

ELEVADOR DE TENSIÓN PARA PANELES FOTOVOLTAICOS UTILIZADOS EN MICRORREDES ELÉCTRICAS

G. A. Fernández ¹, F. Botterón ²

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
fernandez@fio.unam.edu.ar ; botteron@fio.unam.edu.ar

Recibido 18/08/14, aceptado 29/09/14

RESUMEN: Este trabajo presenta el estudio, diseño y verificación experimental de un convertidor CC-CC FBPS (*Full-Bridge Phase-Shift*) alimentado para ser utilizado con paneles fotovoltaicos. Este convertidor elevador de tensión, fue diseñado para utilizarse como interfaz electrónica en microrredes eléctricas de bus común en corriente continua o para alimentar directamente a convertidores CC-CA monofásicos o trifásicos que alimentan cargas lineales o no lineales. Este trabajo presenta los aspectos esenciales del diseño, el modelo del convertidor, la estrategia de control para la operación a lazo cerrado y la implementación digital del mismo. En la validación del análisis presentado, inicialmente se muestran algunos resultados de simulación y finalmente, la verificación experimental del convertidor a través de un prototipo de 3kW.

Palabras clave: Energía solar, Paneles fotovoltaicos, Microrredes eléctricas, Convertidor CC-CC, Inversor PWM.

INTRODUCCIÓN

Actualmente, la necesidad de producir energía eléctrica a partir de fuentes renovables no contaminantes del medio ambiente, está sufriendo un crecimiento importante. La demanda de energía eléctrica ha impulsado fuertemente el desarrollo de tecnologías que permiten aprovechar distintas fuentes de energía dispersas en una región o bien aprovechar la producción estacional de energía de diferentes fuentes disponibles en determinada zona geográfica. La tecnología de microrredes (MR) eléctricas posibilita que distintas fuentes de energía, se interconecten para abastecer a usuarios dispersos, y así mejorar la confiabilidad y eficiencia en el suministro eléctrico. En estas microrredes eléctricas, la electrónica de potencia juega un papel muy importante, ya que posibilita el acceso a la distribución de electricidad en CA, a fuentes con salida de naturaleza en CC como por ejemplo la energía solar fotovoltaica (Lasseter, 2002; Guerrero et al., 2007; Guerrero et al., 2013).

La integración de generadores fotovoltaicos (GF) a una MR eléctrica de CA, requiere de una interfaz electrónica denominada inversor. Esta interfaz transforma la tensión CC proporcionada por el GF, en una tensión CA adecuada a las exigencias de la MR. Para cumplir con esta función, dependiendo de la potencia manejada, los inversores pueden estar constituidos por una o más etapas de transformación de la tensión de entrada suministrada por el GF (Iov et al., 2007).

Los inversores de etapa única, generalmente poseen alta eficiencia, tamaño reducido y son de bajo costo, pero cuentan con limitaciones en su operación, ya que poseen baja capacidad en el manejo de potencia (debido a las altas exigencias de tensión y corriente en sus componentes) y poca elevación de la tensión CC necesaria para generar determinada tensión CA de salida. Si bien en estos inversores la elevación de tensión se puede compensar conformando el GF con varios paneles en serie, esto dificulta la aplicación de las técnicas de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) ante situaciones de sombreado parcial de los paneles (Shimizu et al., 2001). El MPPT es de suma necesidad para maximizar el aprovechamiento de la capacidad del GF.

Para aplicaciones que requieren una amplia relación de transformación entre las tensiones CC y CA y una potencia más elevada, se utilizan inversores multietapas. Los mismos están contruidos con mayor cantidad de componentes, lo cual incrementa las pérdidas y hace que el rendimiento de la conversión sea menor que en el caso de los inversores de etapa única (Yaosuo et al., 2004).

Atendiendo a las condiciones mencionadas, este trabajo propone un convertidor CC-CC elevador de tensión, que en conjunto con un convertidor CC-CA, constituye un inversor de dos etapas para uso en MR eléctricas de corriente alterna. El convertidor CC-CC posee una topología en puente completo (*full-bridge*, FB) con modulación por desplazamiento de fase (*phase-shift*, PS) para la conmutación de sus llaves.

En las siguientes secciones se desarrollan aspectos inherentes al diseño del convertidor CC-CC, su modelación, el diseño del controlador de su tensión de salida, la implementación digital de la modulación PS, los resultados experimentales y finalmente las conclusiones.

¹ Docente, Investigador - UNaM.

² Docente, Investigador - UNaM, CONICET.

ASPECTOS DEL DISEÑO DEL CONVERTIDOR CC-CC FBPS

Selección de la topología y la técnica de modulación de las llaves

El convertidor CC-CC presentado en este trabajo, utiliza la topología FB debido a que el uso del transformador en la misma permite obtener una relación adecuada entre la tensión de entrada y la de salida del convertidor y también proporciona aislamiento galvánica, la cual brinda protección al GF cuando el convertidor forma parte de un inversor conectado a la red. Además de esto, a igualdad de potencia de salida, la topología FB presenta menores exigencias de tensión y corriente en las llaves, que otras topologías que utilizan transformador (Brown, 2001). Considerando este último criterio, como se muestra en la Figura 1, el convertidor propuesto utiliza un rectificador de puente completo para efectuar la transformación de la tensión del transformador TR.

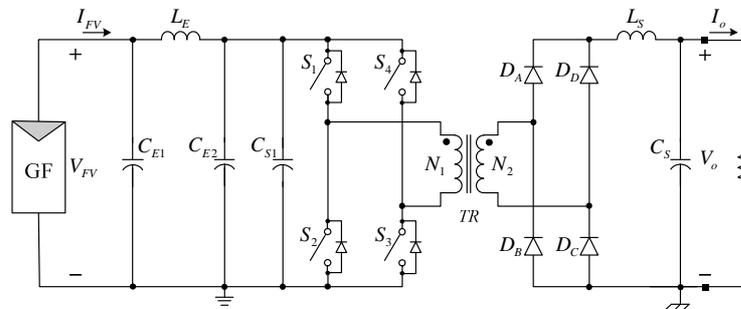


Figura 1: Circuito del convertidor CC-CC FBPS.

