

High Reliability and Performance PWM Inverter for Standalone Microgrids

F. Botterón *Member*, IEEE, R. E. Carballo *Member*, IEEE, R. O. Núñez, *Member*, IEEE
A. P. Quintana and G. A. Fernández, *Member*, IEEE

Abstract— In this paper a high reliability and performance single-phase PWM inverter for standalone microgrids is presented. To obtain the before mentioned characteristics this work propose, two different controller structures and a straightforward design methodology for these controllers, based on the internal model principle. In order to validate the proposed design methodology, digital controllers and to demonstrate the steady state and transient performance, experimental results are presented from a 5kVA PWM modulated single-phase inverter, fully controlled by a DSP TMS320F2407.

Keywords— DC-AC Converter, DC-DC Converter, photovoltaic inverter, digital control, internal model principle, microgrids, standalone photovoltaic systems.

I. INTRODUCCIÓN

LA CONFIABILIDAD en el suministro de energía eléctrica a usuarios que habitan zonas remotas y alejadas de la red de distribución, es un aspecto que presenta algunos desafíos cuando este suministro se realiza a partir de los recursos energéticos renovables del lugar. Un recurso energético renovable que puede ser aprovechado durante gran parte del año, en determinadas regiones, es el que ofrece la energía solar a través de la conversión fotovoltaica. Además, la creciente preocupación por las cuestiones ambientales y las ventajas que ofrece la generación de energía fotovoltaica, si se la compara con otras fuentes de energía renovables particularmente en términos de fiabilidad, integrabilidad y mantenimiento, marcó en la última década un gran interés y significativas inversiones en esta área [1],[2]. La tendencia en el desarrollo tecnológico del suministro energético actual es la conformación de microredes, definidas como un sistema de alimentación conformado por diversas fuentes de energías renovables que alimentan cargas locales, de baja y media potencia. A su vez, estas microredes pueden funcionar de forma aislada o conectadas a la red principal. Dado el interés de suministrar energía a usuarios alejados de la red principal, en este trabajo se presenta un sistema de generación fotovoltaica autónomo de 5kVA, capaz de suministrar energía eléctrica de forma confiable y con alta calidad.

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

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

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

A. P. Quintana , Universidad Nacional de Misiones, Oberá, Misiones, Argentina, quintanaangelpaolo@gmail.com

G. A. Fernández , Universidad Nacional de Misiones, Oberá, Misiones, Argentina, guillermo.fernandez.fio@gmail.com

Con el fin de extraer la máxima potencia del generador fotovoltaico, la implementación clásica en sistemas aislados, se realiza generalmente mediante la conexión en serie de un convertidor CC-CC entre el arreglo fotovoltaico y la carga (o el elemento almacenador de energía), lo que se observa en el esquema del sistema propuesto de la Fig. 1.

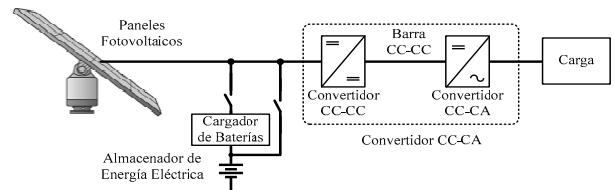


Figura 1. Sistema de generación fotovoltaica autónomo propuesto.

La energía eléctrica obtenida en la conversión fotovoltaica es almacenada en un banco de baterías y/o entregada a la carga a través de un convertidor CC-CA, formado por dos etapas de conversión: (i) una etapa CC-CC que genera una tensión de corriente continua constante y (ii) una etapa CC-CA, con elevado desempeño para cualquier tipo de carga. La conversión CC-CC la realiza un convertidor del tipo puente completo aislado con transistores IGBT, modulados por desplazamiento de fase, propuesto en [3]. Por otro lado, la conversión CC-CA es realizada por un convertidor del tipo puente completo con llaves IGBT, y las mismas son accionadas con una frecuencia de commutación baja, de 5KHz, para reducir las pérdidas. Las componentes de frecuencias elevadas resultantes de la modulación PWM, son filtradas mediante un filtro pasa bajos LC. A efectos de proporcionar a la carga una tensión de alta calidad, con valor eficaz y frecuencia constantes, independientemente de las características de la misma, se propone e implementa en forma experimental una estrategia de control del inversor que utiliza el principio del modelo interno (PMI). Las estrategias de control basadas en este principio [6] y particularmente las que utilizan estructuras del tipo *plug-in* repetitivo [7], son ampliamente utilizadas debido a las excelentes características para sintetizar tensiones sinusoidales con una muy reducida distorsión armónica total dada la característica de rastreo asintótico de la referencia y el significativo rechazo de perturbaciones periódicas conocidas. En la literatura es posible encontrar diversas configuraciones de controladores repetitivos [8]. El utilizado frecuentemente para el control de inversores PWM, es el *plug-in* repetitivo, el cual posee un filtro FIR pasa bajos de fase nula [8]. Esta estructura se caracteriza por la facilidad de implementación y reducida carga computacional. La combinación de este último con una

