

Control Droop con Lazo de Impedancia Virtual Capacitivo para Paralelismo de Inversores Monofásicos

Roberto E. Carballo, Fernando Botterón

Grupo de Investigación y Desarrollo en Ingeniería
Electrónica

GID-IE, IMAM, UNaM, CONICET

Oberá, Argentina

carballore@gmail.com, botteron@gmail.com

Germán G. Oggier, Guillermo O. García

Grupo de Electrónica Aplicada

GEA, UNRC, CONICET

Río Cuarto, Argentina

oggier.german@gmail.com, ggarciasapino@gmail.com

Resumen— En este trabajo se propone una estrategia de control *droop* utilizando un lazo de impedancia virtual predominantemente capacitivo, para paralelizar inversores monofásicos utilizados en UPS de doble conversión. Mediante un análisis comparativo presentado también en este trabajo, se demuestra que la característica de impedancia de salida capacitiva logra mejor regulación de tensión que las características de impedancia de salida inductiva o resistiva y menor corriente de circulación entre los inversores. Para validar la propuesta se presentan resultados experimentales obtenidos en un prototipo de dos inversores en paralelo alimentando una carga de 2 kW.

Palabras claves—control *droop*, controladores resonantes, inversores en paralelo, impedancia virtual capacitiva, UPS.

I. INTRODUCCIÓN

La operación en paralelo de inversores es requerida principalmente para lograr repartir entre un número de convertidores la potencia demandada por una carga, siendo por ejemplo utilizada en fuentes de alimentación ininterrumpidas (UPS – *Uninterruptible Power Supplies*), sistemas de accionamiento en navíos y trenes, conversión de energía para integración de fuentes renovables y microrredes eléctricas [1]. Además, la conexión en paralelo de inversores puede incrementar tanto la confiabilidad del sistema como la disponibilidad de energía eléctrica. Por otro lado, debido a la reducida impedancia de salida que poseen los inversores de altas prestaciones [2], la conexión en paralelo puede causar excesiva circulación de corrientes entre estos y reducir la eficiencia del sistema de conversión [3].

Las estrategias para mitigar este problema pueden clasificarse en dos grupos [4]: las que utilizan comunicación de datos entre los convertidores y las que no utilizan comunicación. Debido a que la utilización de comunicación de datos requiere de hardware adicional e introduce puntos de falla que pueden quitar de operación a todo el sistema [5], las estrategias de control que no utilizan comunicación pueden cumplir los requerimientos de confiabilidad en muchas aplicaciones críticas, además de ser más adecuadas para los casos en que la distancia que separa a los inversores es considerable [4]. Como desventaja, debido a que la estrategia de control requiere incrementar la impedancia de salida de los inversores conectados en paralelo para desacoplar las potencias

activa y reactiva, la regulación de la tensión en la carga puede resultar comprometida [6].

Otra característica importante que se logra con el incremento de la impedancia de salida es el de disminuir la sensibilidad a la circulación de corriente entre los inversores ante variaciones paramétricas, siendo la diferencia entre las ganancias de los circuitos de medición de la tensión de salida el factor que más afecta a la corriente de circulación [7].

De los distintos tipos de estrategias de control sin comunicación [8-10], las estrategias de control *droop* son las que presentan menor complejidad de diseño e implementación. Estas se basan en el principio de funcionamiento de los generadores síncronos en paralelo utilizados en el sistema eléctrico de potencia, donde existe una característica de caída (*droop*) en la frecuencia en función de la potencia activa entregada por cada unidad, introduciéndose de esta forma la relación entre la potencia activa y el ángulo de potencia que permite obtener un funcionamiento sincrónico del sistema [11].

Por lo general, para lograr el desacoplamiento entre las potencias activa y reactiva y a su vez disminuir la corriente de circulación entre los inversores, estas estrategias de control requieren la emulación de la impedancia de salida del inversor, lo cual se realiza a partir del diseño de los lazos de control del mismo y el agregado de un lazo de impedancia virtual. Este lazo se implementa típicamente a partir de la realimentación de la corriente de salida, la cual corresponde a la corriente medida después del filtro *LC*, pudiéndose lograr impedancias de salida con características inductivas, resistivas, capacitivas o complejas [12].

Con el objetivo de aprovechar las características intrínsecas de las impedancias de los cables, diversos trabajos [13, 14] proponen lazos de impedancia virtual con características inductivas o resistivas, logrando la implementación de los controladores *droop* (i) con características $P-\omega$ y $Q-V$, cuando la impedancia equivalente entre el inversor y la carga es predominantemente inductiva, o (ii) con características $Q-\omega$ y $P-V$ cuando tal impedancia es predominantemente resistiva.

