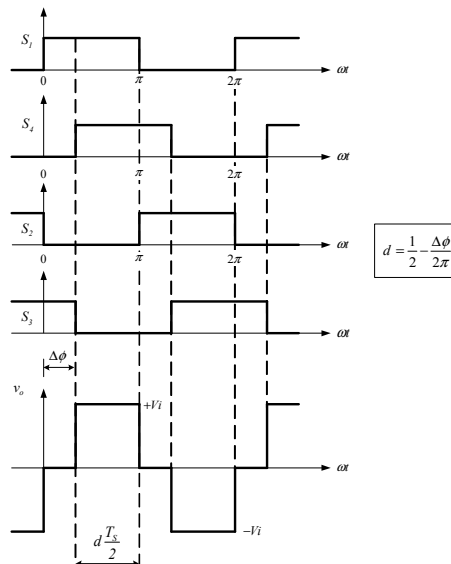


Figura 4: Modulación por desplazamiento de fase (phase-shift).

PROYECTO DEL CONVERTIDOR

Diseño del transformador

Teniendo en cuenta la frecuencia y la potencia de operación del convertidor, es escogida la Ferrita como material más adecuado para el núcleo del transformador. Esto es, debido a que posee menores pérdidas de energía ocasionada por corrientes de Eddy, en comparación a aleaciones convencionales (Goldman, 2006). A continuación se presentan los cálculos efectuados para el diseño del transformador.

Cálculo de la relación de transformación y número de vueltas: Se diseña el transformador a fin de que la sobreelevación máxima de temperatura en él no supere 40°C, para un diseño óptimo, 20°C se atribuyen al calor disipado por efecto joule y 20°C a las pérdidas en el núcleo. Utilizando dos núcleos del tipo EE12820 (Cosmo ferrites, 2010), se determina que la

pérdida de potencia (P_n) y en consecuencia la densidad ΔB no deben superar los siguientes valores: (Unitrode Corporation, 1986 y Pressman, 1998).

$$P_n = \frac{\Delta T}{R_\theta} = \frac{20^\circ\text{C}}{2,67 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}} = 7,48\text{W} \quad ; \Delta B = 0,17\text{T} \quad (2)$$

La relación de transformación (k) se tiene cuando el voltaje de entrada es mínimo (105V). Si la caída de tensión en cada IGBT y en el diodo de salida son 1V y 0,9V, respectivamente, k resulta desde la ecuación (3).

$$k = \frac{\hat{V}_{s(Min)}}{\hat{V}_{R(Min)}} = \frac{\left(\frac{(1+r)V_o}{2d_{(Máx)}} + V_d \right)}{V_{i(Min)} - 2V_{CE(sar)}} = \frac{451,12\text{V}}{103\text{V}} = 4,38 \approx 5 \quad (3)$$

Dónde r es la regulación de tensión, (0,3% de V_i); $d_{(Máx)}$ es el ciclo útil máximo (0,4). A partir de la ley de Lenz se determina que el primario del transformador deberá tener $N_p = 6$ vueltas, por lo cual en el secundario resultará $N_s = 30$ vueltas.

Cálculo de la sección en los devanados: Adoptando una densidad de corriente de $J = 220\text{A}/\text{cm}^2$ (Unitrode Corporation, 1986), la sección del devanado primario puede calcularse a través de la expresión (4).

$$S_{cu} = \frac{I_{rms(Máx)}}{J} = \frac{59,52\text{A}}{220 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}} = 0,27\text{cm}^2 \quad (4)$$

Teniendo en cuenta el efecto skin, se propone utilizar 105 alambres de calibre AWG23. De la misma manera para el devanado secundario resulta una sección de $0,027\text{cm}^2$, proponiendo la utilización de 11 alambres de calibre AWG23. (Colonel y McLyman, 2004).

Calculo de las perdidas en núcleo el transformador: Las pérdidas en el núcleo pueden aproximarse por la expresión (5) (Pressman, 1998).

$$P_n = P_v \cdot v_n = \left(9 \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3} \right) (452,8\text{cm}^3) = 4,07\text{W} \quad (5)$$

Donde P_v corresponde a la potencia por unidad de volumen y v_n el volumen del núcleo utilizado para el transformador.