acción proporcional-derivativa (PD) adecuadamente proyectada, permite lograr un buen desempeño transitorio frente a variaciones de carga y un buen rechazo a las perturbaciones provocadas por la variación de la tensión de entrada al inversor. En cuanto a metodologías para el diseño de este tipo de controladores, se han propuesto distintas alternativas en la bibliografía [9][10][11], tomadas como base para proponer una metodología diferente, siempre considerando la teoría del PMI. En este trabajo, se propone una metodología de proyecto diferente, en base a un análisis de la configuración de polos de lazo cerrado, que resulta ser simple, práctica y gráfica utilizando el lugar de las raíces; agilizándose el proceso de diseño de los parámetros de los compensadores. Además, con el objetivo de reducir el tiempo de respuesta de la tensión de salida ante perturbaciones no periódicas, se propone un compensador por MI, muestreado a una frecuencia menor que la del PD y se compara su desempeño con la implementación usualmente utilizada. Finalmente se presentan resultados de simulación y experimentales para verificar el análisis propuesto.

II. MODELACIÓN DE LOS CONVERTIDORES

A. Convertidor CC-CC:

Debido a que la contribución principal de este trabajo se centra en el inversor fotovoltaico, aspectos relacionados al modelo del convertidor y al análisis de la operación del mismo en lazo cerrado, no se abordaran aquí por cuestión de espacio y pueden consultarse en [3].

A. Convertidor CC-CA:

A continuación se hará una breve descripción de la planta a controlar, así como también de las estructuras de control utilizadas, para luego proponer la metodología de proyecto de los compensadores. El convertidor CC-CA que se observa en la Fig. 3, conectado a la salida del convertidor CC-CC, es un puente completo con filtro pasa bajos LC donde el bloque de carga es considerado como una fuente de corriente alterna. Esta, puede representar cargas lineales resitivas o resitivas-inductivas y cargas no lineales. De estas últimas, son de principal interés las formadas por rectificadores a diodos con filtro capacitivo, debido a que se utilizan como etapa de conversión CA-CC en diversas aplicaciones, domésticas e industriales. Asumiéndose que la frecuencia de conmutación es mucho mayor que la frecuencia de modulación del inversor PWM, este último puede ser modelado como un sistema de segundo orden, lineal e invariante en el tiempo (LTI), cuya función de transferencia está dada por (1).

$$G_p(s) = \frac{U(s)}{V_o(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (1)$$

donde $\omega_n = 1/\sqrt{LC}$ y $\xi = r_L C / 2\sqrt{LC}$, siendo r_L la resistencia intrínseca equivalente del inductor, L y C la inductancia y capacidad del filtro, respectivamente.

El proyecto de los controladores en el dominio de tiempo discreto requiere discretizar la ecuación (1). Para esto se

asume que la acción de control $u(t)$ es el valor medio de la tensión aplicada al filtro LC en un periodo de conmutación. Seleccionando una frecuencia de discretización adecuada y considerando un muestreador retenedor de orden cero, la función de transferencia muestreada en el plano z resulta como se muestra a continuación:

$$G_p(z) = \frac{U(z)}{V_o(z)} = \frac{zb_1 + b_2}{z(z^2 + za_1 + a_2)} \quad (2)$$

En la expresión anterior se incluye un término en z^{-1} para modelar el atraso debido a la implementación en un sistema digital.

III. ESTRUCTURA DE LOS CONTROLADORES

De las distintas estrategias de control presentadas en la literatura, que utilizan estructuras basadas en el principio del modelo interno, debido a la simplicidad resultante, de la metodología de proyecto y de la implementación digital, en este trabajo se utiliza la estructura presentada en [12], la cual posee la configuración que se observa en la Fig. 2.

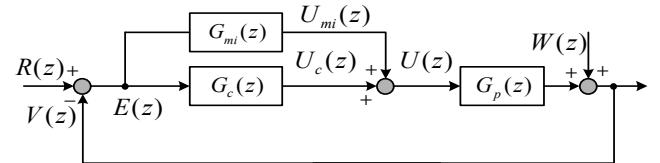


Figura 2. Diagrama de bloques del control propuesto en base al PMI.