En [15] y [16] se proponen estrategias de control que logran características predominantemente capacitivas en esquemas con múltiples lazos de realimentación, pero la

magnitud de la impedancia de salida del inversor en torno a las frecuencias armónicas de la fundamental resulta elevada, quedando reducida la capacidad de rechazo de perturbaciones causadas cuando se alimentan cargas no lineales con elevado factor de cresta.

Para cumplir con la norma para UPS IEC 62040-3 cuando se alimentan tanto cargas lineales como no lineales, en [17] los autores propusieron una estrategia de control que utiliza múltiples lazos de realimentación con controladores resonantes en el lazo de control de tensión, con lo cual se logra una reducida impedancia de salida en las frecuencias armónicas de la fundamental. En este mismo trabajo se propuso también implementar el lazo de impedancia virtual a partir de la realimentación de la corriente del inductor, y en particular se analizó la posibilidad y las ventajas de utilizar una impedancia predominantemente inductiva.

En base a las propuestas mencionadas en los últimos párrafos, este trabajo propone una estrategia de control *droop* con un lazo de impedancia virtual con una característica predominantemente capacitiva, la cual permite conseguir una mejor regulación de la tensión aplicada a la carga en comparación con los casos de impedancia virtual predominantemente inductiva o resistiva, manteniendo además valores reducidos de corriente de circulación entre los inversores conectados en paralelo.

Para escoger dicha característica, en este trabajo se propone analizar el efecto de la misma sobre la regulación de tensión y la corriente de circulación entre los inversores cuando se implementa la estrategia de control propuesta en [17], la cual utiliza un reducido número de sensores al no requerir de la medición de la corriente de salida para implementar el lazo de impedancia virtual. Para validar la propuesta y análisis presentado, se presentan resultados experimentales obtenidos con un prototipo de dos inversores en paralelo cuya potencia individual es del kVA.

II. ESTRATEGIA DE CONTROL

A. Descripción del modelo del sistema y de la estrategia de control

En la Fig. 1 se muestra una representación gráfica de uno de los inversores monofásicos que integran la conexión en paralelo considerada en el desarrollo de este trabajo, donde la planta para cada inversor estará definida a partir de las características dinámicas del filtro *LC* de salida.

En la Fig. 2 se presenta el diagrama de bloques que describe la estrategia de control propuesta en [17], incluyendo los efectos de la implementación digital a partir del modelo de pequeña señal de la planta.

Los bloques que representan a las funciones de transferencia de la planta en la Fig. 2 corresponden a $G_v(s)$, la cual relaciona la tensión de salida $V_o(s)$ respecto de la tensión a bornes del puente de semiconductores de potencia $V_{ab}(s)$, y $G_f(s)$ relaciona la corriente del inductor $I_L(s)$ respecto de $V_{ab}(s)$. Por otro lado, $Z_o(s)$ es la función de transferencia que relaciona $V_o(s)$ con la corriente de salida $I_o(s)$, y $G_{ii}(s)$ es la función de transferencia que relaciona $I_L(s)$ con $I_o(s)$. Todas estas

funciones de transferencia dependen de los parámetros del filtro *LC*, encontrándose las expresiones matemáticas en [18]. Los atrasos de transporte mostrados en el diagrama de bloques de la Fig. 2 representan los atrasos ocurridos entre los instantes en los que se realiza el muestreo y se actualiza la acción de control, considerándose en este trabajo $T_d = T_s/2$, siendo T_s el periodo de muestreo.

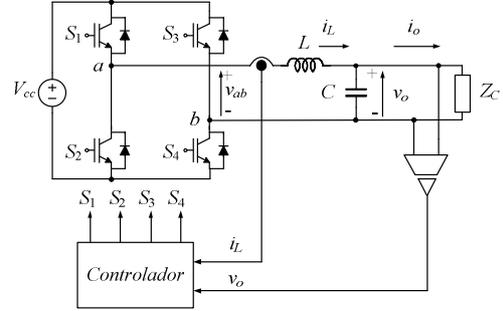


Fig. 1. Inversor monofásico y variables de interés utilizadas en la estrategia de control.