Cálculo de pérdidas en los devanados primario y secundario: Teniendo la resistencia del devanado primario es $0,11\text{m}\Omega$ y siendo la corriente eficaz máxima del primario $I_{rmsPr,im} = 59,52\text{A}$, la pérdida por efecto Joule resulta:

$$P_{CuPrim} = I_{rmsPr,im}^2 R_{CuPrim} \approx 0,41\text{W} \quad (6)$$

De la misma manera para devanado secundario, se obtiene: $R_s = 1,29\text{m}\Omega$ y $P_{CuSec} \approx 183\text{mW}$. Por lo tanto, la pérdida total en el transformador estará expresada por la sumatoria (7).

$$P_{Total} = P_{CuPrim} + P_{CuSec} + P_n = 0,41\text{W} + 0,183\text{W} + 7,4\text{W} \approx 8\text{W} \quad (7)$$

Verificando la sobre elevación de temperatura del transformador, mediante la ecuación (8).

$$\Delta T = R_\theta P_{Total} = \left(2,67 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \right) (8\text{W}) \approx 21,4^\circ\text{C} \quad (8)$$

Como puede apreciarse, el valor obtenido resulta dentro de los límites establecidos por el diseño.

Diseño del filtro pasa bajos de salida

Calculo de la inductancia: A fin de mantener la variación de corriente en $\pm 10\%$ de su valor nominal, se diseña el inductor para el valor máximo V_i (120V) y mínimo valor del ciclo útil (d_{min}). Su valor se determina desde la expresión (9) (Kazimierzczuk, 2008).

$$L_s = \frac{V_{Sec,nom} (0,5 - d_{min})}{2 \times f \times \Delta I_L} = \frac{350,9\text{V} (0,5 - 0,14)}{2 \times 50\text{KHz} \times (0,1 \times 14,3\text{A})} = 0,33\text{mH} \quad (9)$$

Donde f corresponde a la frecuencia de conmutación de las llaves del puente. El número de vueltas con que estará constituida la inductancia del filtro, puede obtenerse a partir (10).

$$N = \frac{L I_{pk} (10.000)}{A_e B_{Máx}} = \frac{(0,33\text{mH})(16,45\text{A})(10.000)}{(16,8\text{cm}^2)(0,3\text{T})} \approx 10 \text{ vueltas} \quad (10)$$

Determinación del núcleo: Con el fin de obtener una inductancia de volumen aceptable y poco sensible a las variaciones de la permeabilidad magnética del material, es necesario incorporar un entrehierro al núcleo (Colonel y McLyman, 2004). Se propone la utilización de dos núcleos UI 93/76/30 (Epcos, 2006), a fin de aumentar el producto de área $A_e A_w$, y disminuir la longitud del entrehierro. La longitud del entrehierro en el núcleo seleccionado, puede calcularse mediante la expresión (11).

$$l_g = \frac{\mu_o N^2 A_e}{L_s} (0,01) = \frac{(4\pi 10^{-7})(10)^2 (16,8\text{cm}^2)}{0,33\text{mH}} (0,01) = 0,06\text{cm} \quad (11)$$

Siendo μ_o la permeabilidad magnética del vacío y A_e sección efectiva del camino magnético.

Cálculo de la sección en el devanado: Adoptando una densidad de corriente máxima de $J = 450\text{A}/\text{cm}^2$ (Unitrode Corporation, 1986), para el conductor se obtendrá una sección $S_F = 0,033\text{cm}^2$. Aplicando el mismo criterio que en los conductores del transformador, se propone la utilización de un conductor conformado por 26 alambres de calibre AWG 26.

Cálculo de las pérdidas en el inductor: Las pérdidas en el devanado pueden obtenerse calculando su resistencia equivalente y aplicando su equivalente de la expresión (6). Los valores obtenidos son: $R_F = 50,73\text{m}\Omega$ y $P_{Cu_L} \approx 5,68\text{W}$

Las pérdidas en el núcleo, a partir de $\Delta B = B_{ac} = 0,039\text{T}$ (Colonel y McLyman, 2004) se obtiene $P_{n_L} \approx 8,68\text{W}$.

