

# Design and Implementation of a Three-Phase DC-AC Converter for Microgrids Based on Renewable Energy Sources

R. E. Carballo *Member*, IEEE, R. O. Núñez, *Member*, IEEE, V. H. Kurtz and F. Botterón *Member*, IEEE

**Abstract**— This paper proposes a three-phase DC-AC converter for autonomous microgrids based on renewable energy sources. The microgrid topology offer simple control characteristics, where the AC link does not need a complex voltage controller strategy. The DC-AC converter (three-phase inverter) generates output voltages with very low THD for any type of load. To obtain the before mentioned characteristics for the inverter, this work propose an internal model principle based controller structure in synchronous  $dq$  frame, with a reduced sampling and number of poles. With this structure, is possible to considerably improve the stability and dynamic system response, and mainly, the saturation of the low frequency insulating transformer is avoided. Also in this paper, is proposed a straightforward design methodology for the discrete internal model based controller. In order to validate the proposed digital controller structure, the design methodology and to demonstrate the steady state and transient performance, experimental results are presented from a 15kVA SVPWM modulated three-phase inverter, fully controlled by a DSC dsPIC30F4011.

**Keywords**— DC-AC Converter, down-sampled digital controller, internal model principle, microgrids, PFC.

## I. INTRODUCCIÓN

HOY en día la disponibilidad de energía eléctrica en Argentina, así como en muchos países del mundo, es una de las principales necesidades para el desarrollo socioeconómico de sus habitantes. En el marco de esta realidad, el incremento constante de la demanda de energía eléctrica es significativamente mayor que el incremento de la generación de energía eléctrica, sea está producida por medio de fuentes renovables o no renovables. Los actuales sistemas de generación, transmisión y distribución de la energía eléctrica aún presentan problemas para proveer un suministro continuo y de calidad. Por otro lado, existen todavía grandes zonas rurales, alejadas de los centros urbanos, que tienen una necesidad prioritaria por el uso de la energía eléctrica, en iluminación, calefacción, refrigeración y las comunicaciones [1],[2]. Los aspectos antes mencionados, sumados al impacto negativo en el medio ambiente de la generación de energía eléctrica a partir de combustibles fósiles (gas, petróleo y carbón), hacen que la generación de energía eléctrica a partir

de fuentes renovables, como la del viento, el sol, el agua, entre las fuentes más comunes, esté siendo fuertemente impulsada por los gobiernos a nivel mundial. Existe además actualmente una tendencia a formar microredes conformadas por el aporte de diferentes fuentes de energía renovable, las cuales pueden operar aisladas de la red alimentando un conjunto de cargas específicas o conectadas a la red de distribución de baja o media tensión para mejorar la calidad del suministro energético [3]-[7].

El sistema de la Fig. 1, presenta una parte del esquema de una microred de baja tensión, en la cual la energía eléctrica entregada a la red está conformada por el aporte de la generación de una microturbina, generador diesel, generador eólico y un acumulador inercial o *flywheel*. Todas estas fuentes primarias entregan su energía mecánica en el eje a un generador de inducción, asincrónico autoexcitado o sincrónico. La topología de la microred presentada en la Fig. 1, facilita el control de las fuentes primarias de energía, ya que no se requiere de un control sofisticado de las tensiones en la barra de CA.

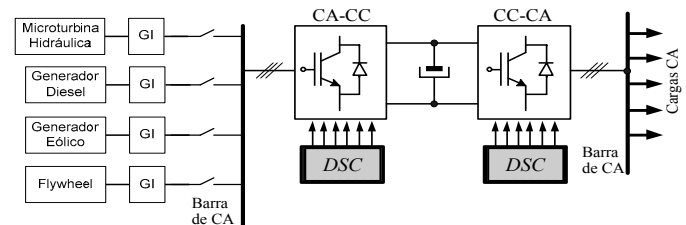


Figura 1. Esquema de una microred basada en fuentes renovables de energía con interface CA-CC-CA.

Esto permite mantener la operación en paralelo de todas las fuentes mediante, por ejemplo, la utilización de cargas balasto en el caso de generadores de inducción autoexcitados; que aunque reduce la eficiencia de conversión de energía, esto puede justificarse al estar la microred aislada de cualquier sistema de potencia, como es el caso de una zona rural remota.

La energía eléctrica entregada por los generadores se acondiciona finalmente por un convertidor CA-CC-CA con el objetivo de entregar a la carga una tensión de alta calidad y confiabilidad, manteniéndose estrictamente constantes los valores eficaces y las frecuencias de las tensiones generadas y una reducida THD para cualquier tipo de carga.

Es importante aclarar que además de estas fuentes, la microred puede tener también el aporte de sistemas de generación de tensión continua, tales como los sistemas fotovoltaicos, células de combustible y sistemas de almacenamiento como ser, bancos de baterías o súper capacitores [3]. Estas fuentes

Este trabajo fue financiado por el FONCyT - ANPCyT a través del proyecto PICT-2008-0704.

R. E. Carballo, Universidad Nacional de Misiones, Oberá, Misiones, Argentina, carballore@gmail.com

R. O. Núñez, Universidad Nacional de Misiones, Oberá, Misiones, Argentina, nunez.ruben.o@gmail.com

V. H. Kurtz, Universidad Nacional de Misiones, Oberá, Misiones, Argentina, kurtzvh@gmail.com

F. Botterón, Universidad Nacional de Misiones, Oberá, Misiones, Argentina, botteron@fio.unam.edu.ar

pueden hacer su aporte a través de una conversión CC-CC y luego una CC-CA.