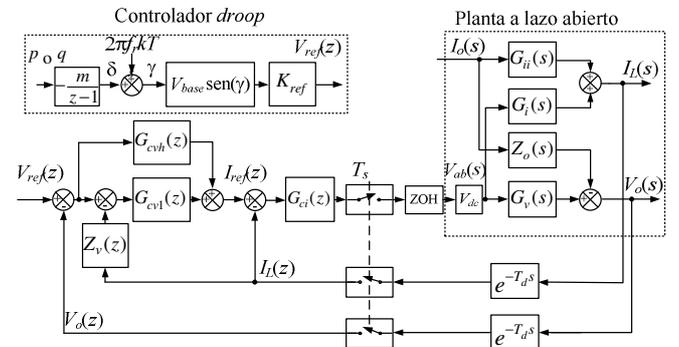


Fig. 2. Diagrama de bloques que representa la estrategia de control propuesta en [17].

Los tipos de discretización para cada una de las funciones de transferencia se encuentra definida en [18].

TABLA I
PARÁMETROS DE CADA INVERSOR MONOFÁSICO DE LA FIG. 1

Potencia de salida, S	1 kVA
Tensión de entrada, V_{cc}	400 V
Tensión de salida, V_{ac-RMS}	220 V
Frecuencia fundamental, f_f	50 Hz
Valor base de corriente, I_{base}	6,43 A
Valor base de tensión, V_{base}	311 V
Valor de impedancia base, Z_{base}	48,36 Ω
Frecuencia de conmutación, f_{sw}	10 kHz
Frecuencia de muestreo, f_s	10 kHz
Inductancia filtro de salida, L	500 μ H
Capacitancia filtro de salida, C	60 μ F
Resistencia de carga lineal total en el sistema, R_c	24,18 Ω
Resistencia de la carga no lineal, R_s	48,4 Ω
Resistencia de suavizado de la carga no lineal, R_1	0,97 Ω
Capacitancia de la carga no lineal, C_c	3300 μ F
Ganancia del sensor del inversor 2, H_{i2}	0,99
Coefficiente droop, m	$0,1 \times 10^{-7}$ rad/W

La función de transferencia $G_{ci}(z)$ mostrada en la Fig. 2 representa al controlador del lazo interno de corriente, el cual viene dado por una ganancia proporcional que se diseña para

maximizar el amortiguamiento activo de la planta [18], considerando los parámetros nominales del sistema dados en la Tabla I.

El bloque $G_{cv1}(z)$ de la Fig. 2 corresponde a la función de transferencia del controlador resonante a frecuencia fundamental, expresada a continuación

$$G_{cv1}(z) = \text{FOH} \left\{ K_{r1} \frac{s \cos(\theta_1) - \omega_1 \sin(\theta_1)}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_1^2} \right\}, \quad (1)$$

mientras que $G_{cvh}(z)$ son los múltiples controladores resonantes en las frecuencias armónicas de la fundamental

$$G_{cvh}(z) = \sum_{i=3}^n \text{FOH} \left\{ K_{ri} \frac{s \cos(\theta_i) - \omega_i \sin(\theta_i)}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_i^2} \right\}, \quad (2)$$

Como se puede observar, la función de transferencia discreta se obtiene a partir de aplicar la discretización por retenedor de primer orden (FOH - *first order hold*), la cual permite obtener una aproximación más precisa sin causar corrimiento de la frecuencia de resonancia y de la característica de fase del controlador [19]. Los parámetros a diseñar en cada controlador resonante son los siguientes: la ganancia K_{ri} , un factor de amortiguamiento ω_c , la frecuencia angular de resonancia ω_i y el ángulo de compensación θ_i [20].

En función de la metodología aplicada para el diseño del lazo de control de tensión [18], los controladores resonantes a introducir corresponden a la frecuencia fundamental, 3^{ra}, 5^{ta}, 7^{ma}, 9^{na}, 15^{ta}, 21^{ta} y 27^{ma} armónicas de la fundamental. Las ganancias de estos controladores se determinan para cumplir con los requerimientos de la norma IEC 62040-3.

Los ángulos de compensación θ_i de cada controlador resonante, los cuales corrigen el atraso de fase que introduce la planta en el sistema a lazo cerrado, se determinan a partir de la característica de fase de la misma en las frecuencias armónicas de interés descritas anteriormente [18].

En cuanto al lazo de impedancia virtual, se observa en la Fig. 2 que este se implementa mediante la función de transferencia $Z_v(z)$, cuya acción actúa sobre la señal de error del controlador resonante a frecuencia fundamental. Esta estrategia tiene como objetivo modificar la impedancia de salida del inversor en dicha frecuencia.