Finalmente la pérdida total está dada por:

$$P_{Total_L} = P_{Cu_L} + P_{n_L} = 5,68\text{W} + 8,68\text{W} = 14,36\text{W} \quad (12)$$

Cálculo de la sobre elevación de temperatura: Un valor aproximado de la resistencia térmica del núcleo resulta en $R_\theta = 2,86^\circ\text{C}/\text{W}$. La sobre elevación de temperatura es:

$$\Delta T = R_\theta P_{Total} = \left(2,86 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}\right) (14,36\text{W}) = 41,12^\circ\text{C} \quad (13)$$

Como se puede observar el incremento de temperatura es aceptable.

Proyecto del capacitor del filtro de salida: A fin de limitar la variación de V_o a 1% de su valor nominal, para el peor de los caso el valor de la capacidad del filtro de salida se obtiene desde la expresión (14) (Pressman, 1998).

$$C_o = \frac{80 \cdot 10^{-6}}{R_o} \Rightarrow C_o = \frac{80 \cdot 10^{-6}}{\Delta V_o} \Delta I_o = \frac{80 \cdot 10^{-6}}{3,5\text{V}} (4,3\text{A}) = 98,3\mu\text{F} \quad (14)$$

Teniendo en cuenta la tolerancia en los valores comerciales, se escoge un capacitor electrolítico de aluminio de $100\mu\text{F} \times 600\text{V}$.

Selección de las llaves de potencia y dispositivos de refrigeración

Para el puente completo del convertidor propuesto, son escogidos los IGBTs como llaves de potencia. Estos dispositivos semiconductores combinan las ventajas del transistor de unión bipolar y el transistor MOSFET, logrando así una amplia zona de operación segura a elevada frecuencia de trabajo, alta densidad de corriente, bajo consumo en el circuito de mando, bajas pérdidas de conducción y aceptables pérdidas de conmutación (Nasser y Madison).

Debido a que se dispone del módulo GB150TS60NPbF, el cual contiene dos IGBTs, este será utilizado como brazo del puente. Por lo tanto el puente completo estará constituido por dos módulos como el mencionado.

Cada módulo tiene que funcionar debidamente refrigerado, por tal motivo serán montados sobre un disipador de aluminio. Para el dimensionamiento del disipador deben obtenerse las pérdidas que sufrirá cada llave del módulo. Para esto hay que considerar las condiciones de funcionamiento y las especificaciones técnicas de cada llave del brazo propuesto. Las pérdidas producidas en cada brazo del puente, pueden obtenerse con la expresión (15), donde se ha considerado que el proceso de conmutación es realizado con carga inductiva, siendo las pérdidas en conducción y en apagado, las más relevantes.

$$P_{TD_{in_brazo}} = 2 \times (P_{c(off)} + P_{cond}) = 156,40\text{W} \quad (15)$$

A partir del valor de las pérdidas y utilizando un modelo de circuito térmico equivalente, con la expresión (16) se determina la resistencia térmica del disipador necesario para cada módulo.

$$R_{da} = \frac{(T_j - T_a)}{P_{TD_{in_brazo}}} - (R_{jc} + R_{cd}) = 0,16 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad (16)$$

Desde la hoja de datos, se tiene que la resistencia junta-carcasa y carcasa-disipador son $R_{jc} = 0,25^\circ\text{C}/\text{W}$ y $R_{cd_{máx}} = 0,1^\circ\text{C}/\text{W}$, respectivamente. Cabe mencionar que en la expresión (16) se ha considerado un factor de seguridad $K = 0,7$ obteniéndose una temperatura de junta de trabajo correspondiente a $T_j = K T_{j_{máx}} = 105^\circ\text{C}$. Considerando una transferencia de calor simétrica en los módulos, para el puente completo, la resistencia térmica del disipador $R_{da_Total} = R_{da}/2 = 0,08^\circ\text{C}/\text{W}$. A partir de este valor se propone la utilización de un disipador de 30 cm de longitud del tipo P3 de Semikron, y ventilación forzada con un flujo de aire de $190\text{ m}^3/\text{h}$, para lograr el enfriamiento requerido.