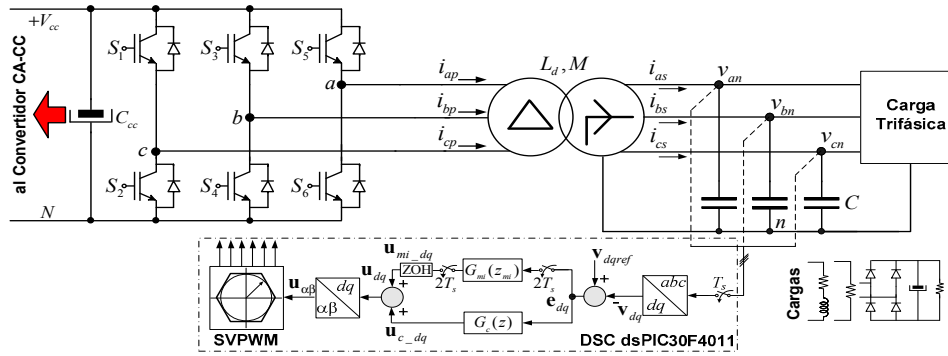


Figura 2. Esquema eléctrico del inversor trifásico PWM, filtro, carga y estrategia de control discreto propuesta DSIM en ejes  $dq$ .

Por lo tanto, vemos que en definitiva la interfaz principal entre la carga y las fuentes de generación es el convertidor CC-CA o inversor [3], [8]; que es la etapa que en este trabajo se propone diseñar, implementar y analizar su operación, y que opera en conjunto con un convertidor CA-CC. Aquí es importante aclarar que el convertidor CA-CC es un rectificador trifásico PWM controlado con corrección de factor de potencia y reducida distorsión armónica de las corrientes drenadas de la fuente de CA, en este caso, un generador de inducción. Este convertidor no será tratado en este trabajo dado que su análisis, diseño e implementación se presenta en [9].

## II. DESCRIPCIÓN Y MODELO DEL SISTEMA

### A. Convertidor CC-CA. Inversor Trifásico SVPWM

El inversor trifásico a 3 brazos y 3 hilos se presenta en la Fig. 2. A la salida del puente convertidor se encuentra conectado un transformador aislador en conexión  $\Delta Y$  que además de aislar la carga de la generación, permite obtener el neutro para cargas monofásicas y forma parte del filtro pasa bajos que elimina las componentes de alta frecuencia de la modulación PWM, mediante la propia inductancia de dispersión. En cuanto al bloque de carga, este puede ser considerado como una fuente de corriente alterna trifásica.

Esta fuente de corriente puede representar cargas lineales resistivas o resistivas-inductivas y cargas no lineales, como las que se muestran en la Fig. 2. Hay que agregar que para el control del convertidor, solamente son necesarias las medidas de las 3 tensiones de fase de salida (o 2 tensiones de línea).

Del circuito de la Fig. 2, aplicando la ley de Kirchhoff de las tensiones, se obtiene el modelo que representa las dinámicas del inversor, filtro y carga. Asumiéndose que la frecuencia de conmutación es mucho mayor que la frecuencia de modulación del inversor PWM, el sistema puede ser modelado por ecuaciones de estado, lineales e invariantes en el tiempo (LTI) de gran señal, dadas por (1), donde:  $\mathbf{x}_{abc} = [i'_{as} \ i'_{bs} \ i'_{cs} \ i_{ab} \ i_{bc} \ i_{ca} \ v'_{an} \ v'_{bn} \ v'_{cn}]^T$  es el vector de los estados seleccionados,  $\mathbf{u}_{abc} = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T$  es el vector de entrada formado por las tensiones de fase PWM y  $\mathbf{w}_{abc} = [i'_{oa} \ i'_{ob} \ i'_{oc}]^T$  representa el vector de disturbio de carga.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_{abc}(t) &= \mathbf{A} \mathbf{x}_{abc}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}_{abc}(t) + \mathbf{F} \mathbf{w}_{abc}(t) \\ \mathbf{y}_{abc}(t) &= \mathbf{C} \mathbf{x}_{abc}(t) \end{aligned} \quad (1)$$

Las matrices  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{F}$  y  $\mathbf{C}$  están descritas en [11]. Debido a que la estrategia de control propuesta esta modelada en un sistema de coordenadas sincrónicas  $dq$ , a partir del modelo en coordenadas estacionarias  $\alpha\beta$  presentado en [11], es posible obtener la siguiente representación en espacio de estado en  $dq$ :

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_{dq0}(t) &= \mathbf{A}_{dq0} \mathbf{x}_{dq0}(t) + \mathbf{B}_{dq0} \mathbf{u}_{dq0}(t) + \mathbf{F}_{dq0} \mathbf{w}_{dq0}(t) \\ \mathbf{y}_{dq0}(t) &= \mathbf{C}_{dq0} \mathbf{x}_{dq0}(t) \end{aligned} \quad (2)$$

$\mathbf{x}_{dq0} = [i'_{ds} \ i'_{qs} \ i'_{os} \ i_{dp} \ i_{qp} \ i_{op} \ v'_d \ v'_q \ v'_0]^T$ ,  $\mathbf{u}_{dq0} = [u_d \ u_q \ u_0]^T$  y  $\mathbf{w}_{dq0} = [i'_{od} \ i'_{oq} \ i'_{o0}]^T$ , son respectivamente, los vectores de estado, de acción de control y de disturbio, en ejes sincrónicos  $dq$ . Las matrices  $\mathbf{A}_{dq0}$ ,  $\mathbf{B}_{dq0}$ ,  $\mathbf{F}_{dq0}$  y  $\mathbf{C}_{dq0}$ , están dadas en (3), donde  $\omega$  es la frecuencia angular en rad/s de las tensiones deseadas de salida. Debido a que el convertidor no puede controlar la componente de secuencia cero, para el proyecto de los controladores, las matrices de estado en (3) se reducen a  $\mathbf{A}_{dq}$  y  $\mathbf{B}_{dq}$ , eliminándose en la representación del sistema, las variables de estado correspondientes a la secuencia cero. En este caso la matriz de salida viene dada por  $\mathbf{C}_{dq} = [\mathbf{0}_{2 \times 4} \ \mathbf{I}_{2 \times 2}]$ .