La función de la ganancia K_{ref} que se observa en la Fig. 2 se utiliza para compensar el efecto de la impedancia virtual sobre la regulación de tensión en la condición de vacío. Esta ganancia puede calcularse según la siguiente expresión:

$$K_{ref} = 1 / |G_{lc}(e^{j2\pi 50T_s})| \quad (3)$$

donde $G_{lc}(e^{j2\pi 50T_s})$ es la función de transferencia del sistema a lazo cerrado $G_{lc}(z)$ evaluada en la frecuencia fundamental, obteniéndose $G_{lc}(z)$ a partir del análisis del diagrama de bloques de la Fig. 2 con $I_o(z) = 0$.

Como se observa en la Fig. 2, el cálculo del argumento γ de la señal de referencia para cada convertidor se realiza a partir del controlador *droop*, utilizándose el esquema que permite implementar la relación $P-\delta$ para el caso de impedancia de salida predominantemente inductiva, $P-(-\delta)$ para el caso

predominantemente capacitiva, y $Q-\delta$ para el caso de impedancia predominantemente resistiva. Con la variación del ángulo en lugar de la frecuencia (ω), se logra mantener constante la frecuencia en el sistema [21].

La ganancia m en la Fig. 2 corresponde a la pendiente de la recta $P-\delta_d$, $P-(-\delta_d)$ o $Q-\delta_d$ según sea la característica de la impedancia de salida que se desee imponer, siendo δ_d la cantidad en la que se reduce el ángulo cuando aumenta la potencia media activa o reactiva según sea el caso. El parámetro m es la pendiente de la característica de *droop* y tendrá valor negativo en el caso $P-(-\delta_d)$. La magnitud δ se obtiene de la integración discreta, luego de multiplicar p o q por m , para así sumar este resultado al argumento calculado en cada periodo de muestreo $2\pi f_r k T_s$ y obtener finalmente

$$\gamma = 2\pi f_r k T_s + \delta, \quad (4)$$

donde k es el índice de iteración que se incrementa en cada periodo de muestreo, comenzando de 0 hasta llegar a f_s/f_r , para luego reiniciarlo.

B. Lazo de impedancia virtual

A continuación se proponen las funciones de transferencias para implementar el lazo de impedancia virtual de acuerdo al tipo de característica de impedancia de salida deseada y poder luego realizar un análisis comparativo.

Para obtener una impedancia de salida predominantemente inductiva, se propone expresar $Z_v(s)$ como sigue:

$$Z_v(s) = \frac{R_v L_v s}{L_v s + R_v} \quad (5)$$

Físicamente puede asociarse esta función de transferencia a la conexión en paralelo de un resistor virtual R_v con el inductor virtual $L_v s$, lo cual tiene el efecto de limitar la magnitud de $Z_v(s)$ en las altas frecuencias, de la misma forma que se logra con el filtro pasa altos propuesto en [13] para implementar impedancias virtuales predominantemente inductivas.

Para el caso de impedancia virtual resistiva se propone

$$Z_v(s) = R_v \quad (6)$$

Finalmente, para el caso de impedancia virtual predominantemente capacitiva, se propone la siguiente función de transferencia.

$$Z_v(s) = \frac{R_v}{R_v C_v s + 1} \quad (7)$$

La cual de la misma forma que el caso de impedancia virtual predominantemente inductiva (5), se asocia a la conexión en paralelo de un resistor virtual R_v con el capacitor virtual $1/(C_v s)$, lo cual para este caso tiene el efecto de limitar la magnitud de $Z_v(s)$ en las bajas frecuencias.

Para implementar digitalmente la impedancia virtual, se aproximan (5) y (7) mediante la transformación bilineal o de Tustin.

Para diseñar los valores de R_v , L_v y C_v de acuerdo a la magnitud de $|Z_v(j\omega)|$ y fase ϕ deseadas a frecuencia

fundamental $\omega_r = 2\pi f_r$, se pueden utilizar las siguientes relaciones

$$R_v = \sqrt{(\tan^2 \phi + 1) |Z_v(j\omega_r)|^2}, \quad (8)$$

$$C_v = \frac{\tan \phi}{-\omega_r |Z_v(j\omega_r)| \sqrt{(\tan^2 \phi + 1)}}, \quad (9)$$

$$L_v = \frac{|Z_v(j\omega_r)| \sqrt{(\tan^2 \phi + 1)}}{\omega_r \tan \phi}. \quad (10)$$

