

# Digital Control of a Three-Phase Four-Leg Inverter to Feeds Non-Linear Loads

E. Oggier, F. Botterón, *Member, IEEE*, J. E. Ochoa Sosa, G. G. Oggier, *Member, IEEE*, and G. García, *Senior Member, IEEE*

**Abstract**— This paper presents a new control strategy for three-phase four-leg inverters, to meet the requirements of total and individual harmonic content imposed by IEC 61000-2-2 when the inverter feeds a non-linear reference load defined by IEC 62040-3. The analysis and design of the controllers are based on a discrete-time model, developed in the  $\alpha\beta 0$  reference frame. The proposed control strategy consists of an inner current control loop and an outer loop to control the phase voltages, using Proportional-Resonant controllers. The concept of harmonic impedance, proposed initially for single-phase inverters, is used to tune the controllers. Simulation and experimental results are presented to validate the harmonic impedance obtained and the design of the proposed control strategy when the inverter feeds non-linear loads.

**Index Terms**—Inverters, Four-Leg VSI, output impedance, non-linear loads, IMP.

## I. INTRODUCCIÓN

Los inversores utilizados para alimentar cargas aisladas de la red eléctrica convencional, tanto en generación distribuida (DG), como en sistemas de alimentación ininterrumpida (UPS), deben cumplir con requerimientos mínimos de calidad de energía, especificados en normas internacionales como por ejemplo la IEC 62040-3 [1]. Debido a que las cargas de estos inversores pueden ser lineales, no lineales, trifásicas o monofásicas, se requiere de un cuarto conductor de neutro para la circulación de corrientes de secuencia cero.

Entre las topologías electrónicas de cuatro hilos, que no emplean un costoso y pesado transformador  $\Delta/Y$  a la salida, se encuentra el inversor de tres piernas con un divisor capacitivo, *Split-DC Link* [2]; y el inversor de cuatro piernas [3].

El inversor de cuatro piernas presenta ventajas frente a la topología *Split-DC Link*, ya que permite reducir cuatro veces el tamaño del banco de capacitores y mejorar el aprovechamiento de la tensión de la barra de CC en un 15% [4].

Para controlar la tensión de salida de inversores de cuatro piernas en aplicaciones aisladas de la red eléctrica, se han propuesto diferentes estrategias de control, tanto para operar en el referencial sincrónico  $dq0$  [3], [5]–[8], como en referenciales

estacionarios,  $abc$  o  $\alpha\beta 0$  [4], [9]–[18].

El referencial sincrónico presenta la desventaja de que las variables de los ejes  $d$  y  $q$  se encuentran acopladas entre sí, lo que dificulta el diseño de los controladores [3].

En el referencial estacionario, se han propuesto estrategias de control que pueden clasificarse en aquellas basadas en controladores lineales y no lineales.

Dentro de las estrategias que emplean controladores no lineales, se encuentran las basadas en *Sliding Mode Control* (SMC) [4] e histéresis [19], los cuales presentan la desventaja de que la frecuencia de conmutación del inversor es variable.

Entre las estrategias que emplean controladores lineales, se encuentran los basados en *dead-beat* (DB) [13] y predictivos basados en modelo (MPC) [9], [11], [12]. Estos presentan la desventaja de que requieren conocer precisamente los valores de todos los parámetros del sistema [4], además los basados en MPC requieren de un elevado costo computacional.

Dentro de los que emplean controladores lineales se encuentran también los basados en el Principio del Modelo Interno (PMI); como los repetitivos [14], [15] y resonantes [10], [16]–[18], los cuales consiguen reducir la impedancia de salida del inversor en cada frecuencia en la que se agregue un estado resonante [20], reduciendo en estas frecuencias la caída de tensión interna producida por la circulación de corrientes de carga lineales y no lineales.

En [14] y [15], se propone utilizar controladores repetitivos para reducir la distorsión armónica total (THD) de las tensiones de fase, cuando el inversor alimenta cargas no lineales. Sin embargo, el elevado atraso de fase que introducen estos controladores debido a los polos distribuidos en el círculo unitario del plano  $z$ , compromete la respuesta dinámica y márgenes de estabilidad del sistema [14]. Este mismo problema ocurre cuando se emplean una elevada cantidad de controladores resonantes para lograr un reducido THD [16], lo que a su vez incrementa el costo computacional del controlador.

En este trabajo, se emplea una estrategia de control que posee un doble lazo de realimentación; uno interno de control de corriente de los inductores y otro externo de control de las tensiones de fase, empleando controladores proporcionales resonantes (PR) en configuración *plug-in*. Estos controladores son diseñados a partir del modelo en tiempo discreto del inversor en el referencial  $\alpha\beta 0$ , considerando los atrasos de fase introducidos por la implementación digital.