La presencia de elementos parásitos tales como capacitores de juntura en los dispositivos semiconductores e inductancias de dispersión y capacitancias del transformador, intervienen en la conmutación a altas frecuencias tanto de las llaves como de los diodos utilizados en el convertidor CC-CC. Esto se manifiesta a través de elevadas oscilaciones de tensión durante la conmutación de estos dispositivos, sometiéndolos a altas exigencias de tensión, generando ruido eléctrico y principalmente aumentando las pérdidas de conmutación. Para reducir los inconvenientes mencionados, la conmutación de las llaves del convertidor CC-CC propuesto, utiliza la modulación PS, en la cual todas las llaves reciben una señal de comando con frecuencia y ciclo útil constante del 50%. De esta forma, las llaves S_1 y S_2 de la Figura 1 son comandadas por señales complementarias, mientras que S_3 y S_4 también reciben señales de comando complementarias pero desfasadas cierto ángulo con respecto a las señales de las llaves anteriores (Nuñez et al., 2010). Variando el desfase mencionado, se puede modificar el valor eficaz del voltaje aplicado al primario del transformador y así efectuar el control de la tensión de salida del convertidor. A diferencia de la modulación de tres niveles convencional, el objetivo de la modulación PS es lograr que las llaves conmuten en cero de tensión para eliminar posibles sobretensiones y pérdidas durante la conmutación (Liu et al., 1990; Watson, 1998).

Diseño del transformador de alta frecuencia

En el convertidor CC-CC propuesto, la elevación de tensión se obtiene mediante el transformador de alta frecuencia TR indicado en la Figura 1. Para el diseño del mismo se utiliza el método desarrollado en McLyman (2004), el cual consiste en:

- Determinar el tamaño del núcleo del transformador a partir del producto de áreas mínimo (AP) requerido.
- Hallar las pérdidas nominales en el núcleo y en los bobinados.
- Verificar que la temperatura estimada que alcanzará el núcleo, debido a las pérdidas, no exceda el límite impuesto por la temperatura de operación de los conductores utilizados en la construcción de los bobinados (100°C).

Siguiendo los pasos anteriores, el transformador construido posee las características indicadas en la Tabla 1.

Diseño del filtro de salida

El filtro de salida está conformado por el circuito L_S - C_S indicado en la Figura 1. Este filtro pasa bajos, extrae la componente de continua de la tensión pulsada que genera el rectificador, disminuye el rizado de la corriente absorbida por la carga del convertidor y también permite estabilizar su tensión de salida ante aumentos bruscos en la corriente de carga. El inductor L_S es diseñado para almacenar la cantidad de energía suficiente como para impedir que la corriente en el mismo se anule cuando el convertidor posee determinada corriente de carga mínima. Aplicando este criterio, existe un valor L_{Smin} que asegura una corriente ininterrumpida en este inductor, cuando el convertidor entrega la mínima corriente de carga establecida (Liu et al., 1990).

Para una carga del 20% de la corriente nominal de salida del convertidor, adoptándose el criterio mencionado resulta $L_{Smin} = 0,89\text{mH}$. Por lo tanto se adopta $L_S = 1\text{mH}$. Este inductor se diseña teniendo en cuenta la densidad de flujo de continua y la densidad de flujo de alterna, ya que la componente de continua es importante, y es la que determina las condiciones de saturación del inductor; pero a diferencia del transformador, se considera en el producto de áreas, la máxima cantidad de energía que debe almacenar este inductor durante la operación del convertidor en condiciones nominales. Para determinar el número de vueltas y el entrehierro que posee el circuito magnético de L_S , se considera el factor de flujo disperso como se detalla en McLyman (2004).

El capacitor C_S se dimensiona para que su resistencia serie equivalente r_{CS} controle el rizado de la tensión de salida del convertidor (Kazimierzczuk, 2008) y además su capacitancia posee un valor tal que permite estabilizar la tensión de salida del

convertidor, cuando existen aumentos transitorios en la corriente de salida. Esta última condición se cumple si C_S es capaz de almacenar la energía suficiente como para aportar la máxima corriente de salida a la carga durante cierto tiempo. Para cumplir con las dos condiciones mencionadas, considerándose al convertidor operando con la potencia nominal P_o , se ha determinado que $r_{CS} < 0,66\Omega$ y $C_S > 22\mu\text{F}$. Por lo tanto, el filtro de salida se construye con un capacitor electrolítico de $47\mu\text{F}/450\text{V}$. Se adopta este valor mucho mayor a $22\mu\text{F}$, con el fin de que C_S pueda entregar transitoriamente la energía demandada por el convertidor CC-CA que se conectará a la salida del circuito propuesto. Esto significa que se espera que la tensión V_o no caiga más de un 10% cuando se producen entradas en escalón de cargas resistivas a la salida del inversor. El incremento de C_S implica una reducción de la inductancia L_S , para mantener la frecuencia de corte del filtro de salida. Para reducir el valor de L_S , se ha disminuido el número de vueltas, quedando el mismo como lo indica la Tabla 1. La disminución de la inductancia L_S , ha reducido la amplitud de las oscilaciones de tensión sobre los diodos del rectificador, pero en contrapartida, incrementa el valor máximo de corriente en las llaves del convertidor.

Diseño del filtro de entrada y el capacitor de estabilización

El capacitor C_{S1} indicado en la Figura 1 permite estabilizar la tensión aplicada al primario del transformador cuando hay perturbaciones transitorias en la tensión de entrada al convertidor. Para el dimensionamiento del mismo, se sigue el criterio de estabilización empleado en C_S , pero considerando que el capacitor debe aportar la corriente máxima extraída del GF cuando el convertidor suministra la potencia nominal P_o . Con esto se obtiene $C_{S1} > 422\mu\text{F}$, por lo cual se selecciona un capacitor de $4700\mu\text{F}/450\text{V}/0,023\Omega$.

En la Figura 1, el filtro pasa bajos tipo “ π ” conformado por $C_{E1}-L_E-C_{E2}$, atenúa los picos de corriente provocados por la conmutación de las llaves del convertidor, brindando protección al GF y reduciendo la generación de ruido eléctrico. Para que las componentes de alta frecuencia de la corriente se deriven por los capacitores del filtro y no por C_{S1} se considera $C_{E1} = C_{E2} = C_{S1}/10$. Entonces para los capacitores del filtro de entrada se selecciona: $470\mu\text{F}/450\text{V}/0,18\Omega$. Para que el filtro de entrada cumpla con su función, se adopta una frecuencia de corte menor a dos veces la frecuencia de conmutación de las llaves (f_s). Con el valor de los capacitores del filtro y adoptando una frecuencia de corte de 10kHz, el inductor del filtro de entrada resulta $L_E = 10\mu\text{H}$. Para diseñar este inductor se utiliza el mismo método que en el caso de L_S , los resultados están indicados en la Tabla 1.