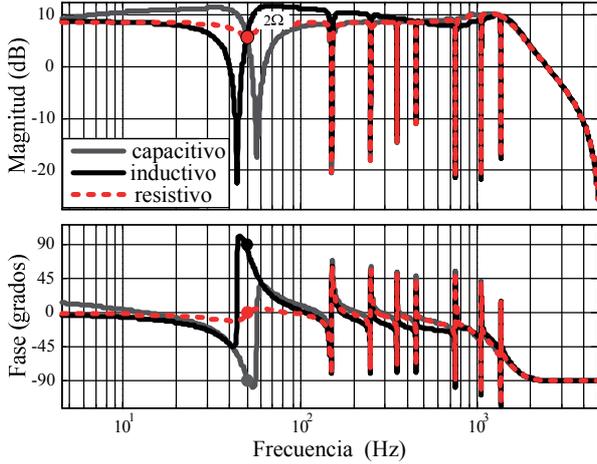


Fig. 3. Impedancia de salida para tres casos de impedancia virtual, impedancia capacitiva en trazo continuo gris, impedancia inductiva en trazo continuo negro, impedancia resistiva en trazo discontinuo rojo.

En Fig. 3 se observa el efecto de $Z_v(z)$ sobre la impedancia de salida del inversor, verificándose que las funciones de transferencias propuestas imponen efectivamente la característica de la impedancia de salida que se quiere lograr a la frecuencia fundamental, mientras que en torno a las frecuencias armónicas se mantiene una reducida impedancia de salida de acuerdo al efecto de los controladores resonantes diseñados según [18].

Para diseñar $Z_v(z)$, a continuación se propone analizar el comportamiento en régimen permanente de los inversores conectados en paralelo, para lo cual se determinaron por simulación en PSIM, la regulación de tensión y la corriente de circulación para distintas magnitudes de $Z_v(z)$.

III. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Para realizar las simulaciones del sistema se utilizó el software de simulación de circuitos eléctricos PSIM, en el cual se implementaron dos inversores monofásicos con sus respectivas estrategias de control, pero utilizando una misma señal de referencia para los dos inversores, teniendo como objetivo evaluar en primer instancia el comportamiento en régimen permanente de la corriente de circulación y la regulación de tensión.

A. Consideraciones para el análisis

Para realizar las simulaciones se debió introducir en el esquema de PSIM una diferencia paramétrica entre los dos

inversores conectados en paralelo, de manera de obtener una mejor aproximación del comportamiento del sistema.

Considerando que la estrategia de control es diseñada para implementarse en un procesador digital, no hay diferencias paramétricas entre los controladores de cada inversor, siendo además las tensiones de las barras de CC iguales, el único factor que influye significativamente en la circulación de corriente son las diferencias en los parámetros de los circuitos de medición de tensión [7]. Es razonable establecer hasta un 1% de diferencia entre las ganancias de los circuitos de medición de tensión, ya que la tolerancia de los componentes que conforman tales circuitos puede presentar una diferencia dentro de este orden de magnitud. Esto se debe a que el TCR (por sus siglas en inglés, *Temperature Coefficient of Resistance*) de resistores utilizados en estos circuitos puede causar diferencias dentro del 1% respecto de su valor a temperatura ambiente [7].

En función de la diferencia especificada, en la Tabla I se define la ganancia del sensor utilizado en el inversor 2 H_{v2} , introduciendo esta diferencia paramétrica en el esquema de PSIM.

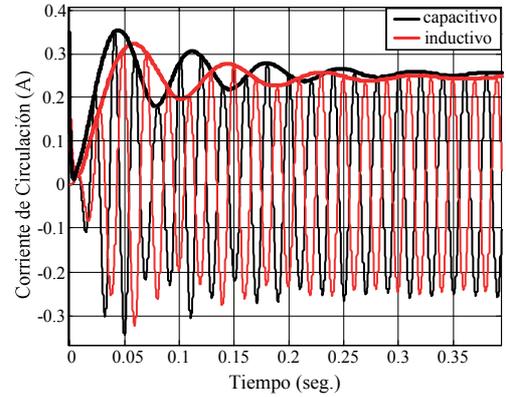


Fig. 4. Respuesta dinámica de la corriente de circulación utilizando $|Z_v(j\omega)| = 6 \Omega$, con los ángulos límites anteriormente definidos.

Otra cuestión importante a tener en cuenta es que no es posible implementar características inductivas ni capacitivas puras, ya que el sistema compuesto por los inversores conectados en paralelo resulta inestable. Este efecto puede observarse a partir de analizar la dinámica de la corriente de circulación a partir de un modelo dinámico de todo el sistema, o a partir de la simulación numérica implementando las características de impedancias virtuales mencionadas.