En la Fig. 2 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, o sea, armónicas de la fundamental de la referencia. Como 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, 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 [13]. Esta realización, que utiliza como base un generador de señales periódicas, tiene como ventaja la utilización de la mitad del número de polos que el del repetitivo convencional [8], reduciendo el espacio necesario en memoria RAM y afectando sensiblemente menos el régimen transitorio del sistema. Además de lo expuesto anteriormente, si se realiza un *downsampling* de $G_{mi}(z)$, como se indica en la Fig. 4, es posible mejorar el margen de estabilidad del sistema de control [14], y consecuentemente obtener mediante la correcta selección de los parámetros del controlador, una significativa mejora en la respuesta dinámica del sistema, manteniéndose un buen rechazo a las perturbaciones periódicas conocidas, provocadas por la carga no lineal. Esta estrategia de control propuesta se denomina *DSIM*, (*down-sampled internal model*) y la misma, presenta la mitad del número de polos que la

estructura $G_{mi}(z)$ de la Fig. 2, mejorando aún más el desempeño dinámico de todo el sistema.

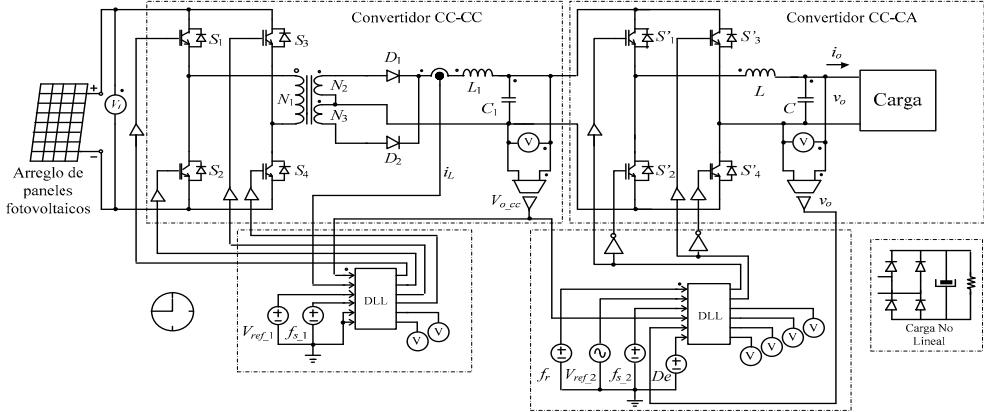


Figura 3. Esquema completo de simulación del sistema en PSIM.

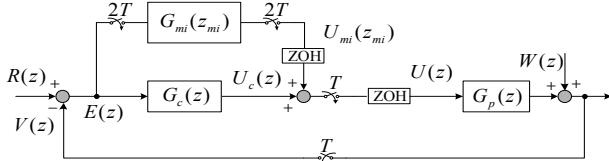


Figura 4. Diagrama de bloques del sistema de control propuesto en base al PMI, con estrategia DSIM.

IV. PROYECTOS DE LOS CONTROLADORES

A. Estrategia de control de armónicas impares.

A partir de la teoría del principio del modelo interno [14], es posible establecer en dos etapas, un procedimiento para diseñar los controladores del sistema, estas son: (i) la introducción en el lazo de trayectoria directa de las dinámicas que se desean rastrear y rechazar, denotadas a partir de ahora como $1/\phi(z)$, y (ii) la estabilización del lazo cerrado del sistema mediante la introducción del compensador convencional. De acuerdo al primer paso de este procedimiento, las dinámicas de $1/\phi(z)$ para compensar las armónicas impares pueden representarse por el generador de señales periódicas dado en (3).

$$\frac{1}{\phi(z)} = -\frac{1}{z^{N/2} + 1} \quad (3)$$

De esta forma, la función de transferencia por modelo interno propuesta, $G_{mi}(z)$ viene dada por (4).

$$G_{mi}(z) = -\frac{k_{mi} z^d}{z^{N/2} + Q(z)} \quad (4)$$

siendo, k_{mi} , z^d , y $Q(z)$, 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 propuesta. El valor de N debe ser obtenido en función de la cantidad de armónicas que se deseen eliminar de la tensión de salida $v_o(t)$, considerando que la frecuencia de la máxima armónica que este modelo interno puede rechazar es igual a la mitad de la frecuencia de muestreo seleccionada. 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^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 [12]. Por otro lado, debido a las incertezas del modelo en las frecuencias altas introducidas por el inversor, el término $Q(z)$ agrega una atenuación adicional mejorando los márgenes de ganancia y de fase del sistema en lazo cerrado. Este $Q(z)$ puede ser un filtro FIR pasa bajos de fase nula [15], que solamente lleva hacia el interior del círculo unitario los polos de lazo cerrado introducidos por la (3), preferentemente en las altas frecuencias. La otra posibilidad es utilizar un escalar, 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 $0,95 < Q(z) < 1$. Valores menores a 0,95 resultan en un error de rastreo de valor importante. 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 no nulo. Por otro lado, el uso de un escalar resulta más simple de implementar. Dado que en esta propuesta se optó por utilizar un escalar, de ahora en más $Q(z) = Q_{mi}$.