También, se propone extender a inversores trifásicos de cuatro piernas el concepto de impedancia armónica definido en [20] para inversores monofásicos. El principal objetivo es poder sintetizar, a través de la estrategia de control, la impedancia de salida del inversor para lograr en cada frecuencia armónica una

Este trabajo fue soportado por la Secretaría de Ciencia y Técnica de la Universidad Nacional de Río Cuarto (SeCyT, UNRC), la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (FONCyT) a través del proyecto PICT 1663/2016 y la Red MEIHAPER CYTED.

E. Oggier Instituto de Investigaciones en Tecnologías Energéticas y Materiales Avanzados (IITEMA), UNRC, CONICET, Córdoba, Argentina (e-mail: eliasoggier@gmail.com).

F. Botterón, Instituto de materiales de Misiones (IMAM), UNAM, CONICET, Misiones, Argentina

J. Ochoa Sosa, IITEMA, UNRC, CONICET, Córdoba, Argentina

G. Oggier, IITEMA, UNRC, CONICET, Córdoba, Argentina

G. García, IITEMA, UNRC, CONICET, Córdoba, Argentina

magnitud inferior a la impedancia necesaria para cumplir las normas internacionales de calidad de energía, IEC 61000-2-2 [21] e IEC 62040-3 [1], cuando se alimentan cargas no lineales. A diferencia de los trabajos citados que emplean controladores resonantes, la estrategia propuesta garantiza el cumplimiento de los límites impuestos por la norma, utilizando la menor cantidad de controladores resonantes. De esta manera se logra maximizar los márgenes de estabilidad y reducir los requerimientos computacionales para implementar la ley de control.

El desempeño de la estrategia de control se valida mediante resultados de simulación y experimentales obtenidos con un prototipo experimental de 5 kVA, siguiendo los procedimientos indicados en la norma IEC 62040-3.

## II. MODELO PROMEDIADO DEL INVERSOR DE 4 PIERNAS

En la Fig. 1 se muestra el esquema del inversor trifásico de cuatro piernas analizado en este trabajo, el cual posee un filtro  $LC$  conectado a la salida. Para generar las señales PWM de activación de los transistores de potencia, se utiliza un esquema de modulación vectorial en tres dimensiones (3D-SVM) [3].

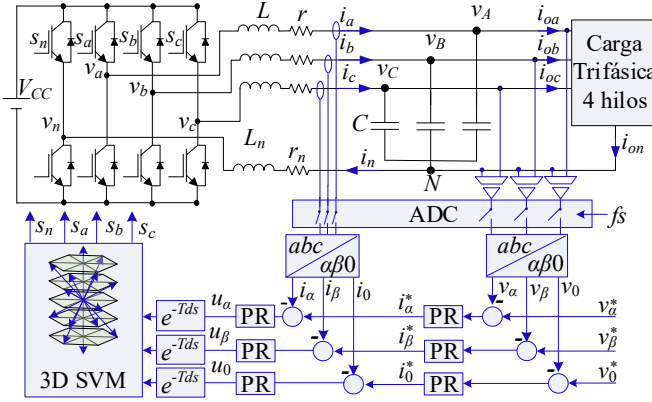


Fig. 1. Inversor trifásico de cuatro piernas y estrategia de control.

El conductor de neutro se conecta al punto medio de la cuarta pierna mediante una inductancia de neutro  $L_n$ , las resistencias de los inductores de fase y de neutro, se representan como  $r$  y  $r_n$ , respectivamente y el inversor se alimenta de una fuente de tensión ideal,  $V_{CC}$ . En la Tabla 1, se detallan los parámetros del inversor considerados en este trabajo.

TABLA I  
PARÁMETROS DEL SISTEMA

Símbolo	Parámetro	Valor
$S_{nom}$	Potencia nominal	5 kVA
$V_{nom}$	Tensión de fase RMS	220 V
$R_{nom}$	Resistencia de carga nominal	29 $\Omega$
$f_1$	Frecuencia fundamental	50 Hz
$L, L_n$	Inductancias de fase y neutro	600 $\mu$ H, 548 $\mu$ H
$r, r_n$	Resistencias parásitas de inductores	0.2 $\Omega$ , 0.15 $\Omega$
$C$	Capacitores de salida	48 $\mu$ F
$f_s$	Frecuencia de conmutación y muestreo	20 kHz
$C_c$	Capacitor de la carga no lineal	2300 $\mu$ F
$R_s$	Resistencia serie de la carga no lineal	1.2 $\Omega$
$R_l$	Resistencia de carga de la carga no lineal	65.2 $\Omega$