Selección de los dispositivos semiconductores y accesorios

Las llaves S_1, S_2, S_3 y S_4 de la Figura 1, constituyen un puente ondulator que opera a alta frecuencia, lo cual exige la utilización de dispositivos semiconductores controlados. Teniendo en cuenta que en el convertidor la tensión máxima de bloqueo de cada llave es de 120V y que la frecuencia de conmutación de las mismas es de 20kHz, para este rango de operación es conveniente el uso de transistores bipolares de puerta aislada (IGBT), según Kutkut (2002). Considerando la corriente que debe manejar cada uno de estos dispositivos, cuando el convertidor opera con la carga nominal P_o , el ondulator se construye con dos módulos GA200TS60UX (cada módulo dos IGBTs). Los mismos se montaron sobre un disipador modelo P3 de 20cm de longitud, con ventilación forzada de $164,8 \text{ m}^3/\text{h}$. Cada módulo del ondulator es comandado por un driver 2ED300C17-S de la empresa Infineon.

Transformador	
Núcleo de ferrita	EE12820-CF138 \times 4
Conductor litz	AWG equivalente 14
Vtas./resist./litz en paral., $N_1/R_{CA1}/N_{L1}$	5/1,9m Ω /7litz
Vtas./resist./litz en paral., $N_2/R_{CA2}/N_{L2}$	30/32m Ω /2litz
Filtro de salida	
Núcleo de ferrita	EE12820-CF138 \times 2
Conductor litz	AWG equivalente 14
Inductor, L_S	0,45mH
Vtas./resist./litz en paral., $N_{LS}/R_{CALs}/N_{LLs}$	15/5,7m Ω /4litz
Entrehierro, l_g	0,3cm
Capac./tensión, C_S/V	47 $\mu\text{F}/450\text{V}$
Filtro de entrada y capacitor de estabilización	
Capac. de estab./tensión/rse, $C_{S1}/V/r_{CS1}$	4700 $\mu\text{F}/450\text{V}/0,18\Omega$
Núcleo de ferrita	2 \times EE12820-CF138
Conductor litz	AWG equivalente 14
Inductor, L_E	10 μH
Vtas./resist./litz en paral., $N_{LE}/R_{CALE}/N_{LLE}$	5/0,65m Ω /13litz
Entrehierro, l_g	0,3cm
Capac./tensión/rse, $C_{E1}=C_{E2}/V/r_{CSE}$	470 $\mu\text{F}/450\text{V}/0,18\Omega$
Ondulador	
Llaves (IGBT)	GA200TS60UX \times 2
Disipador	P3 (20cm)
Drivers de las llaves	2ED300C17-S \times 2
Rectificador	
Diodos	HFA30PB120 \times 4
Disipador	ZD-2K (10cm)
Sistema de control	
DSC	TMS320F2812
Sensores de tensión	LV25-P \times 2

Tabla 1: Resumen de elementos del convertidor CC-CC FBPS.

Para la selección de los diodos del rectificador, se considera las siguientes especificaciones: máxima tensión inversa, corriente máxima y tiempo de recuperación en inversa. A partir de esto, el rectificador del convertidor es construido con cuatro diodos HFA30PB120 montados sobre un disipador modelo ZD-2K de 10 cm de longitud.

MODELO DEL CONVERTIDOR

El modelo matemático utilizado para el diseño del controlador, es la función de transferencia que relaciona a las transformadas de Laplace de la tensión de salida del convertidor con la del ciclo útil correspondiente a la tensión aplicada al primario del transformador. El ciclo útil depende directamente del desfase entre las señales de comando de las llaves que generan la modulación PS en el ondulador. Para determinar el modelo mencionado, se utiliza una aproximación de la respuesta temporal al escalón que presenta la tensión de salida del convertidor. Esta respuesta se obtiene registrando la evolución de la tensión, ante una variación en escalón del ciclo útil correspondiente a la tensión aplicada al primario del transformador. El resultado de este ensayo se indica en la Figura 2, a través de la curva "Real". Esta respuesta se obtuvo aplicando una variación de 15,3% en el ciclo útil, con el convertidor CC-CC sin carga y energizado a través de una tensión de 120V. Aquí es importante aclarar que la variación utilizada de ciclo útil es suficiente para definir la dinámica aproximada de la planta y la misma evita valores elevados de tensión a la salida cuando se aplica dicha variación en escalón. El hecho de obtener el modelo sin carga a la salida, supone la condición de menor amortiguación para el filtro de salida del convertidor.

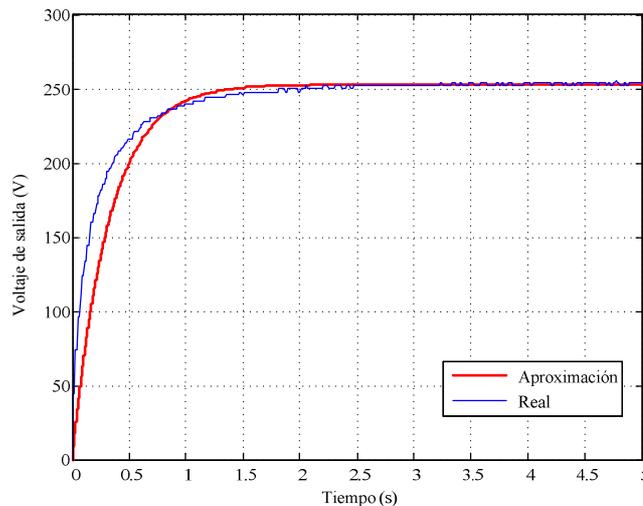


Figura 2: Respuesta al escalón, de la tensión de salida del convertidor CC-CC a lazo abierto sin carga.

Para obtener el modelo aproximado del convertidor, la curva "Real" se aproxima a través de la curva "Aproximación" de la Figura 2, que corresponde a la respuesta al escalón de la función de transferencia estimada de primer orden, expresada en la ecuación (1).

$$G_p(s) = \frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{K}{\tau s + 1} = \frac{1650}{0,32s + 1} \quad (1)$$

La función de transferencia $G_p(s)$ representa el modelo matemático aproximado del convertidor CC-CC FBPS. Es importante resaltar, que una mejor aproximación de la planta real, podría obtenerse en base a una función de transferencia de segundo orden. Sin embargo, con el objetivo de simplificar el diseño del controlador de tensión, la función $G_p(s)$ indicada en la ecuación (1), es útil para este propósito.