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{dq0} &= \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{is1} - \mathbf{M}_\omega & \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{ip1} & \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{vs1} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{is2} & \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{ip2} - \mathbf{M}_\omega & \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{vs2} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3} \mathbf{1} / C_f & \mathbf{0}_{3 \times 3} & -\mathbf{M}_\omega \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_{dq0} &= \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{2 \times 2} M / D & \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{I}_{2 \times 2} (L_s + M) / D & \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{2 \times 1} \end{bmatrix} \quad \mathbf{M}_\omega = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \sigma_{is1} &= \frac{-R'_s(L_p + M)}{D}, \quad \sigma_{ip1} = \frac{-R_p M}{D}, \quad \sigma_{vs1} = \frac{-(L_p + M)}{D} \\ \sigma_{is2} &= \frac{-R'_s M}{D}, \quad \sigma_{ip2} = \frac{-R_p(L'_s + M)}{D}, \quad \sigma_{vs2} = -\frac{M}{D} \\ D &= L'_s L_p + M(L'_s + L_p). \end{aligned} \quad (3)$$

### B. Modelo de tiempo discreto en ejes sincrónicos $dq$

Para obtener el modelo de espacio de estado discreto en ejes sincrónicos  $dq$ , necesario para realizar el proyecto del

controlador discreto, la ecuación de estado de tiempo continuo (2), debe ser solucionada a lo largo de un período de muestreo  $T_s$ . Además, considerándose el atraso debido a la implementación digital, como propuesto en [10], el modelo discreto resultante se muestra a continuación:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_n(k+1) \\ \mathbf{u}_{n,d}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_n & \mathbf{H}_0 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_n(k) \\ \mathbf{u}_{n,d}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \mathbf{u}_n(k) \quad (4)$$

donde,  $\mathbf{G}_n = e^{\mathbf{A}_{dq}T_m}$ ,  $\mathbf{H}_0 = e^{\mathbf{A}_{dq}(T_s-T_d)} \mathbf{A}_{dq}^{-1} (e^{\mathbf{A}_{dq}T_s} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_{dq}$  y  $\mathbf{H}_1 = \mathbf{A}_{dq}^{-1} (e^{\mathbf{A}_{dq}(T_s-T_d)} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_{dq}$ . En la (4),  $T_d$  es el atraso de tiempo relacionado a la implementación digital. Dado que el controlador discreto propuesto se modela utilizando un abordaje por función de transferencia, es útil obtener una descripción de entrada-salida de la planta discreta, la que puede obtenerse aplicando la transformada Z a la (4). Se obtiene así, la matriz función de transferencia muestreada, dada a seguir:

$$\mathbf{G}_p(z) = \mathbf{C}_{dq} (z\mathbf{I} - \mathbf{G}_{dq})^{-1} \mathbf{H}_{dq} + \mathbf{D}_{dq} \quad (5)$$

donde,  $\mathbf{G}_{dq}$  y  $\mathbf{H}_{dq}$  salen de (4),  $\mathbf{D}_{dq} = [\mathbf{0}_{2 \times 2}]$  y  $\mathbf{C}_{dq} = [\mathbf{0}_{2 \times 4} \quad \mathbf{I}_{2 \times 2} \quad \mathbf{0}_{2 \times 2}]$ . Como se demuestra en [13], la influencia de los términos de la diagonal secundaria de la matriz función de transferencia (5) puede ser despreciada, lo que indica que el sistema está débilmente acoplado. Por lo tanto, el sistema analizado puede ser abordado como un problema de control de sistemas SISO, sin afectar significativamente el desempeño en lazo cerrado. Por lo tanto, la función de transferencia de la planta para ambos ejes  $dq$ , resulta como se muestra a seguir:

$$G_p(z) = \frac{a_5 z^5 - a_4 z^4 + a_3 z^3 + a_2 z^2 - a_1 z + a_0}{z^7 - b_6 z^6 + b_5 z^5 - b_4 z^4 + b_3 z^3 - b_2 z^2 + b_1 z} \quad (6)$$

### III. CONTROLADOR DISCRETO DE TENSIÓN BASADO EN UN MODELO INTERNO EN EJES SINCRÓNICOS $dq$

Considérese el problema de proyecto de un controlador para el sistema SISO LIT mostrado en la Fig. 3, en el cual la función de transferencia estrictamente propia de la planta está dada por (6). El problema se basa en proyectar un controlador con una función de transferencia propia, resultante de la asociación de  $G_{mi}(z)$  y  $G_c(z)$ , de forma tal que el sistema realimentado resulte asintóticamente estable y tenga error de rastreo nulo, inclusive ante la presencia de perturbaciones periódicas conocidas en la salida de la planta.

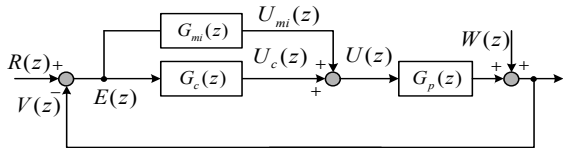


Figura 3. Diagrama de bloques del sistema de control basado en el PMI.