En algunos trabajos, la inductancia de neutro se considera opcional [13]. Sin embargo, dimensionando esta inductancia

con un valor adecuado, puede disminuirse el rizado de la corriente de neutro originado por la modulación del inversor [9]. Por otra parte, un incremento del valor de  $L_n$ , reducirá la frecuencia de resonancia que se produce en el eje 0, lo cual no es deseable desde el punto de vista del control [25]. A partir de esta relación de compromiso, en este trabajo se dimensionó esta inductancia para que su frecuencia de resonancia resulte una década superior a la frecuencia  $f_1$ .

### A. Modelo Promediado de la Planta en Tiempo Continuo

En [22] se obtiene el circuito promediado del inversor de cuatro piernas mostrado en la Fig. 1, al cual se la aplica la leyes de Kirchoff para obtener el conjunto de ecuaciones de estados (1) asumiendo que  $f_s \gg f_1$ , donde  $u_{an}$ ,  $u_{bn}$  y  $u_{cn}$  son las coordenadas del vector de referencia de la modulación vectorial en el referencial  $abc$ . Aplicando a cada término de (1) la transformada de Clarke invariante en amplitud (2), se obtiene el conjunto de ecuaciones de estado representado en (3).

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_n \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_n \\ i_n \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} + V_{CC} \begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} - r \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - r_n \begin{bmatrix} i_n \\ i_n \\ i_n \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$C \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \\ i_{oc} \end{bmatrix}$$

$$T_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} + L_n \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 3i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} + V_{CC} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} - r \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} - r_n \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 3i_0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$C \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{o\alpha} \\ i_{o\beta} \\ i_{o0} \end{bmatrix}$$

A diferencia de la transformada de Park, la transformada de Clark permite desacoplar el sistema [13], como puede notarse en las expresiones indicadas en (3), donde las variables de cada uno de los ejes  $\alpha$ ,  $\beta$  y 0 son independientes entre sí. Este resultado permite subdividir el sistema y obtener el modelo en espacio de estados dado en (4), donde  $u_y(t)$  son las coordenadas del vector de referencia de la modulación vectorial en el referencial  $\alpha\beta 0$ .

La carga del inversor,  $i_{oy}(t)$ , se considera como una entrada de perturbación y la misma puede ser lineal, no lineal, equilibrada o desequilibrada. Con el objetivo de analizar la estabilidad del sistema y diseñar los controladores para diferentes condiciones de carga, se considera una carga lineal equilibrada de valor  $R$ , la cual se incluye en la matriz A, luego de reemplazar  $i_{oy} = v_y/R$ . Siendo  $R=R_{nom}$  para carga nominal, y  $R=R_{vacio}=1 \text{ M}\Omega$  para la operación en vacío.

$$\dot{\mathbf{x}}_y(t) = \mathbf{A}_y \mathbf{x}_y(t) + \mathbf{B} u_y(t) + \mathbf{D} i_{oy}(t), \quad (y=\alpha, \beta, 0). \quad (4)$$

donde,

$$\mathbf{x}_y = [v_y \quad i_y]^T; \mathbf{B} = [0 \quad V_{cc}/L]^T; \mathbf{D} = [-1/C \quad 0]^T;$$

$$\mathbf{A}_\alpha = \mathbf{A}_\beta = \begin{bmatrix} 1/(RC) & 1/C \\ -1/L & -r/L \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}_0 = \begin{bmatrix} 1/(RC) & 1/C \\ -1/(L+3L_n) & -(r+3r_n)/(L+3L_n) \end{bmatrix}.$$

### B. Modelo del Inversor de Cuatro Piernas en Tiempo Discreto

Debido a que la acción de control se implementa en un controlador digital, es necesario obtener un modelo del inversor en tiempo discreto, considerando el retardo de transporte  $T_d$ , que introduce la implementación digital. Este retardo es el que transcurre entre los instantes en los que se lleva a cabo el muestreo ( $kT$ ), y aquellos en donde se actualiza el vector de referencia de la modulación; durante este intervalo, la componente  $y$  del vector de referencia anterior,  $u_y[(k-1)T]$ , es el que genera la modulación del inversor, mientras que la componente actual,  $u_y[kT]$ , se utiliza luego del tiempo  $T_d=T/2$ .

Para obtener el modelo discreto del sistema, se resuelve (4) a lo largo de un período de muestreo, resultando en (5). Luego, resolviendo las integrales, se obtiene la ecuación en espacio de estados (6), la cual depende de la señal de control en el instante de muestreo actual y anterior.