MODELACIÓN DEL CONVERTIDOR

Un método general para describir un circuito que cambia a lo largo de un periodo de conmutación se denomina “modelo promedio en el espacio de estados”. El método requiere dos grupos de ecuaciones de estado que describan el circuito, un grupo para el intervalo de transferencia de energía dT_s (siendo d el ciclo de útil) y otro para el resto del intervalo de conmutación $(1-d)T_s$. Luego, es calculada la media de estas dos ecuaciones de estado durante el periodo de conmutación (Hart, 2001). A fin de determinar cada grupo de ecuaciones, es considerado que las tensiones de entrada y salida se mantienen constantes durante un periodo de conmutación y que la caída de tensión en cada IGBT es despreciable (Botterón, 2007). En las Figura 5 y 6 están indicados los circuitos equivalentes del convertidor para los estados de conducción y no conducción del puente. Donde, L representa a la inductancia de dispersión del devanado primario del transformador y la inductancia del filtro de salida; r_L representa la resistencia parasita de los devanados primario y secundario; v_i es la tensión de entrada.

Circuitos equivalentes del convertidor

Se elige como variables de estado, a la tensión en el capacitor C (v_c) y a la corriente en el inductor L (i_L). La salida es la tensión en los bornes de la carga.

Aplicando las leyes de Kirchoff al circuito equivalente de la Figura 5, se obtiene la representación en el espacio de estados indicada en la expresión (18).

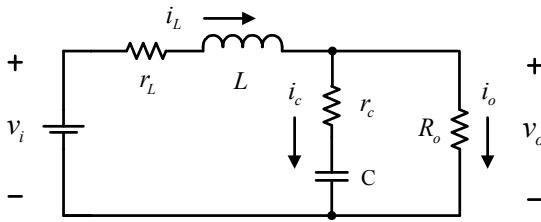


Figura 5: Periodo de conducción del puente (dT_s).

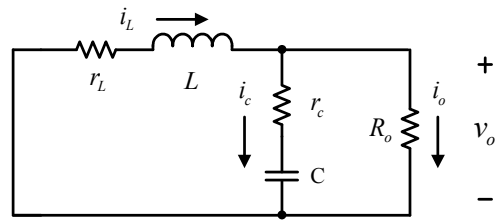


Figura 6: Periodo de no conducción del puente $(1-d)T_s$.

La representación de un sistema, a través de variables de estado, está indicada por las ecuaciones (17).

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}v_i \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}v_i\end{aligned}\quad (17)$$

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\left(\frac{r_L}{L} + \frac{R_o r_c}{(R_o + r_c)L}\right) & -\frac{R_o}{(R_o + r_c)L} \\ \frac{R_o}{(R_o + r_c)C} & -\frac{1}{(R_o + r_c)C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_i; & v_o = \begin{bmatrix} \frac{R_o r_c}{(R_o + r_c)} & \frac{R_o}{(R_o + r_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \\ \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}(t) & \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_1 \mathbf{x}(t)\end{aligned}\quad (18)$$

Por otro lado, la representación en el espacio de estado para el periodo de no conducción del puente, es obtenida desde el circuito equivalente de la Figura 6, y representada por la expresión (19).

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\left(\frac{(R_o + r_c)r_L + R_o r_c}{(R_o + r_c)L}\right) & -\frac{R_o}{(R_o + r_c)L} \\ \frac{R_o}{(R_o + r_c)C} & -\frac{1}{(R_o + r_c)C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix}; & v_o = \begin{bmatrix} \frac{R_o}{(R_o + r_c)} & \frac{R_o}{(R_o + r_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \\ \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}(t) & \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_2 \mathbf{x}(t)\end{aligned}\quad (19)$$

El modelo promedio del convertidor, en función de d , es obtenido a partir de las dos situaciones analizadas, donde deben resolverse las matrices indicadas en la expresión (20).