DISEÑO DEL CONTROLADOR DE TENSIÓN

Para determinar el tipo de controlador de tensión aplicado al convertidor, se analiza el desempeño de la respuesta temporal de $G_p(s)$ a lazo cerrado, ante una variación en escalón de la referencia. Como puede apreciarse en la Figura 3, la respuesta mencionada presenta un error en régimen permanente importante. Para eliminarlo y aumentar la velocidad de respuesta de la tensión de salida del convertidor, se utiliza un controlador Proporcional-Integral (PI).

En forma general, la función de transferencia entre la tensión de salida del convertidor $V_o(s)$ y la referencia $V_R(s)$, del sistema a lazo cerrado con el controlador PI, se expresa como:

$$G_{LC}(s) = \frac{(KK_{VD}K_p / \tau)s + (KK_{VD}K_I / \tau)}{s^2 + [(KK_{VD}K_p + 1) / \tau]s + (KK_{VD}K_I / \tau)} \quad (2)$$

Donde la constante $K_{VD} = N_1 / (2N_2 V_{FV})$ permite transformar el error de tensión $E(s)$ en un valor de ciclo útil $D(s)$, aplicado como entrada al modelo del convertidor.

La ecuación (2) también se puede expresar en función del amortiguamiento ξ y la frecuencia natural ω_n de su respuesta temporal, según:

$$G_{LC}(s) = \frac{V_o(s)}{V_R(s)} = \frac{As + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3)$$

Igualando la ecuación (2) con la (3), las constantes del controlador PI se pueden obtener a través de la siguiente expresión:

$$K_p = \frac{(2\xi\omega_n \tau - 1)}{KK_{VD}} \quad ; \quad K_I = \frac{\tau\omega_n^2}{KK_{VD}} \quad (4)$$

En la ecuación (4), el valor de ξ se adopta de forma tal que beneficie a la velocidad de respuesta sin que existan oscilaciones de amplitud elevada en la tensión de salida del convertidor. En este caso se considera $\xi = 0,9$. La frecuencia ω_n utilizada en la ecuación (4) se determina a través de la ecuación (5), fijando el ancho de banda deseado ω_{BWd} para la respuesta en frecuencia del sistema en lazo cerrado, dado por $G_{LC}(s)$.

$$|G_{LC}(j\omega_d)|_{dB} = 20 \log \left[\frac{\omega_n^4 + [(2\xi\omega_n - 1/\tau)\omega_d]^2}{(\omega_n^2 - \omega_d^2)^2 + (2\xi\omega_n\omega_d)^2} \right] = -3dB \quad (5)$$

Como el ancho de banda es inversamente proporcional al tiempo de subida que posee la respuesta temporal del sistema controlado, el aumento de este parámetro mejora la velocidad de respuesta de su salida. Por tal motivo se considera $\omega_{BWd} = 5\omega_{BWsc}$, donde ω_{BWsc} es el ancho de banda de la respuesta en frecuencia del convertidor a lazo cerrado sin el controlador. Siendo $\omega_{BWsc} = 6,7$ rad/seg, con la ecuación (5) se obtiene $\omega_n = 16,4$ rad/seg. Para $V_{FV} = 120V$, aplicando las expresiones presentadas en (4), las constantes de la función de transferencia $G_C(s)$ del controlador PI resultan: $K_p = 7,3714036$ y $K_I = 75,1131927$.

Debido a que este controlador será implementado digitalmente en un controlador digital de señales (DSC), debe hallarse la ecuación a diferencias recursiva en tiempo discreto. Con este propósito, se aplica la aproximación Forward a $G_C(s)$, obteniéndose la función de transferencia discreta mostrada en (6):

$$G_C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = K_c \frac{z - a}{z - 1} \quad ; \quad K_c = K_p \quad ; \quad a = \frac{K_p - K_I T}{K_p} \quad (6)$$

Donde a es la posición del cero introducido por el PI en el plano- z . Utilizándose un periodo de muestreo $T = 1/f_s$, para la función $G_C(z)$ resulta: $a = 0,9994905$. En la Figura 3 se puede observar que en la respuesta del convertidor con el controlador diseñado, se eliminó el error de régimen permanente y además se mejoró el tiempo de asentamiento de la tensión de salida, disminuyéndose este prácticamente a la mitad del que presentaba la respuesta sin controlador. Este resultado indica que a pesar de las aproximaciones y simplificaciones efectuadas en el modelo de la planta, el convertidor en lazo cerrado presenta el desempeño especificado con un importante margen de estabilidad. Esto también se corrobora en los resultados experimentales.

Despejando la acción de control $U(z)$ de la ecuación (6) y aplicando la transformación Z inversa, se obtiene la ecuación a diferencias recursiva indicada en (7). La misma expresa el cálculo que debe efectuar el DSC, para calcular la acción de control en tiempo discreto $u(k)$ que tiene que proporcionar el controlador PI digital.

$$u(k) = u(k-1) + K_p e(k) - a K_p e(k-1) \quad (7)$$

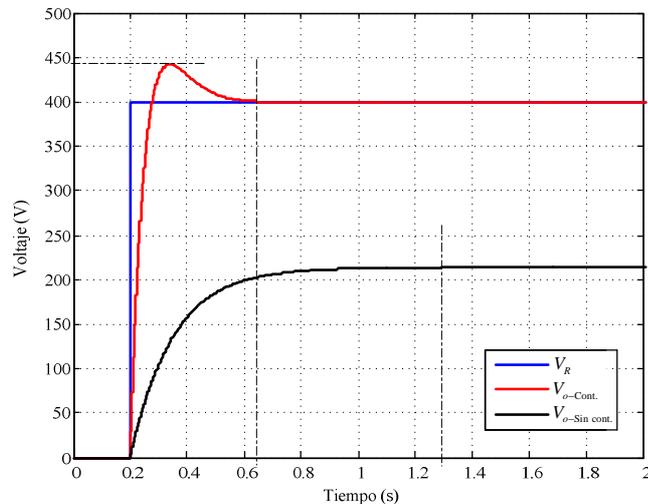


Figura 3: Respuesta al escalón, de la tensión de salida del convertidor CC-CC con y sin controlador.