A continuación, conociendo el efecto de cada uno de los parámetros en la función de transferencia en (4), se puede diseñar el compensador $G_{mi}(z)$ introduciéndolo en lazo cerrado con la planta, obteniéndose la siguiente expresión:

$$G_{lc_mi}(z) = G_{mi}(z)G_p(z)/[1 + G_{mi}(z)G_p(z)] \quad (5)$$

A seguir, analizando la ubicación de los polos de (5), se determina el avance d en la (4). Inicialmente se considera $Q_{mi} = 1$. 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 lenta, 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. La experiencia práctica sugiere iniciar el procedimiento mencionado con $k_{mi} = 0,2$.

Para facilitar la observación de la ubicación de los polos de (5), puede utilizarse el lugar de raíces de la función de transferencia de la trayectoria directa, esto es:

$$G_{ad}(z) = G_{mi}(z)G_p(z) \quad (6)$$

Luego, por medio del uso de alguna herramienta computacional, pueden almacenarse en un vector, todos los lugares de las raíces para un valor de ganancia unitaria. Dado que los polos de (5), son los elementos del vector antes mencionado, mediante un ciclo iterativo es posible 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.

Con la configuración inicial de (4), para $k_{mi} = 0,2$; $d = 1$ y $Q_{mi} = 1$; se pueden encontrar las siguientes situaciones posibles en la ubicación de los polos de lazo cerrado:

a) Las dinámicas encontradas 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.

b) 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.

c) Las dinámicas que están cercanas a las de los polos complejos conjugados, correspondientes al filtro LC son inestables.

d) Que no haya dinámicas inestables.

De no obtenerse alguna de las situaciones anteriores, el valor del avance d debe incrementarse, recalcular las funciones de transferencia (4) y (5) y realizar el análisis nuevamente hasta lograr uno de los cuatro casos. Es importante aclarar, que si bien en el caso d) el sistema resulta estable, en el sistema real, debido a variaciones paramétricas o dinámicas no modeladas, el sistema puede resultar inestable o con muy poca estabilidad relativa. De aquí la necesidad de introducir un compensador convencional para incorporar estabilidad al sistema.

Para ilustrar lo expuesto hasta el momento, se presentan en la Fig. 5 y la Fig. 6 las configuraciones de polos de los sistemas en lazo cerrado para los casos $d = 2$ y $d = 3$ respectivamente, indicándose las dinámicas inestables en rojo. En la Fig. 5 no solamente se encuentran inestables los polos cercanos a los polos complejos conjugados de la planta, sino que aparecen más dinámicas inestables, principalmente en la zona de las altas frecuencias, lo que indica que d es incorrecto. Por otro lado, en la Fig. 6, puede observarse que aún para un d mayor, aparecen polos inestables en torno a la frecuencia de Nyquist por lo que pueden tornarse estables estos polos, utilizando un $Q_{mi} = 0,99$. Finalmente, para incrementar el margen de estabilidad debido a los polos poco amortiguados del filtro LC, puntos rojos en el semiplano derecho del plano z de la Fig. 6, se introduce el compensador convencional $G_c(z)$ en el camino de la trayectoria directa, como muestra la Fig. 4. Este es un compensador PD, que tiene la siguiente función de transferencia:

$$G_c(z) = K_c(z - a)/z \quad (7)$$

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. Por otro lado, debe considerarse que la ganancia K_c no puede ser muy elevada, 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.

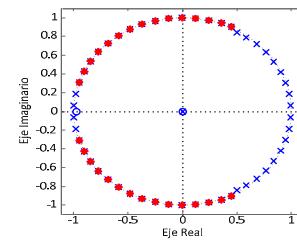


Figura 5. Configuración de polos para $d = 2$, $k_{mi} = 0,2$ y $Q_{mi} = 1$, $f_{mi} = f_s$.

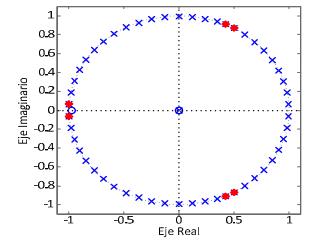


Figura 6. Configuración de polos para $d = 3$, $k_{mi} = 0,2$ y $Q_{mi} = 1$, $f_{mi} = f_s$.