En la Fig. 3 el compensador convencional  $G_c(z)$  cumple con la función de estabilizar el sistema en lazo cerrado, y se coloca en paralelo con el compensador por modelo interno

$G_{mi}(z)$ , siendo este último el que tiene las dinámicas inestables de la referencia y de las perturbaciones periódicas resultantes de la carga conectada a la salida. La metodología de proyecto que utiliza la teoría del principio del modelo interno, propuesta en [11], se establece en dos etapas:

(i) introducción de un modelo de las señales de disturbio y de la referencia,  $1/\phi(z)$ , dentro del lazo cerrado, donde  $\phi(z)$  es el mínimo común denominador de los polos inestables de  $R(z)$  y  $W(z)$ , y (ii) estabilización del sistema realimentado utilizando un compensador convencional. Es importante resaltar que ninguna raíz del modelo interno  $\phi(z)$  debe ser un cero de la función de transferencia de la planta, para conseguir la exacta cancelación de los modos inestables de la referencia y de los disturbios.

De acuerdo a este procedimiento, debe definirse el modelo interno  $\phi(z)$  adecuado a la planta  $G_p(z)$ . Para la aplicación dada, el peor caso de rastreo asintótico se da para la carga no lineal, la cual drena del inversor una corriente con armónicas en frecuencias impares de la frecuencia fundamental. Por lo tanto, es suficiente utilizar una estructura de  $G_{mi}(z)$  que presente una configuración de polos que solamente rechace las armónicas impares presentes en la tensión de salida, como el propuesto en [12]. Dado que la estructura de control está modelada en coordenadas sincrónicas  $dq$ , se propone utilizar un modelo interno basado en un generador de señales periódicas en  $dq$  para armónicas pares [13], lo que corresponde a la eliminación de las armónicas impares en coordenadas estacionarias  $abc$ . Este se presenta a seguir:

$$\frac{1}{\phi_{dq}(z_{mi})} = \frac{1}{z_{mi}^{N/2} + 1}, \quad \text{con } z_{mi} = e^{sT_m} \text{ y } T_m = 2T_s \quad (7)$$

$T_m$  es el periodo de muestreo del controlador por modelo interno y  $T_s$  es el periodo de muestreo de la planta y de  $G_c(z)$ .

Esta realización tiene como ventaja la utilización de la mitad del número de polos que el del repetitivo convencional [14],[15] mejorándose así el desempeño transitorio. Además, ningún cero de  $\phi_{dq}(z_{mi})$  es un cero de la planta. Esto evita que la componente de continua presente en la acción de control (inevitable en toda implementación digital [16]) sea amplificadora y acabe saturando el transformador; haciendo que el inversor deje de operar debido a la protección de corriente de los IGBT. Sumado a lo anterior, el controlador basado en este modelo interno, es muestreado con una tasa menor que la de la planta y la del compensador convencional  $G_c(z)$ , por lo que la frecuencia máxima de compensación de  $G_{mi}(z_{mi})$  es igual a  $f_s/4$ , que está muy por debajo de las frecuencias donde se encuentran las incertezas del modelo de la planta, o sea, en torno a la frecuencia de conmutación del inversor. Esto otorga un grado mayor de robustez al sistema en lazo cerrado. Esta estrategia de control propuesta se denomina aquí: *DSIM - down-sampled internal model*. De esta forma, la estructura de control resultante es la que se muestra en la Figura 2.

En base a la (7), la función de transferencia por modelo interno propuesta,  $G_{mi}(z)$  viene dada por (8):

$$G_{mi}(z_{mi}) = -\frac{k_{mi} z_{mi}^d}{z_{mi}^{N/2} + Q(z_{mi})} \quad (8)$$

En esta última función de transferencia, los factores  $k_{mi}$ ,  $z_{mi}^d$ , y  $Q(z_{mi})$ , son parámetros que influyen en la estabilidad del sistema a lazo cerrado, por lo que se describirá brevemente la función particular de cada una de estas partes con el objetivo de establecer los pasos siguientes en la metodología de proyecto. El valor de  $N$  debe ser obtenido en función de la cantidad de armónicas que se deseen eliminar de la tensión de salida  $v_o(t)$ . Según lo establecido en algunas normas [17], [18] para el análisis del contenido armónico en las formas de ondas de las tensiones en sistemas de generación, deben considerarse hasta el orden de armónica 50, con lo que la frecuencia máxima de compensación del controlador por modelo interno propuesto debe de ser igual a 2,5kHz para una frecuencia fundamental de la tensión de referencia de 50Hz. Debido a las limitaciones de implementación que se tienen en el sistema digital, tales como ancho de palabra de los registros, resolución del PWM, resolución de los conversores A/D y aritmética de punto fijo del procesador, se hace dificultoso cubrir el rango mencionado de compensación. Por otro lado, las corrientes que consumen la mayoría de las cargas lineales domésticas e industriales, no presentan contenido armónico elevado en todo el rango de interés. En general, por encima de la decimoprimer armónica la amplitud de las restantes componentes se encuentran por debajo del 0,2 % respecto del valor de amplitud de la componente fundamental; siendo suficiente que el modelo interno contemple un número de armónicas no mayor a 25 y en lo posible igual o menor a la decimosegunda.