El valor de $u(k)$ dado por la ecuación (7), permite calcular el desfase necesario por la modulación PS, para ajustar la tensión de salida del convertidor a la referencia adoptada.

IMPLEMENTACIÓN DIGITAL

Modulación Phase-Shift implementada con el DSC

El dispositivo electrónico utilizado para la implementación de la modulación PS y el control digital de la tensión de salida del convertidor, es el DSC TMS320F2812. Para la modulación PS, el *firmware* desarrollado y embebido en este dispositivo, emplea el temporizador GPTimer1 de su módulo Event Manager A (EVA). Para generar las señales de comando de las llaves del convertidor, el temporizador mencionado se configura en modo conteo ascendente/descendente. Con esto, para producir las señales de salida con una frecuencia $f_s = 20\text{kHz}$ (con reloj interno de 75MHz), el GPTimer1 cuenta en forma ascendente desde 0 a 1875 y luego en forma descendente hasta 0, según puede apreciarse en la Figura 4.

Para que las salidas PWMx del DSC utilizado produzcan señales PS como las indicadas en la Figura 4, se habilitan las interrupciones INT1 (por *underflow*) y INT2 (por *period match*) del GPTimer1. Cada vez que ocurre una de estas interrupciones, el *firmware* carga los comparadores T1CMPR y T2CMPR, el primero con un valor fijo y el segundo con el mismo valor afectado por un desfase " δ ". De esta forma, cada par de salida PWMx del DSC, produce señales de comando con un ciclo útil constante del 50%, quedando las señales de las salidas PWM3/PWM4 desfasadas en un valor " δ " con respecto a las de PWM1/PWM2.

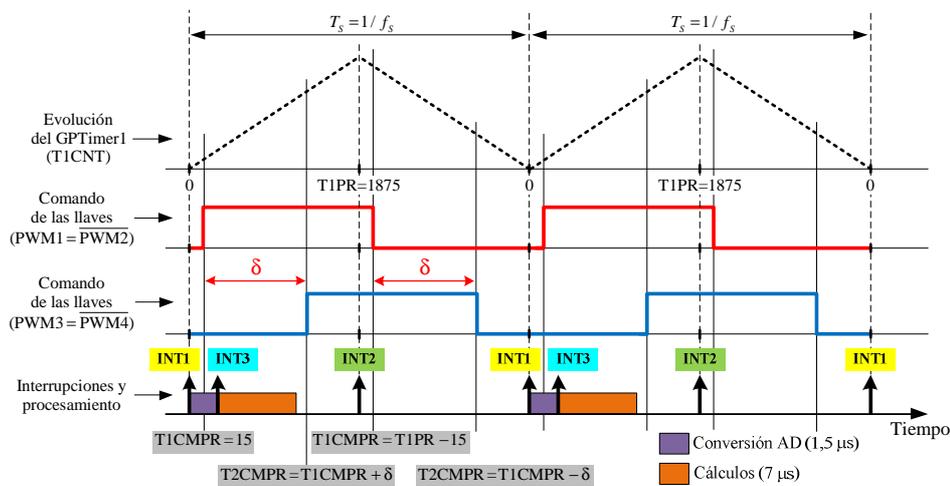


Figura 4: Diagrama temporal correspondiente a la implementación de la modulación PS y el cálculo de $u(k)$ con el DSC TMS320F2812.

Firmware embebido en el DSC

El *firmware* que ejecuta el DSC para efectuar la modulación de las llaves y el control de la tensión de salida del convertidor, se divide en cuatro partes como lo indica Figura 5. Estas partes son el programa principal (PP) y tres subrutinas de atención a interrupción (INT1, INT2 e INT3) que se ejecutan de forma sincronizada según lo indica la Figura 4.

En un principio, en el PP se declaran e inicializan variables, *buffers* de memoria y funciones correspondientes a cada subrutina de interrupción. Los *buffers* se utilizan para almacenar la evolución temporal de las variables internas, a los efectos de realizar la depuración del *firmware*. En el PP también se configuran e inicializan los módulos GPIO (puertos), EVA (GPTimer1) y el conversor analógico-digital (ADC). En la configuración del EVA son habilitadas las interrupciones INT1 (por *underflow*) e INT2 (por *period match*) del GPTimer1. El conversor analógico-digital (ADC) es configurado para operar con el secuenciador SEQ2, utilizando sólo tres estados, los cuales se asocian a los canales analógicos ADCINB0, ADCINB1 y ADCINB2 del DSC. Para el ADC también se habilita la interrupción por finalización de la secuencia de conversión SEQ2, indicada como INT3 en la Figura 4.

Cada vez que se ejecutan las subrutinas de interrupción INT1 e INT2, se cargan los comparadores T1CMPR y T2CMPR como lo indica la Figura 5. Los valores almacenados en estos comparadores, son calculados según lo explicado en la sección anterior. La subrutina INT1 también inicia la secuencia de conversión SEQ2 programada en el ADC.

La subrutina INT3 se ejecuta una vez por cada periodo de conmutación de las llaves, al finalizar la secuencia SEQ2. A partir de las muestras correspondientes a las tensiones de salida $v_o(k)$ y de entrada $v_i(k)$ al convertidor, en INT3 se calcula el error de tensión $e(k)$, la acción de control $u(k)$ y el desfase $\delta(k)$. Para determinar el valor de $u(k)$ se emplea la ecuación (7), donde el error $e(k)$ es obtenido por la diferencia entre una referencia fija de 1 p.u. (400V) y la muestra normalizada de $v_o(k)$.

Si el resultado de $u(k)$ supera cierto valor máximo, el mismo es limitado a un valor fijo. Esta limitación puede producir una sobrecarga o saturación de la acción integral, debido a la integración permanente de $e(k)$ (Aström, 2009). Para evitar este comportamiento no lineal, se implementa una estrategia *anti-windup* recalculándose $u(k)$ a través de (8) y garantizando que los estados del controlador se corresponden a cada periodo de muestreo con el par entrada-salida $\{e(k);u(k)\}$.

$$u(k-1) = u(k)_{\max} - K_c e(k) + aK_c e(k-1) \quad (8)$$

Tanto las variables como las constantes (ganancias) del controlador diseñado, están representadas en formato de punto fijo Q20. Se ha seleccionado este formato ya que presente un buen compromiso entre resolución y rango dinámico para la presente propuesta.