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_p &= \mathbf{A}_1 d + \mathbf{A}_2 (1-d) \\ \mathbf{B}_p &= \mathbf{B}_1 d + \mathbf{B}_2 (1-d) \\ \mathbf{C}_p &= \mathbf{C}_1 d + \mathbf{C}_2 (1-d)\end{aligned}\quad (20)$$

El modelo promedio resulta el expresado en la ecuación (21).

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \left[\frac{(r_c R_o + r_c)d - [r_L(R_o + r_c) + R_o r_c]}{(R_o + r_c)L} \right] & -\left[\frac{R_o}{(R_o + r_c)L} \right] \\ \left[\frac{R_o}{(R_o + r_c)C} \right] & -\left[\frac{1}{(R_o + r_c)C} \right] \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_i; \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} \frac{R_o r_c}{(R_o + r_c)} & \frac{R_o}{(R_o + r_c)} \end{bmatrix} \mathbf{x}\quad (21)$$

Modelo de pequeña señal

El modelo de espacio de estado anterior es no lineal, debido a la multiplicación de las variables de estado con la entrada v_i . Despreciando las resistencias parasitas del inductor y del capacitor, y sustituyendo d por u y v_i por w es obtenida la representación lineal de este sistema en torno a un punto de operación dado por I_L, V_o, D, V_i , expresada en la ecuación (22).

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_L}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_o C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_i}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{u} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{w}; \quad \hat{v}_o = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} \quad (22)$$

En la expresión (22), se tiene: $\hat{i}_L = i_L - I_L$, $\hat{v}_c = v_c - V_o$, $\hat{u} = u - D$, $\hat{v}_o = v_o - V_o$, $\hat{v}_i = v_i - V_i$.

En este punto se cumple la condición $0 = \mathbf{f}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o, \mathbf{w}_o)$, a partir de la cual se obtiene: $v_o = 2 \frac{N_1}{N_2} d v_i$ y $I_L = \frac{v_o}{R_o}$

OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR EN LAZO CERRADO

En todos los convertidores conmutados la tensión de salida es una función de la tensión de entrada, el ciclo útil y la corriente de carga, y además de los valores correspondientes a los componentes del mismo. En este apartado es analizada la estrategia de control midiendo únicamente la tensión de salida del convertidor (v_o), para que la misma permanezca en un rango determinado y se mantenga constante ante variaciones en la corriente de carga y de la tensión de entrada (v_i) (Pepa, 2004).

La estrategia de control utiliza una realimentación negativa de v_o , a los efectos de ser comparada con una señal de referencia y así obtener el error. La señal de error es aplicada a la entrada de una etapa de compensación que generará la señal de control necesaria para gobernar el estado de conducción de las cuatro llaves del convertidor, como se observa en la Figura 7 (Mammano, 1994).

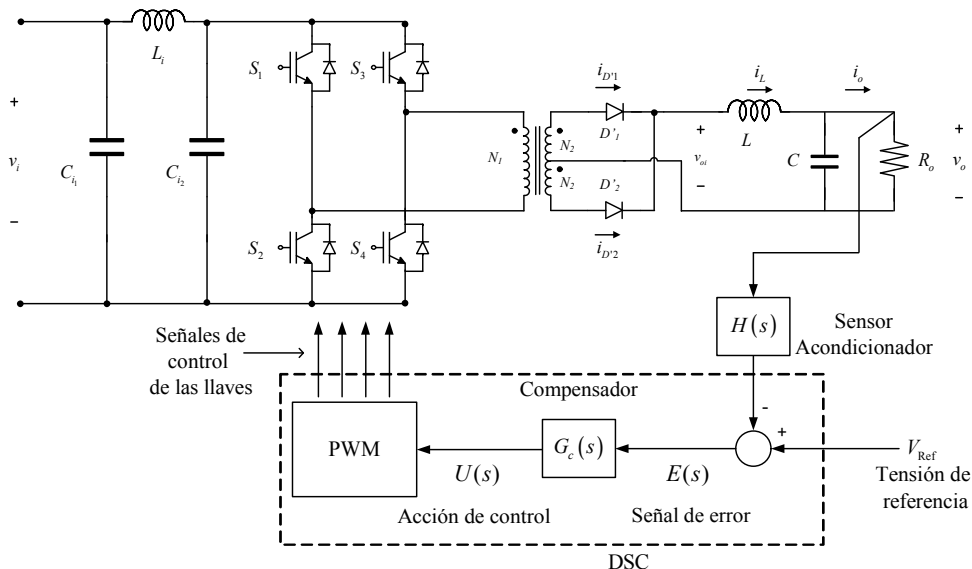


Figura 7: Esquema de control de la tensión de salida del convertidor.