Para obtener la ecuación en espacio de estados en su forma estándar, se define a la señal de control en el instante de muestreo anterior ( $u_y[(k-1)T]$ ), como una nueva variable de estado ( $u_{Dy}[kT]$ ), resultando en (7), a partir de la cual se obtiene el modelo de la planta en espacio de estados indicado en (8).

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_y[(k+1)T] &= e^{\mathbf{A}_y T} \mathbf{x}_y[kT] + \int_0^{T_d} e^{\mathbf{A}_y(T-\tau)} d\tau \mathbf{B} u_y[(k-1)T] \\ &+ \int_0^{T-T_d} e^{\mathbf{A}_y(T_d-\tau)} d\tau \mathbf{B} u_y[kT] + \int_0^T e^{\mathbf{A}_y(T-\tau)} d\tau \mathbf{D} i_{oy}[kT], \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_y[(k+1)T] &= e^{\mathbf{A}_y T} \mathbf{x}_y[kT] + \mathbf{A}_y^{-1} [e^{\mathbf{A}_y T_d} - \mathbf{I}] \mathbf{B} u_y[(k-1)T] \\ &+ \mathbf{A}_y^{-1} [e^{\mathbf{A}_y(T-T_d)} - \mathbf{I}] \mathbf{B} u_y[kT] + \mathbf{A}_y^{-1} [e^{\mathbf{A}_y T} - \mathbf{I}] \mathbf{D} i_{oy}[kT], \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_y[(k+1)T] &= e^{\mathbf{A}_y T} \mathbf{x}_y[kT] + \mathbf{A}_y^{-1} [e^{\mathbf{A}_y T_d} - \mathbf{I}] \mathbf{B} u_{Dy}[kT] \\ &+ \mathbf{A}_y^{-1} [e^{\mathbf{A}_y(T-T_d)} - \mathbf{I}] \mathbf{B} u_y[kT] + \mathbf{A}_y^{-1} [e^{\mathbf{A}_y T} - \mathbf{I}] \mathbf{D} i_{oy}[kT], \end{aligned} \quad (7)$$

$$u_{Dy}[(k+1)T] = u_y[kT].$$

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\phi}_y[(k+1)T] &= \mathbf{G}_y \boldsymbol{\phi}_y[kT] + \mathbf{H}_y u_y[kT] + \mathbf{F}_y i_{oy}[kT], \\ v_y(kT) &= \mathbf{C}_v \boldsymbol{\phi}_y(kT), \\ i_y(kT) &= \mathbf{C}_i \boldsymbol{\phi}_y(kT), \end{aligned} \quad (8)$$

donde,

$$\boldsymbol{\phi}_y = \begin{bmatrix} v_y \\ i_y \\ u_{Dy} \end{bmatrix}; \mathbf{G}_y = \begin{bmatrix} e^{\mathbf{A}_y T} & \mathbf{A}_y^{-1} [e^{\mathbf{A}_y T_d} - \mathbf{I}] \mathbf{B} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{H}_y = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_y^{-1} [e^{\mathbf{A}_y(T-T_d)} - \mathbf{I}] \mathbf{B} \\ 1 \end{bmatrix}; \mathbf{F}_y = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_y^{-1} [e^{\mathbf{A}_y T} - \mathbf{I}] \mathbf{D} \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C}_v = [1 \quad 0 \quad 0]; \mathbf{C}_i = [0 \quad 1 \quad 0].$$

Considerando  $i_{oy}(kT)=0$  y aplicando la transformada  $z$  a la ecuación de estado (8), pueden obtenerse las funciones de transferencia de la planta para cada uno de los ejes, las que relacionan cada una de las coordenadas del vector de referencia  $U_y(z)$  con las variables de estado. Estas funciones son las componentes de la siguiente matriz de transferencia,

$$\mathbf{P}_y(z) = (z\mathbf{I}_{3 \times 3} - \mathbf{G}_y)^{-1} \mathbf{H}_y = \begin{bmatrix} \frac{V_y(z)}{U_y(z)} \\ \frac{I_y(z)}{U_y(z)} \\ \frac{U_{Dy}(z)}{U_y(z)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{vy}(z) \\ P_{iy}(z) \\ 1/z \end{bmatrix}. \quad (9)$$

### III. ESTRATEGIA DE CONTROL

En esta sección se describe la estrategia de control propuesta en este trabajo, la cual posee un doble lazo de realimentación, un lazo interno de control de corriente de los inductores, y un lazo externo de control de las tensiones de fase, como se muestra en la Fig. 1, empleando en ambos lazos controladores Proporcional Resonante (PR). Los bloques  $abc/\alpha\beta 0$  representan la transformada de Clarke; mientras  $e^{-T_d s}$  representan los atrasos de fase introducidos por la implementación digital.