La ganancia  $k_{mi}$  determina la velocidad con la que el error de rastreo va a cero ante variaciones de carga o de referencia, debiendo adoptarse el valor mayor posible, sin comprometer la estabilidad del sistema. El término  $z_{mi}^d$  es un filtro que tiene la función de compensar la fase del sistema en las altas frecuencias, y más específicamente en este caso, en torno a la dinámica de los polos complejos conjugados del filtro LC [11]. Por otro lado, debido a las incertezas del modelo en las frecuencias altas introducidas por el inversor, el término  $Q(z_{mi})$  permite introducir una atenuación adicional mejorando los márgenes de ganancia y de fase del sistema en lazo cerrado. Este  $Q(z_{mi})$  puede ser un filtro FIR pasa bajos de fase nula [14], que solamente lleva hacia el interior del círculo unitario los polos de lazo cerrado introducidos por la (7), preferentemente en las altas frecuencias. La otra posibilidad es utilizar un escalor, que introduce atenuación en todas las frecuencias por igual a lo largo de todo el círculo unitario. Los valores que pueden ser utilizados se encuentran entre  $0,95 < Q(z_{mi}) < 0,99$ . La utilización del filtro FIR no afecta prácticamente el error de régimen permanente, mientras que con el uso de la constante, se gana más robustez pero se afecta el rastreo asintótico de la referencia, apareciendo un error  $e_{dq}$  no nulo.

#### IV. PROYECTO DE LOS COMPENSADORES

A continuación, conociendo el efecto de cada uno de los parámetros en la función de transferencia en (8), se puede diseñar el compensador  $G_{mi}(z_{mi})$ . Siguiendo la metodología presentada, el primer paso es la inserción de  $G_{mi}(z_{mi})$  en el lazo de la trayectoria directa, para lo cual es necesario obtener la

función de transferencia de la planta en el dominio de tiempo discreto, pero a la frecuencia de muestreo del modelo interno e introduciendo  $G_{mi}(z_{mi})$  en lazo cerrado con la planta, o sea:

$$G_{le\_mi}(z) = G_{mi}(z_{mi})G_p(z_{mi}) / [1 + G_{mi}(z_{mi})G_p(z_{mi})] \quad (9)$$

A seguir, analizando la ubicación de los polos de (9) se determina el avance adecuado  $d$  en la (8). Inicialmente se considera  $Q(z_{mi}) = 1$ . En cuanto a la ganancia  $k_{mi}$ , un valor reducido como por ejemplo 0,05 es suficiente para eliminar el error de régimen permanente ante perturbaciones periódicas en el sistema, pero la respuesta dinámica resulta muy pobre, por lo que se debe utilizar un valor lo suficientemente elevado que permita una velocidad de convergencia del error a cero aceptable para la aplicación y que el sistema se mantenga asintóticamente estable. Se sugiere, por la experiencia práctica, iniciar el procedimiento con un  $k_{mi} = 0,2$ .

Para facilitar la observación de las ubicaciones de los polos de (9), se puede utilizar el lugar de raíces de la función de transferencia de la trayectoria directa, esto es:

$$G_{id}(z_{mi}) = G_{mi}(z_{mi})G_p(z_{mi}) \quad (10)$$

Luego, por medio del uso de alguna herramienta computacional, se pueden almacenar en un vector todos los lugares de las raíces para un valor de ganancia unitaria. Dado que los polos de (9) son los elementos del vector antes mencionado, es posible mediante un ciclo iterativo calcular los módulos de cada elemento de ese vector y determinar de esta forma cuales polos son los que se encuentran dentro y fuera del círculo unitario y determinar la estabilidad del sistema.

Con la configuración inicial de (8) dadas por  $k_{mi} = 0,2$ ;  $d = 1$  y  $Q_{mi} = 1$ ; se pueden encontrar las siguientes situaciones posibles en la ubicación de los polos de lazo cerrado:

- Las dinámicas que se encuentran en torno a la frecuencia de Nyquist, (esto es,  $f_{mi}/2$  siendo  $f_{mi}$  la frecuencia de muestreo del compensador por modelo interno), son inestables.
- Las dinámicas que se encuentran en torno a la frecuencia de Nyquist y las que están cercanas a las de los polos complejos conjugados, correspondientes al filtro LC son inestables.
- Las dinámicas que están cercanas a las de los polos complejos conjugados, correspondientes al filtro LC son inestables.
- Que no haya dinámicas inestables.

De no obtenerse alguna de las situaciones anteriores, el valor del avance  $d$  debe incrementarse, recalcularse las funciones de transferencia (8) y (9) y realizar el análisis nuevamente hasta lograr uno de los cuatro casos.

Según las 4 situaciones anteriormente planteadas, se encuentra que la situación que se da para la estructura propuesta, es la b). Para ilustrar lo expuesto hasta el momento, se presenta en la Fig. 4 la configuración de polos del sistema en lazo cerrado para  $d = 1$ , indicándose en rojo las dinámicas inestables relacionadas con esta situación. Ya en la Fig. 5, se presenta la configuración de polos del sistema en lazo cerrado, pero para un avance discreto  $d = 2$ , resultando el sistema en lazo cerrado, estable.

En la Fig. 5, se puede observar que a pesar de que con un  $d$  mayor el sistema resulta estable, debido a los polos poco amortiguados de la planta y a la presencia de los polos del modelo interno, el sistema generalmente resulta con una estabilidad relativa baja. Luego, dada las variaciones paramétricas de los componentes reales a la hora de la implementación, puede suceder que el sistema se torne inestable. Debido a esto, se hace necesario introducir el compensador convencional  $G_c(z)$  en el camino de la trayectoria directa, como muestra la Fig. 2.

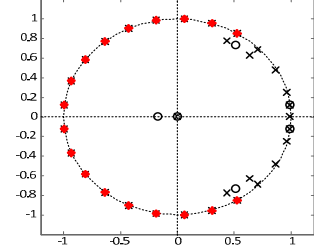


Figura 4. Configuración de polos DSIM para  $d = 1$ .  $k_{mi} = 0,2$ .  $Q(z_{mi}) = 1$ .