Si bien, el hecho de considerar sólo la realimentación de v_o en la estrategia de control resulta en una menor complejidad a la hora de implementar el control, debe considerarse si el desempeño transitorio del convertidor será adecuado a las condiciones requeridas de operación. En caso de no cumplirse con el desempeño requerido, habrá que incluir las realimentaciones indicadas en la Figura 2. (Mammano, 1994; Pepa, 2004). Para comprobar la efectividad de realimentar únicamente la tensión de salida del convertidor, a continuación se presenta un resultado de simulación del convertidor operando en lazo cerrado.

RESULTADOS Y CONCLUSIONES

A fin de verificar el funcionamiento del convertidor CC-CC compensado ante perturbaciones, es utilizado el software Matlab® para comprobar el desempeño en régimen permanente y transitorio del mismo. En la simulación, se provoca una variación de carga con el convertidor operando en régimen de permanente.

En la simulación, el convertidor fue sometido a una carga resistiva cuyo consumo corresponde al valor de corriente nominal del mismo (14,3A). Como puede apreciarse en la Figura 8(a), a los 20mseg de iniciada la simulación, el convertidor es perturbado exponiéndolo a una variación de carga que duplica el consumo nominal de corriente i_o . En la evolución temporal de i_o y v_o es posible observar que a pesar de que el consumo de corriente ha aumentado significativamente, la tensión de salida se mantiene en el valor de regulación de 350V. Esto verifica el buen desempeño del convertidor en régimen transitorio frente a perturbaciones de carga. Por otro lado, la Figura 8(b) muestra un comportamiento satisfactorio del convertidor en régimen permanente cuando la tensión de entrada varía de su valor nominal (120V) al mínimo valor de tensión para el cual fue proyectado (90V); manteniendo la tensión de salida constante en el valor de consigna (350V) incluso alimentando la

carga nominal. Puede concluirse que el proyecto realizado del convertidor, presentado en este trabajo, resultó satisfactorio dado que el mismo opera de acuerdo a las especificaciones con las que fue pautado.

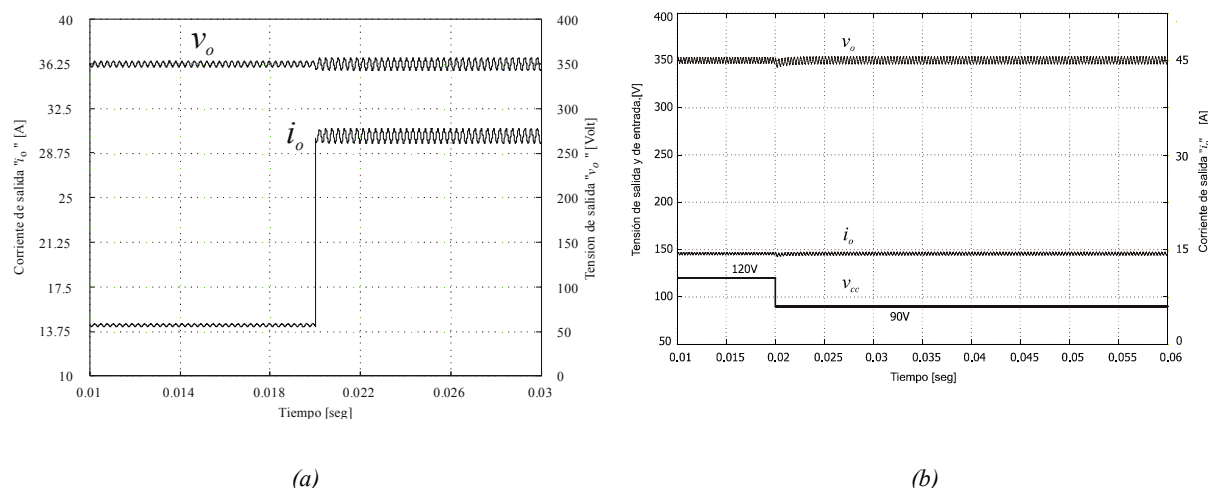


Figura 8: (a) Respuesta del sistema ante una variación de carga del convertidor operando en lazo cerrado. (b) Respuesta del sistema ante una variación de la tensión de entrada del convertidor operando en lazo cerrado con carga nominal.