El lazo externo es el encargado del seguimiento de la referencia de tensión y del rechazo de perturbaciones de la tensión de salida causadas por la carga, generando las referencias de corriente para el lazo interno. Este último, tiene como objetivo amortiguar la dinámica del filtro  $LC$  de salida.

Se propone emplear la configuración *plug-in* de controladores PR, representados de manera genérica con el diagrama de bloques que se muestra en la Fig. 2. Esta configuración permite el diseño en dos etapas, primero se estabiliza la planta  $P_{xy}(z)$  con una ganancia proporcional,  $K_{Pxy}$ , y luego se incorpora la acción de control resonante  $R_{hxy}(z)$ , en las frecuencias  $\omega_{\tilde{h}} = 2\pi h f_i$  rad/seg, sin alterar la estabilidad alcanzada previamente [23], siendo  $h$  el orden del armónico a compensar.

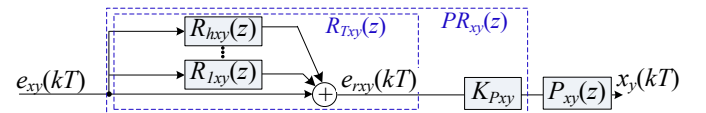


Fig. 2. Controlador PR en configuración Plug-in ( $x=y, i; y=\alpha, \beta, 0$ ).

La función de transferencia de los controladores resonantes se discretiza mediante la aproximación de primer orden (FOH), por presentar una buena correlación entre la respuesta en frecuencia en tiempo continuo y discreto [20], resultando,

$$R_{hxy}(z) = \frac{(z-1)^2}{Tz} Z \left\{ K_{r_{hxy}} \frac{s \cos(\theta_{hxy}) - \omega_h \sin(\theta_{hxy})}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_h^2} \right\} \quad (10)$$

donde  $K_{r_{hxy}}$  determina la velocidad de convergencia del error de seguimiento,  $\theta_{hxy}$  es la fase que el controlador resonante debe aportar en  $\omega_h$  para compensar el atraso de fase de la planta y  $\omega_c$  es un factor de amortiguamiento que reduce la selectividad del controlador resonante facilitando su implementación digital. En este trabajo se emplea  $\omega_c = 0.5 \text{ rad/seg}$  [20].

La función de transferencia  $R_{Txy}(z)$ , correspondiente al bloque indicado en la Fig. 2, puede expresarse según (11), su representación en espacio de estados indicado en (12), se obtiene siguiendo el procedimiento descrito en [24].

$$R_{Txy}(z) = R_{1xy}(z) + \dots + R_{hxy}(z) + 1 = \frac{a_n z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_1 z + a_0}{z^n + b_{n-1} z^{n-1} + \dots + b_1 z + b_0}, \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{Rxy}[(k+1)T] &= \mathbf{A}_{Rxy} \mathbf{x}_{Rxy}[kT] + \mathbf{B}_{Rxy} E_{xy}[kT] \\ E_{Rxy}[kT] &= \mathbf{C}_{Rxy} \mathbf{x}_{Rxy}[kT] + D_{Rxy} E_{xy}[kT], \end{aligned} \quad (12)$$

donde,

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{Rxy} &= \begin{bmatrix} x_{1Rxy} \\ \vdots \\ x_{(n-1)Rxy} \end{bmatrix}; \mathbf{A}_{Rxy} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(n-1)*1} & \mathbf{I}_{(n-1)*(n-1)} \\ -b_0 & -b_1 \cdots -b_{n-1} \end{bmatrix}; \\ \mathbf{B}_{Rxy} &= \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(n-1)*1} \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}; \mathbf{C}_{Rxy} = [a_0 - b_0 a_n \quad \cdots \quad a_{n-1} - b_{n-1} a_n]; \\ D_{Rxy} &= a_n. \end{aligned}$$

#### A. Impedancia Armónica para Inversores de 4 Piernas

Cuando el inversor alimenta una carga no lineal, las componentes armónicas de la corriente de carga producirán en la impedancia de salida del inversor, caídas de tensión de frecuencia  $hfi$ , distorsionando las formas de onda de las tensiones de fase. Si esta distorsión es elevada podrá no cumplirse con las normas de calidad de energía.