De los resultados de simulación se determinó que para el caso de impedancia virtual predominantemente inductiva, el ángulo ϕ que garantiza un amortiguamiento aceptable de la corriente de circulación es $\phi_{lim} = 70^\circ$, mientras que para una impedancia virtual predominantemente capacitiva $\phi_{lim} = -80^\circ$, siendo los resultados de las corrientes de circulación junto con sus envolventes para cada caso presentadas en la Fig. 4.

B. Análisis de los resultados

Obteniendo los resultados de simulación utilizándose valores de $|Z_v(j\omega)|$ de 1 a 12 Ω con las características de fase ϕ_{lim} para cada caso particular, se presentan en la Fig. 5 los

valores porcentuales de corriente de circulación y la regulación de tensión sobre la carga en función de la variación de la impedancia virtual. Para calcular la corriente de circulación se utiliza la siguiente expresión

$$i_{cir} = (i_{L1} - i_{L2}) / 2, \quad (11)$$

y el valor porcentual se determina de la siguiente forma:

$$I_{cir} (\%) = \frac{I_{cir}}{I_{base}} 100\%. \quad (12)$$

Donde I_{cir} es el valor pico de i_{cir}

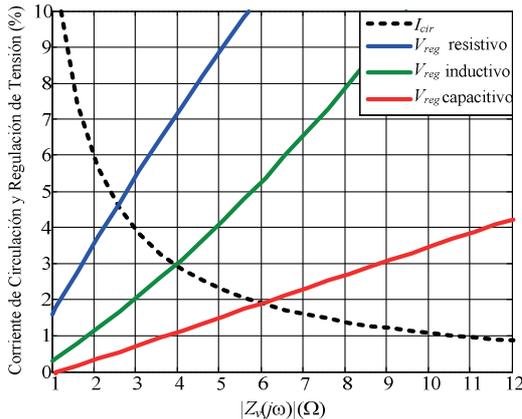


Fig. 5. Corriente de circulación porcentual y regulación de tensión obtenidos de los resultados de simulación en PSIM para los tres casos de impedancia virtual, siendo para el caso predominantemente inductiva $\phi_{im}=70^\circ$ y para el predominantemente capacitiva $\phi_{im}=-80^\circ$.

Como se puede apreciar de los resultados presentados en la Fig. 5, la corriente de circulación para los tres casos es la misma, ya que esta depende únicamente de la magnitud de la impedancia de salida, mientras que la regulación de tensión tiene el mejor comportamiento para el caso de impedancia virtual predominantemente capacitiva, siendo el peor caso el de impedancia virtual resistiva.

De este análisis es posible concluir que para el caso de inversores conectados en paralelo para UPS de doble conversión, la mejor regulación de tensión sobre la carga se obtiene cuando la impedancia de salida es predominantemente capacitiva.

Para validar el funcionamiento de la estrategia de control *droop* con impedancia virtual predominantemente capacitiva, además de compararla con la característica de impedancia virtual inductiva, en la siguiente sección se presentan resultados experimentales obtenidos con un prototipo de dos inversores conectados en paralelo.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Cada uno de los inversores utilizados en el prototipo experimental tiene una potencia nominal de 1 kVA. La estrategia de control se implementó en un controlador digital de señales TMS320F28335 operando a 150 MHz con aritmética de punto flotante.

Para el diseño de la ganancia del controlador *droop*, m , es posible analizar la ubicación de los polos dominantes del

sistema (los cuales se corresponden con las dinámicas de la corriente de circulación) en función de esta ganancia [22, 23], y a partir de este lugar de raíces escoger el valor de m que logre un amortiguamiento adecuado de las potencias activas entregadas por cada inversor obtenida al momento de la puesta en paralelo de los mismos.

Los resultados con carga no lineal fueron obtenidos utilizándose la carga no lineal de referencia especificada por la norma IEC 62040-3, resumiendo sus parámetros en la Tabla I.

Todos los ensayos en vacío reportaron una tensión de salida de 220V *rms*, de acuerdo a la calibración inicial realizada con el ajuste de K_{ref} aplicando la ecuación (7).

A. Ensayos con carga lineal

En los oscilogramas de la Fig. 6 y la Fig. 7 se observan la tensión de salida v_o , las corrientes en los inductores i_{L1} e i_{L2} y la corriente de circulación para los casos de impedancia virtual predominantemente capacitiva e inductiva, respectivamente.