REFERENCIAS

- Barney E. (1984). Aprovechamientos Hidroenergéticos con Microturbinas. Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Misiones.
- Barney E. y López J. (1997). Turbina Cajón. VII Encuentro Latinoamericano en Pequeños Aprovechamientos Hidroenergéticos, ELPAH, pp. 139–145.
- Botterón F. (2007). Apunte de Cátedra de Control Clásico y Moderno- UNaM, Facultad de Ingeniería, Oberá, Misiones.
- Cedit. Microturbinas Hidroeléctricas en Misiones.
http://www.cedit.misiones.gov.ar/dmdocuments/microturbinas_hidroelectricas.pdf
- Colonel W. y McLyman T. (2004). Transformer and Inductor design Handbook, third edition, pp. 258-261. kg Magnetics Inc., California.
- Cosmo Ferrites Ltd. (2010). <http://www.cosmoferrites.com>
- Epcos (2006). Ferrites and accessories catalogue, pp. 2.
- Fernández G. y Mendoza H. (2010). Enfriamiento de dispositivos semiconductores. UNaM, Facultad de Ingeniería de Oberá, Misiones.
- Goldman A. (2006). Modern Ferrite technology. Second Edition, Pittsburgh, PA, USA.
- Grossi Gallegos H. y Righini R. (2007). Atlas de Energía Solar de la República Argentina. Secretaría de Ciencia, Tecnología e Innovación Productiva, Universidad Nacional de Lujan.
- Hart D. W. (2001). Electrónica de potencia.
- Kazimierczuk M. (2008). Pulse-width Modulated DC–DC Power Converters, first edition.
- Mammano R. (1994). Switching power supply topology voltage mode vs current mode.
- Marin R. (2009). Fomento de las Energías Limpias. CINNTEC, revista digital de innovación tecnológica, año 2, n° 7.
http://www.cinntec.misiones.gov.ar/index.php?option=com_content&task=view&id=40&Itemid=49.
- Mohan N., Undeland T. M. y Robbins W. P. (1995). Power electronics: Converters, Applications, and Design, Second edition, pp 475-476. John Wiley and Sons, Inc., New York.
- Nasser K. y Madison W. MOSFETs vs IGBTs: Wich is Better?, pp. 1. Power Designers, Madison.
- Pepa E. (2004). Adaptive Control of a Step-Up Full-Bridge DC-DC Converter for Variable Low Input Voltage Applications. Pressman L. Switching Power Supply Design.
- Sabate J. A. (1990). Design considerations for high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter. in Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 275- 284.
- Unitrode Corporation (1986). Nota de aplicación M 5.
- Unitrode Corporation. A 300KHz Current-Mode Half-bringe Power Supply with Multiple Outputs using Coupled Inductors.

ABSTRACT: This paper presents the design of a phase-shift modulated dc-to-dc full-bridge boost converter, used to convert the electric energy generated by a photovoltaic array or battery banks. This converter works with an input voltage of 105V to 120V and a 5kW output power. The output voltage can be of 350V to 600V, in order to provide an adequate dc link for a dc-to-ac single-phase or three-phase converter. This final stage, allows feed directly the user loads when the photovoltaic system operate in standalone or in parallel with other renewable energy sources, however also it is possible to connect this converter to the grid. A detailed analysis of the bridge configuration and the modulation technique is carried out. The design steps and the components selection needed to assemble the converter are presented too. Finally, part of the proposed control strategy is approached and its performance is validated with simulation results.

Keywords: dc-to-dc full-bridge converter, phase-shift, photovoltaic array, renewable energy, digital signal controller, dsPIC.