El concepto de impedancia armónica fue propuesto originalmente para inversores monofásicos en [20], cuyo objetivo es poder sintetizar a través de la estrategia de control, la impedancia de salida del inversor, para lograr en cada frecuencia armónica una magnitud inferior a la impedancia que se especifica a partir de las normas IEC 61000-2-2 [21] e IEC 62040-3 [1], pudiendo calcularse como,

$$|Z_h| = |v_{h,lim}| / |i_{oh}|, \quad (13)$$

donde  $|v_{h,lim}|$  es la magnitud de los límites individuales de tensión armónica, evaluado en la frecuencia  $hfi$ , indicados en la norma IEC 61000-2-2 en función del valor pico de la tensión nominal. Mientras que  $|i_{oh}|$  es la magnitud de cada armónico de la corriente de carga, en la frecuencia  $hfi$ , consumida por una

carga no lineal normalizada en IEC 62040-3, al ser alimentada por una fuente de tensión sinusoidal sin distorsión.

La carga no lineal normalizada, consiste en un rectificador monofásico de puente completo, cuyos parámetros,  $C_c$ ,  $R_s$  y  $R_l$ , se diseñan según la norma IEC 62040-3 y se detallan en la Tabla I. Esta norma indica que, en inversores trifásicos con acceso al neutro, los ensayos deben realizarse utilizando tres cargas no lineales normalizadas, idénticas por cada fase.

En las Fig. 3 (a) y Fig. 3 (b) se muestran las corrientes de carga  $i_{oy}$ , en el referencial  $abc$  (con  $y=a, b, c$ ) y en el referencial  $\alpha\beta 0$  (con  $y= \alpha, \beta, 0$ ), respectivamente. En la Fig. 4 se muestra el contenido armónico correspondiente al referencial  $\alpha\beta 0$ . Puede observarse que las corrientes  $i_{o\alpha}$  e  $i_{o\beta}$  no poseen las componentes correspondientes a los múltiplos impares de los terceros armónicos. Estas componentes circulan por el conductor de neutro y por lo tanto están presentes solo en  $i_{o0}$ .

Al emplear la transformada de Clarke invariante en amplitud, los límites de distorsión armónica expresados en el referencial  $abc$ , resultan iguales a los expresados en el referencial  $\alpha\beta 0$ . Lo anterior puede expresarse como  $|v_{h,lim,abc}| = |v_{h,lim,\alpha\beta 0}|$ . Por lo tanto, la magnitud de las impedancias armónicas en el referencial  $\alpha\beta 0$ ,  $|Z_{hy}|$ , con  $y= \alpha, \beta, 0$ , pueden calcularse de acuerdo a (13).

Estas impedancias serán utilizadas en las siguientes secciones para diseñar los controladores resonantes empleados en la compensación de armónicos.

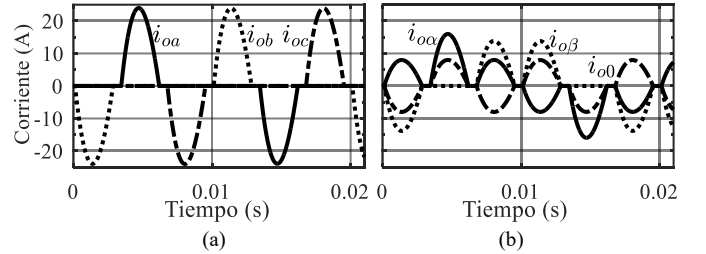


Fig. 3. Corrientes consumidas por la carga no lineal normalizada. a) Referencial  $abc$ , b) referencial  $\alpha\beta 0$ .

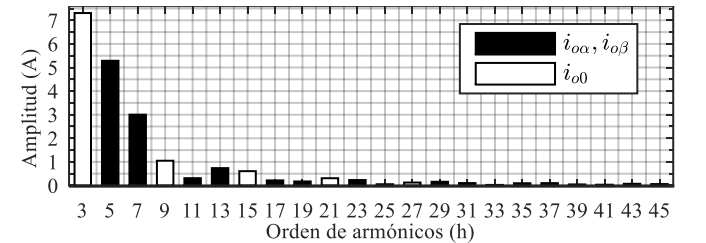


Fig. 4. FFT de las corrientes armónicas consumidas por la carga no lineal.

## IV. DISEÑO DEL LAZO INTERNO DE CONTROL DE CORRIENTE

En esta sección se describe el diseño de los controladores  $PR_{iy}(z)$ , indicados en la Fig. 2, para cada uno de los ejes.