Dado un valor de K_c , según las consideraciones mencionadas, es posible proyectar el cero del compensador de forma tal de maximizar el margen de ganancia (MG) del sistema. Para esto, es necesario obtener el MG en 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. 7 presenta el resultado para una ganancia $K_c = -0,15$ con distintos valores de k_{mi} . Como se observa, la ubicación del cero con el que se logra el máximo valor de MG, es función del valor de k_{mi} utilizado. Para $k_{mi} = 0,2$ se tiene $a = 0,3$.

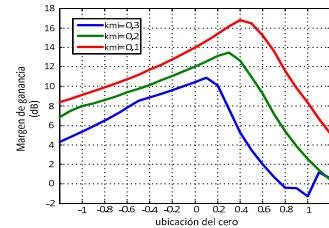


Figura 7. Margen de ganancia en función de la ubicación del cero para tres valores k_{mi} , y $K_c = -0,15$. IM.

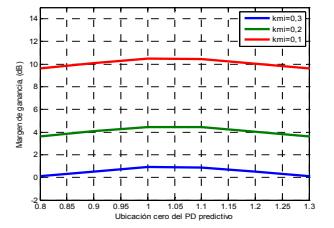


Figura 8. Margen de ganancia en función de la ubicación del cero para tres valores k_{mi} , y $K_c = -0,15$. DSIM

En la Tabla I se presenta la configuración final para $G_{mi}(z)$. Para el caso recientemente desarrollado en esta sección, que corresponde a la estructura de la Fig. 2, los valores se encuentran bajo la columna encabezada por IM.

TABLA I – Parámetros de $G_m(z)$ y $G_{mi}(z_{mi})$ para las dos estrategias de control.

Parámetros	IM	DSIM
N	100	50

k_{mi}	0,2	0,3
d	3	2
Q_{mi}	0,99	1
Nº de armónicas	25	13

B. Estrategia de control de armónicas impares DSIM.

Siendo posible mejorar la respuesta dinámica obtenida para la estructura de la Fig. 2, se determinan a continuación los parámetros de los compensadores de la estructura de la Fig. 4.

Siguiendo la metodología presentada, el primer paso es la inserción de $G_{mi}(z)$ en el lazo de la trayectoria directa, para lo cual es necesario obtener la función de transferencia de la planta en el dominio del tiempo discreto, pero a la frecuencia de muestreo del modelo interno. Para identificar los distintos períodos de muestreos utilizados en la estrategia, T_{mi} es el periodo de muestreo del compensador que contiene el modelo interno, mientras que T_s es el periodo de muestreo del compensador convencional y de la planta.

Al realizar el análisis de la ubicación de los polos para la determinación de d , la situación que se da es la c), presentándose inestabilidad únicamente debido a los polos cercanos a las dinámicas complejas conjugadas del filtro LC , por lo tanto $Q_{mi} = 1$ en este caso. La configuración de polos con el avance $d = 2$, sin el compensador convencional, se indica en la Fig. 9. En el siguiente paso se requiere agregar $G_c(z)$. Debido a las distintas frecuencias de muestreo que se utilizan en los dos compensadores, para poder analizar la estabilidad del sistema, es necesario obtener una función de transferencia equivalente en la frecuencia de muestreo más baja, o sea, $f_{mi} = f_s/2$ [14].

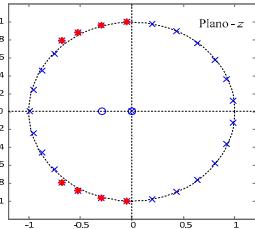


Figura 9. Configuración de polos DSIM para $d = 2$. $k_{mi} = 0,3$. $f_{mi} = f_s/2$, sin $G_c(z)$.

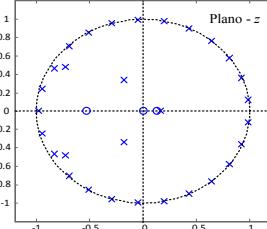


Figura 10. Configuración de polos DSIM para $d = 2$. $k_{mi} = 0,3$. $f_{mi} = f_s/2$, con $G_c(z)$.