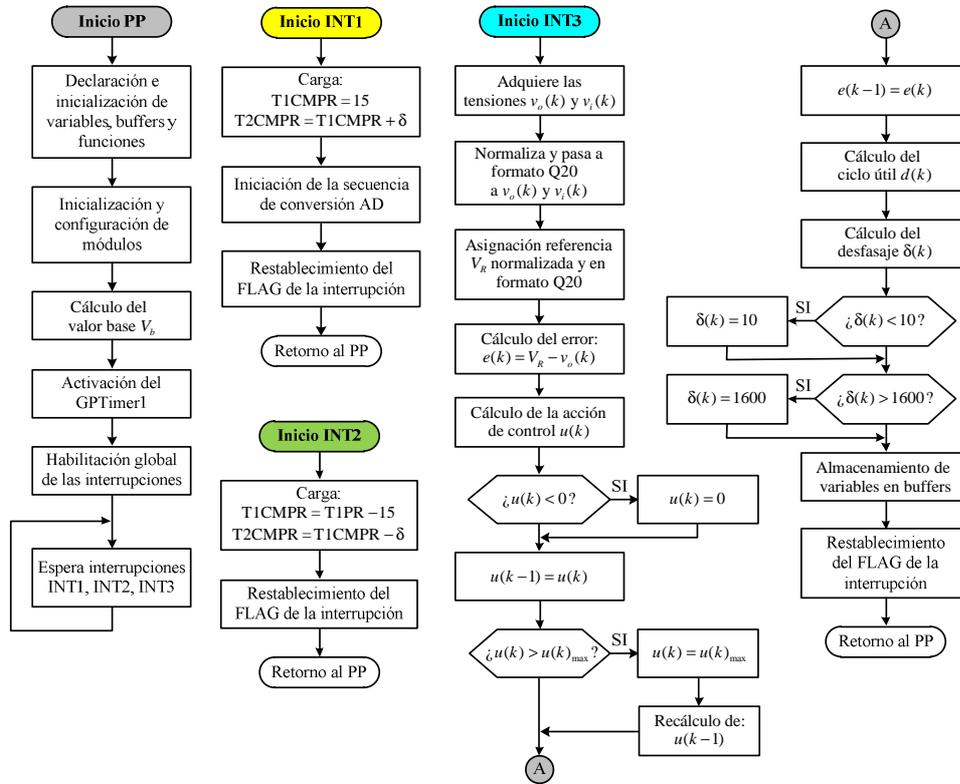


Figura 5: Diagrama de flujo del firmware embebido en el TMS320F2812.

Una vez calculada la acción de control, el ciclo útil se obtiene a través de la ecuación (9), como sigue:

$$d(k) = \frac{n}{2v_i(k)/V_b} u(k) \quad (9)$$

Donde la tensión de entrada $v_i(k)$ es dividida por el valor base de normalización $V_b=400V$ para relacionarla con la tensión de salida deseada del convertidor. Con el valor de ciclo útil obtenido a través de (9), en INT3 se calcula el desfase $\delta(k)$ que permite la modulación PS. El valor de este desfase, en términos de cuentas es obtenido a través de:

$$\delta(k) = 3750[0,5 - d(k)] \quad (10)$$

Donde el valor 3750, corresponde al número de cuentas que alcanza el GPTimer1 a lo largo de un periodo de conmutación $T = 1/f_s$. En la Figura 5, puede apreciarse que $\delta(k)$ es limitado, a los efectos de mantener el desfase entre las señales PWMx, de forma tal que las llaves operen de forma segura sin cortocircuitar la fuente de alimentación de entrada al convertidor.

RESULTADOS EXPERIMENTALES

El convertidor construido posee las características indicadas en la Tabla 2. Para verificar su funcionamiento se han realizado ensayos operando a lazo cerrado con carga constante y variable, como así también interconectando el convertidor propuesto a un convertidor CC-CA operando con carga no lineal. En todos los ensayos se ha utilizado un banco de baterías como fuente primaria de energía.

Parámetro	Valor
Potencia nominal de salida, P_o	3kW
Tensión nominal de salida, V_o	400V
Corriente nominal de salida, I_o	7,5A
Tensión mínima de entrada, $V_{i\min}$	100V
Tensión máxima de entrada, $V_{i\max}$	120V
Frecuencia de conmutación, f_s	20kHz

Tabla 2: Características del convertidor CC-CC FBPS.

La Figura 6 muestra que la tensión de salida del convertidor es prácticamente constante, alcanzando el valor de 403V con una carga de 7,3A. Esto demuestra que en régimen estacionario, el convertidor construido regula correctamente la tensión deseada de salida con la corriente de carga nominal.

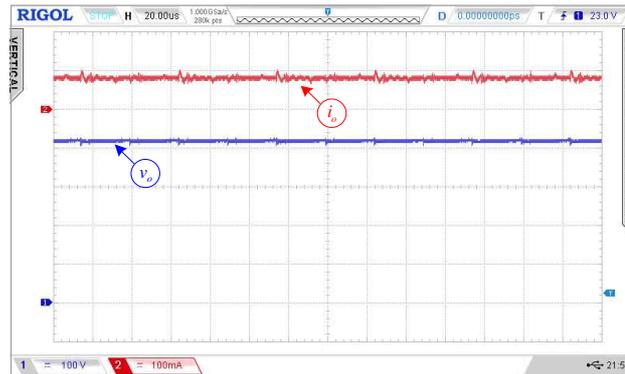


Figura 6: Tensión y corriente de salida del convertidor (100V/div, 10A/div, 20µs/div).

En el ensayo indicado también se midió la corriente que el convertidor drena del banco de baterías. El resultado de esto se muestra en la Figura 7. Como se puede ver, la corriente de entrada no presenta oscilaciones debido a la conmutación de las llaves, verificándose el correcto funcionamiento del filtro de entrada del convertidor.

El desempeño transitorio de la tensión de salida del convertidor se comprueba a través de un escalón de carga. En la Figura 8 se observa la evolución temporal de esta tensión, cuando la corriente de carga cambia de 2,72A a 7,33A. En este caso la tensión decae apenas un 10% de su valor a régimen estacionario y se estabiliza luego de 200ms, respondiendo de acuerdo al diseño efectuado.