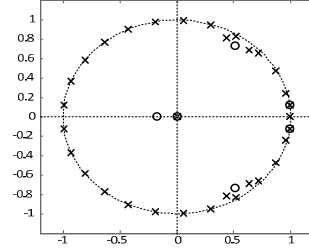


Figura 5. Configuración de polos DSIM para  $d = 2$ .  $k_{mi} = 0,2$ .  $Q(z_{mi}) = 1$ .

El compensador propuesto para esta aplicación es un PD predictivo, que tiene la siguiente función de transferencia:

$$G_c(z) = K_c(z - a) / z^2 \quad (11)$$

donde  $K_c$  es la ganancia del controlador, y  $a$  es la ubicación del cero. El aporte de fase que introduzca este compensador debe ser el suficiente como para estabilizar las dinámicas relacionadas al filtro LC. Debe tenerse en cuenta que la ganancia  $K_c$  no puede ser muy elevada, ya que debido a la característica pasa altas del compensador el ancho de banda resultante de todo el sistema se incrementa significativamente, lo que podría amplificar algunos modos muy poco amortiguados, degradando la respuesta dinámica y de régimen permanente; o definitivamente, hacer que el sistema se torne inestable.

Para un valor de  $K_c$  dado, es posible determinar el cero del compensador de forma tal de maximizar el margen de ganancia (MG) del sistema. Para esto es necesario obtener el MG para cada ubicación del cero del compensador, y determinar en qué valor de  $a$  se encuentra el máximo de la función. El gráfico de la Fig. 6 permite seleccionar un valor adecuado de  $K_c$  para distintos valores del cero  $a$ . Para el caso presente se ha seleccionado un valor de  $K_c = 0,2$  para un valor de  $a = 3$ , obteniéndose así un valor de MG significativo de 25dB. Por otro lado, el MG resultante quedará restringido también por el valor de  $k_{mi}$  usado en (8). En este caso, la Fig. 7 presenta la relación existente de MG en función del valor de  $K_c$  seleccionado y el  $k_{mi}$  utilizado. Se observa que para el valor de  $K_c$  seleccionado y un  $k_{mi} = 0,2$  el MG se reduce a 13dB. Esta elección resulta de una situación de compromiso entre estabilidad relativa y desempeño transitorio.

Finalmente, para poder analizar la estabilidad de todo sistema en lazo cerrado de la Fig. 2, y como ambos compensadores están muestreados a diferentes frecuencias, es necesario obtener una función de transferencia equivalente a

la frecuencia de muestreo más baja, o sea, la de  $G_{mi}(z_{mi})$  [13]; la cual se muestra a continuación:

$$G_{lc\_DSIM}(z_{mi}) = G_{mi}(z_{mi})G_{eq}(z_{mi}) / [1 + G_{mi}(z_{mi})G_{eq}(z_{mi})] \quad (12)$$

$G_{eq}(z_{mi})$  es la función de transferencia equivalente, de la planta y el compensador PD predictivo a la frecuencia  $f_{mi} = f_s/2$ .

Finalmente, la configuración resultante para los compensadores  $G_{mi}(z_{mi})$  y  $G_c(z)$  se presenta en la Tabla I.

Para la frecuencia de muestreo dada en la Tabla I, los coeficientes de la función de transferencia en la (6), resultan:  $a_5 = 0,113$ ;  $a_4 = 0,306$ ;  $a_3 = 0,192$ ;  $a_2 = 0,179$ ;  $a_1 = 0,275$ ;  $a_0 = 0,097$   $b_6 = 5,33$ ;  $b_5 = 12,21$ ;  $b_4 = 15,41$ ;  $b_3 = 11,29$ ;  $b_2 = 4,56$ ;  $b_1 = 0,796$

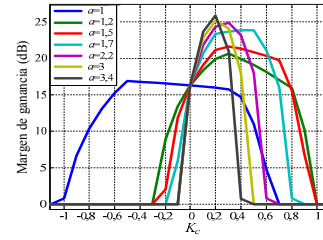


Figura 6. Margen de ganancia en función de  $K_c$  para diferentes ubicaciones del cero y  $k_{mi} = 0,05$ .

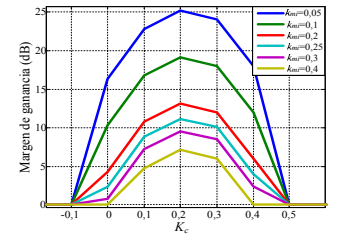


Figura 7. Margen de ganancia en función de  $K_c$  para diferentes valores de  $k_{mi}$  y  $a = 3$ .

TABLA I – Parámetros de la planta y de los compensadores.

Parámetros del Inversor SVPWM	
Inductancia del primario, $L_p$	1,042mH
Inductancia del secundario referida al primario, $L'_s$	3,108mH
Inductancia de magnetización, $M$	5,832H
Resistencia del bobinado primario, $R_p$	0,594 $\Omega$
Resistencia del secundario referida al primario, $R'_s$	1,774 $\Omega$
Capacitores de filtro, $C$	120 $\mu$ F
Relación de transformación	1,7273
Tensión del primario del transformador	190V
Tensión del secundario del transformador	110V
Potencia nominal	15kVA
Frecuencia de la fundamental de la tensión de salida, $f_1$	50Hz
Frecuencia de conmutación, $f_{sw}$	5kHz
Parámetros de los compensadores	
Frecuencia de muestreo, $f_s$	5kHz
Tamaño del buffer para el generador periódico, $N$	50
Ganancia del controlador por MI, $k_{mi}$	0,2
Avance discreto, $d$	2
Filtro pasa bajas, $Q(z_{mi})$	1
Nº de armónicas del modelo interno	25
Ganancia del PD predictivo, $K_c$	0,2
Cero del PD predictivo, $a$	3