En este caso, el compensador convencional elegido es un PD predictivo, el cual presenta la siguiente función de transferencia:

$$G_c(z) = K_c(z - a) / z^2 \quad (8)$$

Para determinar la ubicación del cero de $G_c(z)$, se realiza el mismo análisis de margen de ganancia, con la diferencia de que la función de transferencia de lazo cerrado resultante es la siguiente:

$$G_{lc_DSIM}(z_{mi}) = G_{mi}(z_{mi})G_{eq}(z_{mi}) / [1 + G_{mi}(z_{mi})G_{eq}(z_{mi})] \quad (9)$$

donde, $G_{eq}(z_{mi})$ es la función de transferencia equivalente de la planta muestreada a la frecuencia f_{mi} . Los parámetros de $G_{mi}(z)$ para este caso se presentan en la Tabla I, bajo el encabezado DSIM. Observándose que la ganancia k_{mi} adoptada es mayor

en comparación con el proyecto anterior, la misma se incrementó a costa de disminuir el margen de ganancia y mejorar la respuesta dinámica. La ubicación del cero para obtener el máximo margen de ganancia con determinado valor de K_c y k_{mi} , puede obtenerse de la gráfica en la Fig. 8. El sistema estable resultante, se muestra en la Fig. 10.

A seguir, se resumen los pasos de la metodología propuesta:

- i) Inserción de $G_{mi}(z)$ con los parámetros iniciales $d = 1$, $Q_{mi} = 1$, y k_{mi} con un valor que no comprometa la estabilidad del sistema, pero que permita obtener una respuesta dinámica aceptable.
 - ii) Obtener el avance d aplicando el análisis de ubicación de polos para lograr una de las cuatro posibilidades.
 - iii) Si aparecen polos inestables en torno a la frecuencia de Nyquist introducir $Q(z)$.
- Introducir $G_c(z)$ para estabilizar los polos cercanos a las dinámicas del filtro LC .

V. RESULTADOS DE SIMULACIÓN Y EXPERIMENTALES

Para verificar la metodología propuesta anteriormente, se presentan resultados de simulación del sistema de la Fig. 3. Los dos bloques DLL (*Dynamic Link Library*) que aparecen en la figura, permiten implementar el control de las etapas de conversión en lenguaje C [16]. En cuanto a la operación del sistema de conversión propuesto, dado que no es el objetivo ni la contribución principal de este trabajo abordar el algoritmo de seguimiento del punto de trabajo de máxima potencia (MPPT), se considera que el sistema de generación y conversión se encuentra operando, en todo momento, en el punto de máxima potencia de la fuente primaria. El resultado de simulación presentado en la Fig. 11, muestra el comportamiento de la tensión y corriente del arreglo de paneles fotovoltaicos ($V_{pv} = 148V_{cc}$ e $I_{pv} = 9A$), además de la tensión regulada por el convertidor CC-CC ($V_{cc} = 400V$). En este caso, el inversor alimenta una carga no lineal, mostrada en la Fig. 3, cuya tensión resulta con una muy baja THD. Puede observarse en v_{cc} , una oscilación de 100Hz sobre el valor de CC, lo cual es normal debido a la presencia del inversor.

En cuanto al funcionamiento del inversor, a continuación se incluyen resultados experimentales a fin de validar fehacientemente la metodología de proyecto propuesta. Estos resultados se obtuvieron con un prototipo de 5kVA.

En la Fig. 12 se presenta el resultado experimental para una variación de carga lineal desde vacío a plena carga, aplicada en escalón en el pico de la tensión v_o . En este caso es utilizada la estrategia de control de la Fig. 2, observándose que luego de producirse la perturbación, son necesarios aproximadamente tres períodos de la fundamental para que el sistema recupere el valor de tensión eficaz nominal. Para la estrategia de control con DSIM de la Fig. 4, se presenta en la Fig. 13, el resultado experimental con la misma variación de carga que el de la Fig. 12. En el mismo, se observa una mejora significativa en la respuesta dinámica de la tensión de salida, recuperándose el valor nominal eficaz en aproximadamente la mitad del tiempo del caso anterior.

Para verificar el rechazo a perturbaciones periódicas producidas por la carga no lineal, la Fig. 14 presenta el

resultado experimental para la estructura *DSIM*. Nótese que puede realizarse un buen rastreo de la referencia, considerando que el modelo interno presenta solamente trece armónicas.

En la Tabla II se muestran los índices THD obtenidos para los distintos tipos de carga ensayados y para las dos estrategias de control propuestas para el inversor. Este último, también se ensayó con carga lineal resistiva y lineal resistivo-inductiva, pero los resultados conseguidos, con muy baja THD, no son presentados aquí por cuestiones de límites de espacio. La Fig. 15 presenta el espectro de armónicas de la tensión de salida para las dos estrategias propuestas y su comparación con la norma IEC 62040-3.