#### A. Diseño de las Ganancias Proporcionales $K_{Pi y}$

La acción de control proporcional permite el amortiguamiento activo de la dinámica del filtro  $LC$ , mejorando la estabilidad relativa del sistema. La condición de menor amortiguamiento se corresponde cuando el inversor opera en vacío [20], para lo cual se resuelve (9) para  $R_{vacío} = 1 \text{ M}\Omega$ . La función de transferencia del lazo interno con control proporcional resulta,

$$G_{iyP}(z) = \left[ \frac{I_y(z)}{I_y^*(z)} \right]_P = \frac{K_{Piy} P_{iy}(z)}{(1 + K_{Piy} P_{iy}(z))} \quad (14)$$

Las ganancias  $K_{Piy}$  se diseñan para que los polos dominantes de la ecuación anterior alcancen el mayor amortiguamiento posible, lo cual puede demostrarse que se logra seleccionando:  $K_{Pi\alpha} = K_{Pi\beta} = 0.00774$  para los ejes  $\alpha$  y  $\beta$ ; y  $K_{Pi0} = 0.01887$ , para el eje 0, resultando en márgenes de fase de  $55^\circ$  y  $61.9^\circ$ , respectivamente.

### B. Diseño de los Controladores Resonantes $R_{liy}(z)$

Con los valores de  $K_{Piy}$  diseñados, se obtienen las respuestas en frecuencia de  $G_{iyP}(z)$  resultantes. En la Fig. 5 se muestran los resultados tanto para la operación del inversor con carga nominal,  $R=R_{nom}$ , como en vacío,  $R=R_{vacio}$ . Estas respuestas presentan una atenuación considerable en  $f_l$ , lo cual implica un elevado error de seguimiento de la referencia de corriente.

Para reducir este error, se incorpora un controlador resonante  $R_{liy}(z)$  en la frecuencia  $f_l$  en cada uno de los ejes, resultando en la función de transferencia  $R_{liy}(z)$ , indicada en (15), mientras que (16) y (17) representan las funciones de transferencia de lazo abierto y de lazo cerrado, respectivamente.

$$R_{liy}(z) = \frac{E_{Riy}(z)}{E_{iy}(z)} = (R_{liy}(z) + 1) \quad (15)$$

$$G_{iy,LA}(z) = \frac{I_y(z)}{E_{iy}(z)} = R_{liy}(z) K_{Piy} P_{iy}(z) \quad (16)$$

$$G_{iy}(z) = \frac{I_y(z)}{I_y^*(z)} = \frac{G_{iy,LA}(z)}{1 + G_{iy,LA}(z)} \quad (17)$$

### 1) Diseño de los aportes de fase $\theta_{liy}$

Dependiendo de la condición de carga del inversor, la fase de  $G_{iyP}(z)$  en  $f_l$  puede variar considerablemente, como se muestra en la Fig. 5. Por lo tanto, a fin de lograr una condición de compromiso entre ambas condiciones extremas de cargas, en este trabajo se especifica el aporte de fase como el valor negativo del promedio entre ambas condiciones,

$$\theta_{liy} = -\left( \angle G_{Rvacio}(e^{jT\omega_h}) + \angle G_{Rnom}(e^{jT\omega_h}) \right) / 2. \quad (18)$$

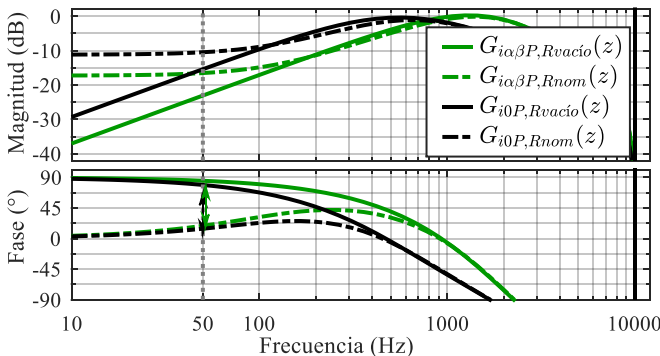


Fig. 5. Respuestas en frecuencia de  $G_{iyP}(z)$ , para carga nominal y vacío.

A partir de (18), con  $h=1$ ,  $x=i$ ,  $y=\alpha, \beta, 0$ , y evaluando la función de transferencia de lazo cerrado con control proporcional  $G_{iyP}(z)$  (14), resulta:  $\theta_{li\alpha} = \theta_{li\beta} = -51.8^\circ$  y  $\theta_{li0} = -41^\circ$