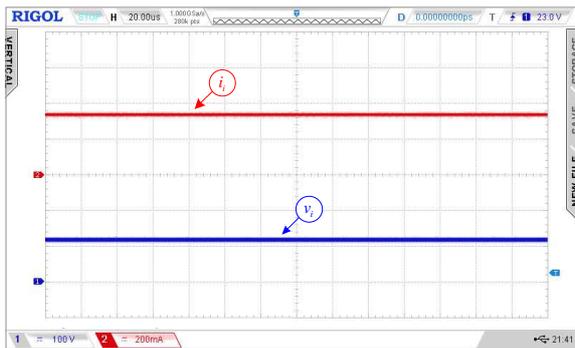


Figura 7: Tensión y corriente a la entrada del convertidor (100V/div, 20A/div, 20µs/div).



Figura 8: Respuesta de la salida del convertidor ante una variación de carga (100V/div, 10A/div, 100ms/div).

La operación del convertidor CC-CC también se verifica conectándolo a un inversor trifásico de tres brazos que alimenta una carga lineal, constituida por lámparas incandescentes, y otra no lineal, constituida por un rectificador trifásico con filtro capacitivo y carga resistiva. Para el ensayo con carga no lineal, el inversor entrega a la carga una tensión y corriente eficaz por fase de 110V/3,85A. En esta condición, el convertidor CC-CC con $V_i = 114V$, entrega 399V/5,47A. Los resultados de este ensayo se pueden apreciar en las Figuras 9 y 10, respectivamente. Como se puede ver, la tensión de salida del convertidor CC-CC permanece en el valor deseado sin oscilaciones con la presencia de una corriente fuertemente rizada debido a la no linealidad de la carga conectada en el inversor.

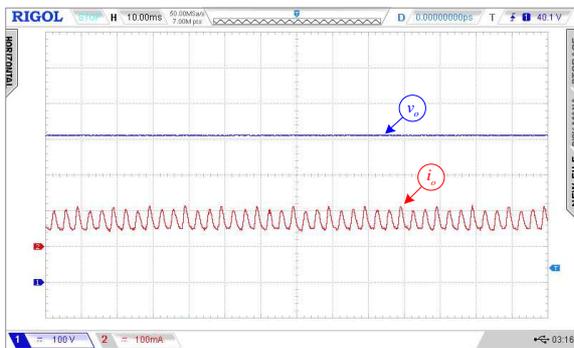


Figura 9: Tensión y corriente de salida del convertidor CC-CC conectado al inversor trifásico con carga no lineal (100V/div, 10A/div, 10ms/div).

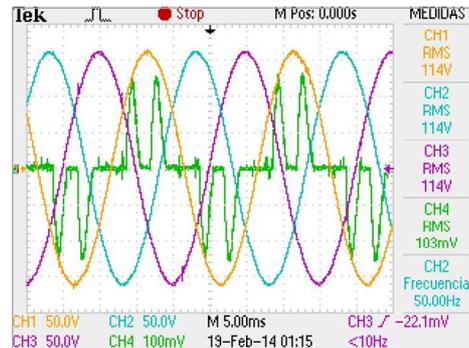


Figura 10: Tensión y corriente de salida del inversor con carga no lineal (50V/div, 10A/div, 5ms/div).

Finalmente, para el ensayo con carga lineal, el inversor entrega a la carga una tensión/corriente eficaz por fase de 110V/2,2A. En esta condición, el convertidor CC-CC con $V_i = 114V$, entrega 402V/5,5A. Los resultados de este ensayo se aprecian en las Figuras 11 y 12. En la Figura 11, la tensión de salida del convertidor CC-CC permanece regulada en el valor deseado y sin oscilaciones, mientras que la corriente presenta apenas leves ondulaciones de baja frecuencia debido a que existe un muy pequeño desequilibrio entre las fases del inversor por la diferencia entre las cargas utilizadas.

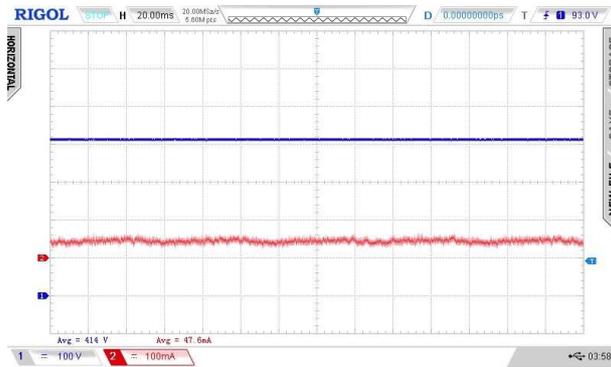


Figura 11: Tensión y corriente de salida del convertidor CC-CC conectado al inversor trifásico con carga lineal. (100V/div, 10A/div, 10ms/div).

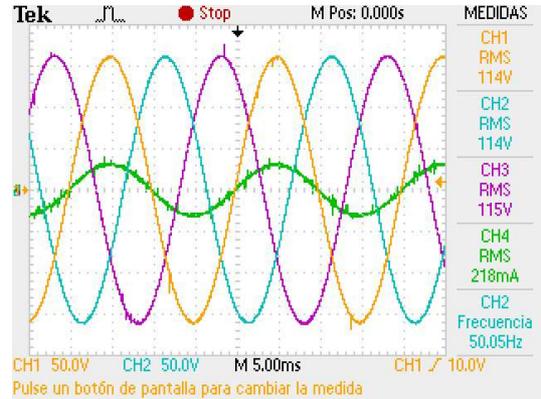


Figura 12: Tensión y corriente de salida del inversor con carga lineal (50V/div, 5A/div, 5ms/div).

En las Figuras 13 y 14 se pueden apreciar las fotos del prototipo del convertidor CC-CC FBPS construido, y de este último más el banco de baterías y el convertidor CC-CA trifásico utilizado en los ensayos, respectivamente.

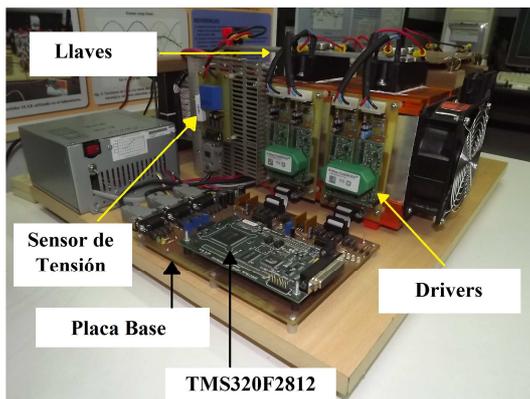


Figura 13: Fotos del prototipo del convertidor CC-CC FBPS.