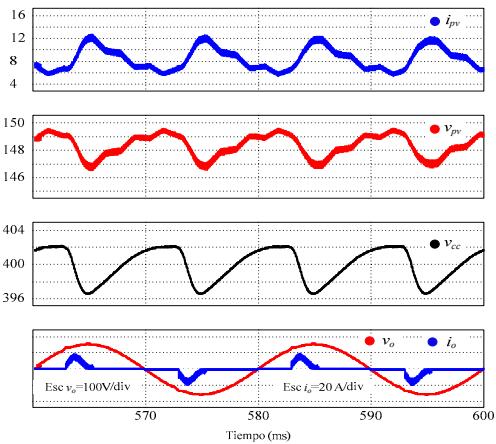


Figura 11. Resultado de simulación del sistema de la Figura 3, para una condición de carga no lineal típica: rectificador a diodos con filtro capacitivo. Factor de cresta de la corriente i_o mayor a 3.

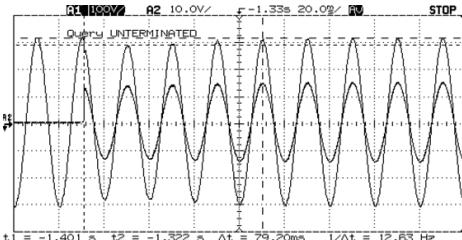


Figura 12. Resultado experimental. Respuesta ante una variación de carga lineal (resistiva) desde vacío a nominal. Esc. T.= 100V/div, Esc. C.= 10A/div. IM.

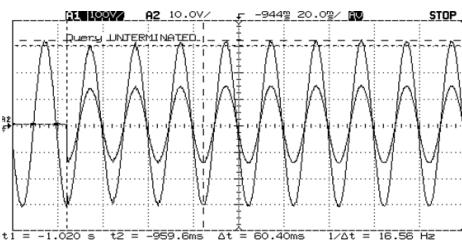


Figura 13. Resultado experimental. Respuesta ante una variación de carga lineal desde vacío a nominal. Esc. T.= 100V/div, Esc. C.= 10A/div. DSIM.

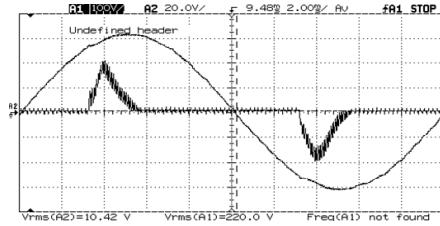


Figura 14. Resultado experimental. Tensión v_o y corriente i_o . Carga no lineal con factor de cresta > 3 . Esc. T.= 100V/div, Esc. C.= 10A/div. DSIM.

TABLA II – THD de la tensión de salida del convertidor.

Tipo de carga	<i>MI</i>	<i>DSIM</i>
	THD (%)	THD (%)
Resistiva pura	0,439	0,515
Inductiva	0,397	0,485
No lineal	0,6458	0,8165

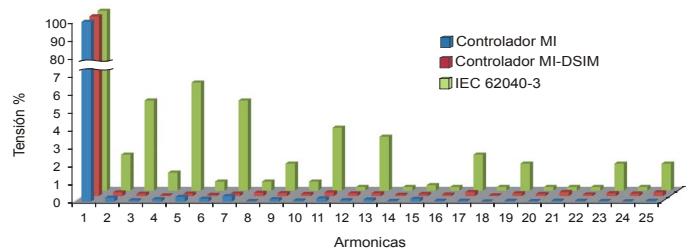


Figura 15. Espectro de armónicas de la tensión de salida del inversor.

VI. CONCLUSIONES

Este trabajo presentó el análisis e implementación de un inversor PWM para micro redes eléctricas autónomas. Para este se propusieron dos estructuras de control en tiempo discreto y una metodología de proyecto sistemática del conjunto de compensadores utilizados en tales estructuras de control del inversor. La metodología propuesta, basada en la teoría del principio del modelo interno, resulta muy simple y permite de forma gráfica inferir visualmente cuando el sistema será estable para su implementación. Se validó la propuesta mediante la simulación de todo el sistema de conversión (incluyendo el arreglo de paneles fotovoltaicos), y se presentaron resultados experimentales del inversor. Tanto la estrategia de control de armónicas impares *IM* como la estrategia *DSIM* presentaron un muy buen desempeño tanto en régimen permanente como transitorio.