## V. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para verificar la metodología propuesta anteriormente, se presentan resultados experimentales obtenidos con el convertidor CC-CA, utilizándose el inversor trifásico SVPWM de la Fig. 2 y el rectificador trifásico PFC propuesto por los autores en [9], que genera el link CC. Estos resultados, fueron obtenidos con un DSC dsPIC30F4011 de 16bits, 30MIPS y utilizándose aritmética de punto fijo. En la Fig. 8 se muestra el muy buen rechazo de la estrategia DSIM

propuesta a perturbaciones periódicas producidas por la carga no lineal, con tensiones de reducida THD de aproximadamente 1,8%. La Fig. 9 presenta un resultado experimental del inversor alimentando cargas lineales resistivas. Las tensiones en este caso presentan un valor de THD de aproximadamente 0,7%.

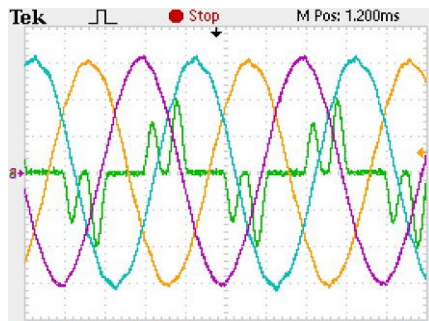


Figura 8. Resultado experimental. Inversor trifásico. Tensiones en coordenadas  $abc$  y corriente de carga no lineal en la fase  $a$ . Esc. Tensión = 50V/div. Esc. Corriente = 20A/div.

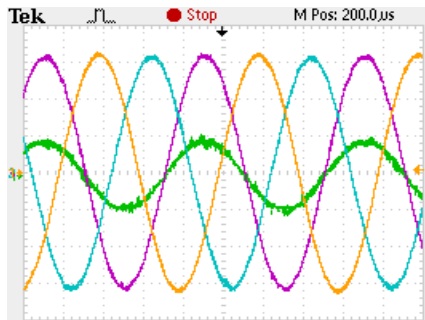


Figura 9. Resultado experimental. Inversor trifásico. Tensiones en coordenadas  $abc$  y corriente de carga lineal en la fase  $a$ . Esc. Tensión = 50V/div. Esc. Corriente = 10A/div.



Figura 10. Fotografía del prototipo del convertidor CA-CC-CA implementado.

## VI. CONCLUSIONES

Este trabajo presentó el desarrollo e implementación de un convertidor CC-CA para microrredes eléctricas basada en fuentes renovables de energía. La principal ventaja del

esquema propuesto es la simplicidad que adquiere el control de las fuentes primarias de energía. Para la adecuada operación en lazo cerrado del convertidor CC-CA se propuso una estructura de control en tiempo discreto  $DSIM$  en ejes sincrónicos  $dq$  y un procedimiento de proyecto sistemático de los compensadores utilizados en la misma. Dicha estructura se basa en el principio del modelo interno, teniendo como características sobresalientes una tasa de muestreo y número de polos reducidos. Además, el modelo interno propuesto no amplifica las componentes continuas residuales de la implementación digital, evitándose la saturación del transformador aislador de baja frecuencia. El procedimiento de proyecto de los compensadores resultó muy simple y permite de forma gráfica y rápida, inferir visualmente cuando el sistema resulta estable para su implementación. Se validó la propuesta mediante resultados experimentales verificándose un muy buen desempeño en régimen permanente, principalmente en la operación del inversor con carga no lineal; que es el caso más desfavorable. Los resultados obtenidos, hacen que este convertidor CC-CA sea totalmente adecuado para la operación con generadores sincrónicos o asincrónicos autoexcitados, con el objetivo de aportar energía eléctrica a una microrred, de forma confiable y con buena calidad.

## REFERENCIAS

- [1] Orlando A. Audisio, "Marco legal para el desarrollo sostenible de pequeñas centrales hidráulicas: Una propuesta de la Universidad Nacional del Comahue", *Revista Hidrored*, 2002, pp. 6–12.
- [2] Javier Caamaño, Gabriel Ibarra y Ana Elias, "Necesidad de una Legislación para la Evaluación de Impacto Ambiental. Aplicación a P.A.H.", *Anales del VII encuentro latinoamericano en pequeños aprovechamientos hidroenergéticos*, julio 1997, ELPAH, pp. 49–55.
- [3] Zhenhua J, and Xunwei Yu, "Active power — Voltage control scheme for islanding operation of inverter-interfaced microgrids", *Power & Energy Society General Meeting*, 2009. PES '09, pp. 1-7.
- [4] Zhixin M; Domijan, A.; Lingling F; "Investigation of Microgrids With Both Inverter Interfaced and Direct AC-Connected Distributed Energy Resources", *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 26, no. 3, pp. 1634-1642, Jul. 2011.
- [5] Hatziargyriou, N., "Microgrids, (guest editorial)", *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 6, no. 3, 2008.
- [6] Hatziargyriou, N.; Asano, H.; Irvani, R.; Marnay, C.; "Microgrids", *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 5, no. 4, pp. 78-94, July-Aug. 2007.
- [7] Xuan L; Bin Su; "Microgrids — an integration of renewable energy technologies", *CICED 2008*, pp. 1-7, Dec. 2008.
- [8] Sao, C.K.; Lehn, P.W., "Control and Power Management of Converter Fed Microgrids", *IEEE Trans. on Power Systems*, vol. 23, no. 3, pp. 1088-1098, Aug. 2008.
- [9] Carballo, R. E., Kurtz, V. H., De Camargo R. F, and Botterón, F. "Análisis Comparativo del Desempeño de un Rectificador Trifásico PWM PFC Operando con Diferentes Estrategias de Control Discreto", *XIV RPIC*, Nov. 2011.
- [10] Botterón, F., *et al*; "Digital voltage and current controllers for three-phase PWM inverter for UPS applications"; *IAS'01*, vol. 4, pp. 2667 – 2674, 2001.
- [11] F. Botteron and H. Pinheiro, "Discrete-time internal model controller for three-phase PWM inverters with insulator transformer", *IEE Proceedings of Electric Power Applications*, vol. 153, no. 1, pp. 57 – 67, Jan. 2006.
- [12] R. Griño and R. Costa-Castelló, "Digital repetitive plug-in controller for odd-harmonic periodic references and disturbances", *Automática*, vol. 41, Issue 1, pp. 153 – 157, Jan 2005.
- [13] F. Botterón, H. Pinheiro "A Three-Phase UPS That Complies With the Standard IEC 62040-3", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 4, pp. 2120 – 2136, Aug. 2007.
- [14] C. Kempf, *et al*, "Comparison of four discrete-time repetitive control algorithms", *IEEE Control Systems*, vol. 16, no. 6, pp. 48-54, 1993.
- [15] C. Rech, *et al*, "Analysis and Design of a Repetitive Predictive-PID Controller for PWM Inverters". *PESC IEEE*, vol. 2, pp. 986 – 991, 2001.
- [16] Pinheiro, H.; Botteron, F., *et al*; "A digital controller for single-phase UPS inverters to reduce the output DC component", *PESC 04*, vol. 2, pp. 1311-1314, June 2004.