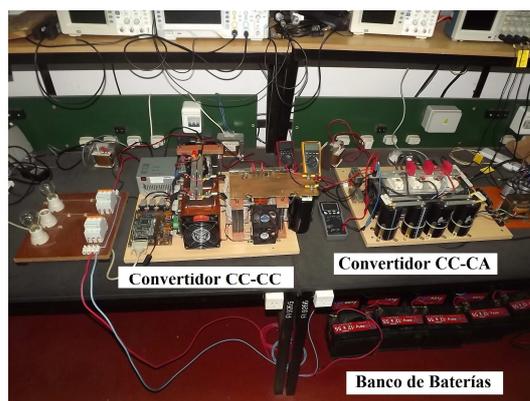
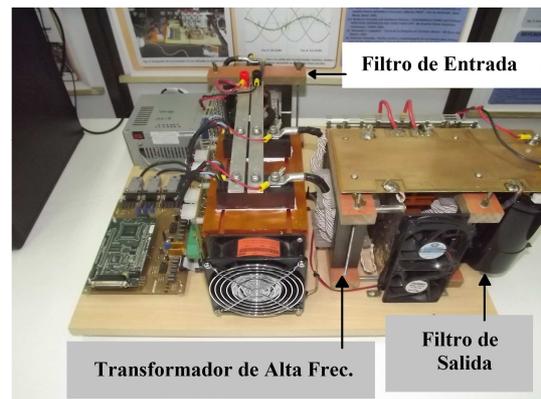


Fig. 14: Foto del convertidor CC-CC FBPS, banco de baterías y convertidor CC-CA trifásico.

CONCLUSIONES

En este trabajo se presentó el diseño y puesta en operación de un convertidor CC-CC FBPS, útil para acondicionar el nivel de tensión de un arreglo de paneles fotovoltaicos y operar como interfaz electrónica de potencia en microrredes eléctricas para GD. Se presentaron en detalles los aspectos del diseño de los componentes activos y pasivos del convertidor, como así también el modelado, diseño del controlador de tensión de salida e implementación digital de la modulación PS y la ley de

control. Los resultados experimentales mostrados, permiten apreciar el muy buen desempeño en régimen estacionario y transitorio, validando el modelo aproximado de la planta y el diseño del controlador de tensión propuesto. Además, atendiendo a la aplicación específica de este sistema, la conexión en cascada de un convertidor CC-CA trifásico operando con carga fuertemente no lineal, ha demostrado que el convertidor propuesto opera adecuadamente manteniendo una tensión del bus CC constante y con ondulación despreciable. Similar desempeño demostró, con el convertidor CC-CA alimentando una carga lineal.

AGRADECIMIENTOS

El desarrollo de este trabajo fue posible gracias a la financiación del FONCyT, mediante los fondos del proyecto PICT-2008-0704 y de la Facultad de Ingeniería de la UNaM.

REFERENCIAS

- Aström K. J.; Hägglund T. (2009). "Control PID avanzado", pp. 80-91. Pearson Prentice Hall., España, Madrid, 2009.
- Brown, M. (2001). "Power supply cookbook", 2da. edition, pp. 28-37. Elsevier.
- Guerrero, J. M.; Matas, J.; de Vicuña, L. G.; Castilla M. and Miret, J. (2007). "Decentralized control for parallel operation of distributed generation inverters using resistive output impedance". IEEE Trans. Ind. Electron., 54 (2), pp. 994-1004.
- Guerrero, J. M.; Chandorkar, M.; Tzung-Lin Lee and Poh Chiang Loh (2013). "Advanced Control Architectures for Intelligent Microgrids - Part I: Decentralized and Hierarchical Control". IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 4.
- Iov, F.; Ciobotaru, M.; Sera, D.; Teodorescu, R.; Blaabjerg, F. (2007). "Power Electronics and Control of Renewable Energy Systems". Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS '07. 7th International Conference on, pp. P-6-P-28, 27-30.
- Kazimierczuk, M. K. (2008). "Pulse width Modulated DC-DC Power Converters", pp. 32-37, 335-336. New York, USA: John Wiley & Sons, Ltd., año 2008.
- Kutkut, N.; "MOSFETs vs IGBTs: Which is better? Technical note Power Designers, Madison, USA.
- Lasseter, R.H. (2002). "Microgrids". In Proc. IEEE Power Eng. Soc. WinterMeet, pp. 305-308.
- Liu, K. H.; Lee, F. (1990). "Zero-voltage switching technique in DC/DC converters". Power Electronics, IEEE Transactions on, 5 (3), pp.293-304.
- McLyman W. T. (2004). "Transformer and inductor design handbook", 3rd edition, cap. 7. New York, USA: Marcel Dekker.
- Nuñez, R.O.; Lima, C. A.; Fernández, G. A.; Botterón, F. (2010). "Diseño de un convertidor CC-CC aislado para sistemas de generación fotovoltaica". ASADES 2010. Cafayate, Salta, Argentina.
- Shimizu, T.; Hirakata, M.; Kamezawa, T.; Watanabe, H. (2001). "Generation control circuit for photovoltaic modules" Power Electronics, IEEE Transactions on, 16, (3), pp. 293, 300.
- Watson, R. G. (1998). "New techniques in the design of distributed power systems". Dissertation of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering.
- Yaosuo Xue; Liuchen Chang; Sren Baekhj Kjaer; Bordonau, J.; Shimizu, T. (2004). "Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview". Power Electronics, IEEE Transactions on, 19, (5), pp. 1305- 1314.

ABSTRACT: This paper presents the study design and experimental verification of a DC-DC FBPS (Full-Bridge Phase-Shift) supplied for use with photovoltaic panels converter. This voltage booster converter was designed to be used as electronic interface in electrical microgrids common DC bus or feed directly to DC-AC single and three phase converters feeding linear and non-linear loads. This paper presents the essential aspects of the design, the model of the converter, the control strategy for closed-loop operation and digital implementation. In the validation analysis presented initially some simulation results are shown and finally, the experimental verification of the converter through a 3kW prototype.

Keywords: Solar, photovoltaic panels, electric Microgrids, DC-DC converter, PWM inverter.