Como es posible observar en estos resultados, la regulación de tensión para el caso de impedancia virtual predominantemente inductiva es de 5%, mientras que para el caso predominantemente capacitivo es de 1,81%, mientras que la corriente de circulación es similar en ambos casos y representa al 7,97% considerando el valor *rms* de toda la señal en lugar del de la componente fundamental, que es con el cual se computaron los valores en la simulación de acuerdo a (12).

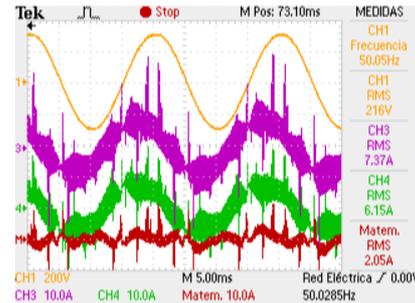


Fig. 6. Ensayo con carga lineal: $|Z_v(j\omega)| = 6\Omega$ predominantemente capacitiva. Tensión sobre la carga (CH1), corriente de circulación (Matem.) y corrientes i_{L1} (CH3) e i_{L2} (CH4).

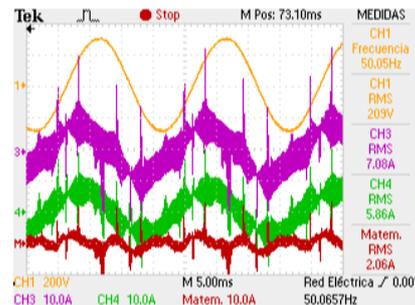


Fig. 7. Ensayo con carga lineal: $|Z_v(j\omega)| = 6\Omega$ predominantemente inductiva. Tensión sobre la carga (CH1), corriente de circulación (Matem.) y corrientes i_{L1} (CH3) e i_{L2} (CH4).

B. Ensayos con carga no lineal

En el oscilograma de la Fig. 8 se observa el comportamiento en régimen permanente de las principales variables eléctricas de los inversores alimentando una carga no

lineal de referencia, para el caso en que la impedancia virtual es predominantemente capacitiva, donde se observa que prácticamente se mantienen las características de regulación de tensión (0,9%) y corriente de circulación observadas para el caso de carga lineal (7,54%).



Fig. 8. Ensayo con carga no lineal: $|Z_v(j\omega)| = 6\Omega$ predominantemente capacitiva. Tensión sobre la carga (CH1), corriente de circulación (Matem.) y corrientes i_{L1} (CH3) e i_{L2} (CH4).

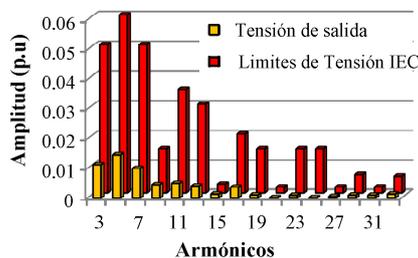


Fig. 9. Contenido armónico individual de la tensión sobre la carga observada en el oscilograma de la Fig. 8.

El contenido armónico individual de la tensión sobre la carga observada en la Fig. 8 se presenta en la Fig. 9, en la cual se verifica el cumplimiento de la norma IEC 62040-3 por estar los armónicos de la tensión de salida por debajo de los límites establecido por la norma IEC 61000-2-2, además de presentar un $THD_v = 2,36\%$, cumpliendo así con la norma IEEE 519.

V. CONCLUSIONES

En este trabajo se propuso una estrategia de control *droop* que combina múltiples controladores resonantes en el lazo de control de tensión con un lazo de impedancia virtual capacitivo, ajustando con este último la impedancia de salida a frecuencia fundamental. Con los controladores resonantes en el lazo de tensión se logra una reducida impedancia de salida a frecuencias armónicas de la fundamental para cumplir con la norma IEC 62040-3 cuando se alimentan cargas lineales y no lineales.

A partir de un análisis de regulación de tensión y corriente de circulación obtenidos de resultados de simulación, se demostró que el caso de impedancia virtual predominantemente capacitivo obtiene mejor regulación que los casos predominantemente inductivo o resistivo.

Mediante resultados experimentales se demostró que la estrategia logra el funcionamiento en paralelo de los inversores sin comunicación de datos.