- [17] IEC 61000-3-2 (2000-08) Ed. 2: "Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for harmonic current emissions (equipment input current  $\leq 16\text{A}$  per phase)", IEC, 2000.
- [18] IEEE Standard 1459-2010: "Standard Definitions of the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions", IEEE, 2010. ISBN 0-978-0-7381-6058-0.



**Carballo Roberto Esteban** es Ing. Electrónico egresado en el año 2010. Desde el año 2009 es integrante del Grupo de Investigación y Desarrollo en Ingeniería Electrónica GID-IE, perteneciente a la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Misiones, Argentina. Actualmente es becario del FONCyT e integrante del Grupo de Electrónica Aplicada GEA,

dado que se encuentra realizando el Doctorado en Ciencias de la Ingeniería en la Universidad Nacional de Río Cuarto. Sus temas de investigación son: generación distribuida; micro redes activas; control de convertidores estáticos de potencia.



**Rubén Orlando Núñez** nació el 11/07/1980 en Libertad, Misiones, Argentina. Cursó estudios universitarios y obtuvo el título de Ingeniero Electrónico (2011) en la Facultad de Ingeniería (FI) de la Universidad Nacional de Misiones (UNaM). Actualmente es becario del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET) e integrante del Grupo de Electrónica Aplicada (GEA) y se encuentra cursando el doctorado en Ciencias de la Ingeniería en la Universidad Nacional de Río

Cuarto, Córdoba, Argentina. Desde el año 2009 es integrante del Grupo de Investigación y Desarrollo en Ingeniería Electrónica GID-IE (FI-UNaM). Sus temas de interés son: Generación distribuida; micro redes y redes inteligentes; control y conversión de sistemas de generación aislados basados en fuentes renovables de energía; electrónica de potencia y control digital de convertidores estáticos.



**Victor Hugo Kurtz** nació el 04/04/1959 en Oberá, provincia de Misiones, Argentina. Obtuvo el título de grado de Ingeniero Electricista 1989, otorgado por la Facultad de Ingeniería (FI) de la Universidad Nacional de Misiones (UNaM). Cursó estudios de posgrado, obteniendo los grados de Especialista en Educación Superior y Magister en Docencia universitaria, también en la

UNaM. Actualmente es Profesor Titular Regular de la UNaM, desarrollando sus actividades docentes en el departamento de electrónica de la FI-UNaM. Es integrante del Grupo de Investigación y Desarrollo en Ingeniería Electrónica GID-IE e Investigador Categoría III. Sus áreas de interés son: Energías renovables, automatismos y sistemas de control para micro generación eléctrica; control de tensión y frecuencia para sistemas de generación aislados basados en fuentes renovables: microturbinas hidráulicas, sistemas fotovoltaicos y motores de combustión interna con biodiesel.



**Fernando Botterón** nació en Rosario, Santa Fe, Argentina, en abril de 1967. Se graduó como Ingeniero Electricista en el año 1995, en la Facultad de Ingeniería (FI) de la Universidad Nacional de Misiones (UNaM), Misiones, Argentina. Obtuvo los grados de Magister (2001) y Doctor (2005) en Ingeniería Eléctrica, en la Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), RS, Brasil. Durante este periodo, desarrolló diversas actividades

de investigación, desarrollo y transferencia dentro del Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Actualmente es Profesor Titular Regular de la UNaM y se desempeña como tal en el departamento de electrónica de la FI-UNaM, es integrante del Grupo de Investigación y Desarrollo en Ingeniería Electrónica GID-IE e Investigador del CONICET, categoría Adjunto. El Dr. Fernando Botterón es también miembro de la Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) y de la Sociedade Brasileira de Automática (SBA). Sus áreas de interés son: Control digital y modulación de convertidores estáticos de potencia; fuentes ininterrumpidas de energía eléctrica de baja y media potencia; conversión y acondicionamiento de fuentes renovables de energía, control de tensión y frecuencia para sistemas de generación aislados basados en fuentes renovables; generación distribuida; control, supervisión y optimización de micro redes eléctricas.