REFERENCIAS

- [1] W. Hoffmann, "PV on the way from a few lead markets to a world market," in Proc. IEEE WCPEC, Waikoloa, HI, May 8, 2006, pp. 2454–2456.
- [2] J. M. Carrasco, *et al*, "Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 53, no. 4, pp. 1002– 1016, Jun. 2006.
- [3] F. Botterón, *et al*. "Controlador de alto desempeño en espacio de estado aplicado a un convertidor CC-CC Full Bridge Phase Shift para sistemas fotovoltaicos de generación híbrida", XIV RPIC, noviembre de 2011.
- [4] K. Ogata, *Discrete-Time Control Systems*, 2nd edition, Prentice Hall, New Jersey, 1994.
- [5] Botterón, F.; Pinheiro, H. ; Grundling, H.A. ; Pinheiro, J.R. ; Hey, H.L.; "Digital voltage and current controllers for three-phase PWM inverter

- for UPS applications”, Industry Applications Conference, IAS, pp. 2667 - 2674 vol.4, 2001.
- [6] B. A. Francis and W. M. Wonham, “The internal model principle for linear multivariable regulators,” Appl. Math. Opt., vol. 2, pp. 170-194, 1975
 - [7] S. Hara, *et al.*, “Repetitive Control System: A New Type Servo System for Periodic Exogenous Signals”. IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 33, no. 7, july 1988.
 - [8] C. Kempf, *et al.*, “Comparison of four discrete-time repetitive control algorithms,” IEEE Control Systems, vol. 16, no. 6, pp. 48-54, 1993.
 - [9] M. Tomizuka, *et al.*, “Discrete-Time Domain Analysis and Synthesis of Repetitive Controllers”. ACC, Vol. 2, pp: 860– 866, June 1988.
 - [10] C. Rech, *et al.*, “Analysis and Design of a Repetitive Predictive-PID Controller for PWM Inverters”. PESC IEEE, vol. 2, pp. 986 – 991, 2001.
 - [11] B. Zhang, *et al.*, “Linear Phase Lead Compensation Repetitive Control of a CVCF PWM Inverter”. IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, pp: 1595 – 1602, 2008.
 - [12] F. Botterón 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.
 - [13] R. Grino, R. Castelló, “Digital repetitive plug-in controller for odd-harmonic periodic reference and disturbances”, Automatica, vol. 41, pp. 153 – 157, Oct. 2004.
 - [14] 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.
 - [15] K. Chew and M. Tomizuka, “Steady-state and stochastic performance of a modified discrete-time prototype repetitive controller,” ASME J. Dyn. Sys., Meas. and Control, vol. 112, no. 1, pp. 35, Mar. 1990.
 - [16] PowerSim Power Electronics Software, PSIM V 9.04. <http://www.powersimtech.com>



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 Magíster (2001) y Doctor (2005) en Ingeniería Eléctrica, en la Universidad Federal de Santa María (UFSM), RS, Brasil. Durante este periodo, desarrolló diversas actividades de investigación, desarrollo y transferencia dentro del Grupo de Eletrônica de Potênciâ e Controle (GEPOC). Actualmente se desempeña como Profesor Titular 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 Potênciâ (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.



Carballo Roberto Esteban nació el 27/09/1984 en L. N. Alén, Misiones, Argentina. Es Ingeniero Electrónico, (2010) en la Facultad de Ingeniería (FI) de la Universidad Nacional de Misiones (UNaM), Argentina. Desde el año 2009 es integrante del Grupo de Investigación y Desarrollo en Ingeniería Electrónica GID-IE, perteneciente a la FI-UNaM. Actualmente es becario del FONCyT e integrante del Grupo de Electrónica Aplicada (GEA) donde se encuentra realizando el doctorado en Ciencias de la Ingeniería en la Universidad Nacional de Río Cuarto, Córdoba, Argentina. 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.



Quintana Ángel Paolo nació en Oberá, provincia de Misiones, Argentina, el 23 de Junio de 1984. Desde el año 2011 es integrante del Grupo de Investigación y Desarrollo en Ingeniería Electrónica GID-IE, perteneciente a la Universidad Nacional de Misiones, Argentina. Al presente, ha terminado el cursado de la carrera de Ingeniería Electrónica. Participa activamente en proyectos de investigación aplicada del GID-IE y sus áreas de interés son: generación distribuida; micro redes; energías renovables; control de convertidores estáticos de potencia; automatización industrial.



Guillermo Alfredo Fernández nació en San Martín de los Andes, Neuquén, Argentina, el 2 de junio de 1974. Se graduó de Ingeniero Electrónico en el año 2000, título otorgado por la Facultad de Ingeniería (FI) de la Universidad Nacional de Misiones (UNaM). Actualmente reside Oberá, Misiones, Argentina. Realiza actualmente, la maestría en Energías Renovables de la Universidad Nacional de Salta, se desempeña como docente en el departamento de electrónica y es integrante del Grupo de Investigación y Desarrollo en Ingeniería Electrónica GID-IE de la FI-UNaM. Sus principales áreas de investigación son: energías renovables, uso racional de la energía, conversión estática de potencia, generación distribuida y micro redes.