REFERENCIAS

- [1] B. Kroposki, R. Lasseter, T. Ise, S. Morozumi, S. Papathanassiou, and N. Hatziaargyriou, "Making microgrids work," IEEE Power and Energy Magazine, vol. 6, pp. 40-53, 2008.
- [2] M. J. Ryan, W. E. Brumsickle, and R. D. Lorenz, "Control topology options for single-phase UPS inverters," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 33, pp. 493-501, 1997.
- [3] J. Holtz and K. H. Werner, "Multi-inverter UPS system with redundant load sharing control," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 37, pp. 506-513, 1990.
- [4] H. Han, X. Hou, J. Yang, J. Wu, M. Su, and J. M. Guerrero, "Review of power sharing control strategies for islanding operation of AC microgrids," Smart Grid, IEEE Transactions on, vol. 7, pp. 200-215, 2016.
- [5] J. M. Guerrero, H. Lijun, and J. Uceda, "Control of Distributed Uninterruptible Power Supply Systems," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 55, pp. 2845-2859, 2008.
- [6] H. Jinwei and L. Yun Wei, "Analysis, Design, and Implementation of Virtual Impedance for Power Electronics Interfaced Distributed Generation," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 47, pp. 2525-2538, 2011.
- [7] T. B. Lazzarin, "Paralelismo de inversores de tensão," Phd., Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2010.
- [8] M. C. Chandorkar, D. M. Divan, and R. Adapa, "Control of parallel connected inverters in standalone AC supply systems," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 29, pp. 136-143, 1993.
- [9] Z. Qing-Chang and G. Weiss, "Synchronverters: Inverters That Mimic Synchronous Generators," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 58, pp. 1259-1267, 2011.
- [10] B. Johnson, S. Dhople, A. Hamadeh, and P. Krein, "Synchronization of Parallel Single-Phase Inverters With Virtual Oscillator Control," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. PP, pp. 1-1, 2014.
- [11] P. Kundur, N. J. Balu, and M. G. Lauby, Power system stability and control vol. 7: McGraw-hill New York, 1994.
- [12] Q. C. Zhong and Y. Zeng, "Universal Droop Control of Inverters With Different Types of Output Impedance," IEEE Access, vol. 4, pp. 702-712, 2016.
- [13] J. M. Guerrero, L. Garcia de Vicuna, J. Matas, M. Castilla, and J. Miret, "Output Impedance Design of Parallel-Connected UPS Inverters With Wireless Load-Sharing Control," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 52, pp. 1126-1135, 2005.
- [14] D. De and V. Ramanarayanan, "Decentralized Parallel Operation of Inverters Sharing Unbalanced and Nonlinear Loads," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 25, pp. 3015-3025, 2010.
- [15] Y. Chen, J. Guerrero, Z. Shuai, Z. Chen, L. Zhou, and A. Luo, "Fast reactive power sharing, circulating current and resonance suppression for parallel inverters using resistive-capacitive output impedance," 2015.
- [16] L. Lin, H. Ma, and Z. Bai, "An Improved Proportional Load-Sharing Strategy for Meshed Parallel Inverters System With Complex Impedances," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, pp. 7338-7351, 2017.
- [17] R. E. Carballo, F. Botterón, G. G. Oggier, and G. O. García, "Estrategia de Control Droop con Reducido Número de Sensores Para Inversores en UPS," presented at the IEEE ARGENCON 2016, Buenos Aires, 2016.
- [18] R. E. Carballo, F. Botterón, G. G. Oggier, and G. O. García, "Design approach of discrete-time resonant controllers for uninterruptible power supply applications through frequency response analysis," IET Power Electronics, vol. 9, pp. 2871-2879, 2016.
- [19] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. Lopez, J. Malvar, and P. Fernandez-Comesaña, "Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controllers," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 25, pp. 1692-1712, 2010.
- [20] Y. Yunhu, Z. Keliang, C. Ming, and Z. Bin, "Phase Compensation Multiresonant Control of CVC PWM Converters," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 28, pp. 3923-3930, 2013.
- [21] R. Majumder, A. Ghosh, G. Ledwich, and F. Zare, "Load sharing and power quality enhanced operation of a distributed microgrid," Renewable Power Generation, IET, vol. 3, pp. 109-119, 2009.
- [22] N. Pogaku, M. Prodanovic, and T. C. Green, "Modeling, Analysis and Testing of Autonomous Operation of an Inverter-Based Microgrid," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 22, pp. 613-625, 2007.
- [23] R. E. Carballo, "Estrategias de control para la conexión en paralelo de inversores en UPS," Tesis doctoral, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Río Cuarto, Río Cuarto, 2017.