### 2) Diseño de las ganancias $K_{rliy}$

Las ganancias  $K_{rliy}$  se diseñan con el objetivo de que los errores de seguimiento se extingan lo más rápido posible, sin comprometer el margen de fase alcanzado con el controlador proporcional. Para ello se aumentan las ganancias hasta que los márgenes de fase comienzan a verse afectados, resultando que para  $K_{rli\alpha} = K_{rli\beta} = 1500$  y  $K_{rli0} = 1000$ , las respuestas en frecuencia de  $G_{iy,LA}(z)$ , en vacío, presentan márgenes de fase de  $53.6^\circ$  en los ejes  $\alpha$  y  $\beta$  y de  $60.1^\circ$  en el eje 0, similares a los obtenidos con el controlador proporcional. En la Fig. 6, se muestra la respuesta temporal de  $G_{iy}(z)$ , indicada en (17), para estos valores de ganancia, ante una referencia de corriente sinusoidal de frecuencia  $f_l$ . Puede observarse que el error de seguimiento se extingue en menos de dos ciclos y sin sobrepaso.

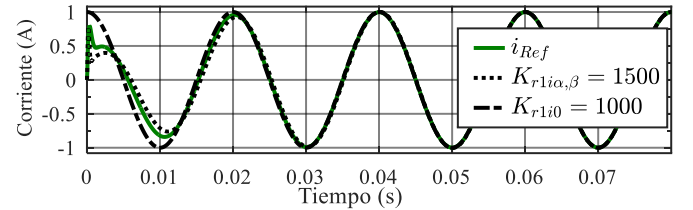


Fig. 6. Diseño de la ganancia  $K_{ry}$ . Seguimiento de referencia sinusoidal.

En la Fig. 7 se muestra el diagrama de bloques resultante para el lazo interno, incluyendo la representación en espacio de estados del bloque  $R_{liy}(z)$ , obtenida según (11) y (12). A partir de esta figura se obtiene la ecuación en espacio de estados indicada en (19).

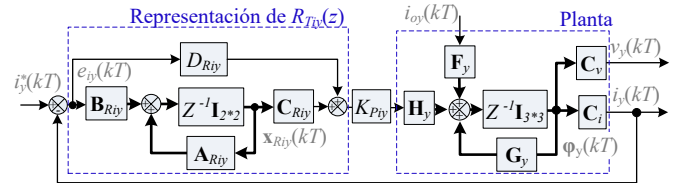


Fig. 7. Diagrama de bloques del lazo interno con controlador PR ( $\gamma=\alpha, \beta, 0$ ).

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{my}[(k+1)T] &= \mathbf{G}_{my} \mathbf{x}_{my}(kT) + \mathbf{H}_{my} i_y^*(kT) + \mathbf{F}_{my} i_{oy}(kT) \\ v_y(kT) &= \mathbf{C}_{mv} \mathbf{x}_{my}(kT), \\ i_y(kT) &= \mathbf{C}_{mi} \mathbf{x}_{my}(kT), \end{aligned} \quad (19)$$

donde,

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{my} &= \begin{bmatrix} \mathbf{G}_y - \mathbf{H}_y K_{Piy} D_{Riy} \mathbf{C}_i & \mathbf{H}_y K_{Piy} \mathbf{C}_{Riy} \\ -\mathbf{B}_{Riy} \mathbf{C}_i & \mathbf{A}_{Riy} \end{bmatrix}; \mathbf{x}_{my} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\phi}_y(kT) \\ \mathbf{x}_{Riy}(kT) \end{bmatrix}; \\ \mathbf{H}_{my} &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_y K_{Piy} D_{Riy} \\ \mathbf{B}_{Riy} \end{bmatrix}; \mathbf{F}_{my} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_y \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} \end{bmatrix}; \\ \mathbf{C}_{mv} &= [\mathbf{C}_v \quad \mathbf{0}_{1 \times 2}]; \mathbf{C}_{mi} = [\mathbf{C}_i \quad \mathbf{0}_{1 \times 2}]. \end{aligned}$$

## V. DISEÑO DEL LAZO EXTERNO DE CONTROL DE TENSIÓN

En esta sección se diseña el controlador para el lazo externo de tensión, con el objetivo de lograr un seguimiento de las referencias de tensión sin error en régimen permanente cuando el inversor alimenta cargas lineales, además de cumplir con los límites de distorsión armónica total e individual, impuestas por la norma IEC 61000-2 cuando el inversor alimenta cargas no lineales.

Para ello, se definen las plantas para el diseño del lazo externo,  $G_{vy}(z)$ , las cuales relacionan las corrientes de referencia,  $I_y^*(z)$ , con las tensiones de salida,  $V_y(z)$  (ver Fig. 7), aplicando transformada  $z$  a (19), con la condición  $i_{oy}=0$ ,

$$G_{vy}(z) = \frac{V_y(z)}{I_y^*(z)} = \mathbf{C}_{mv} (z\mathbf{I}_{5 \times 5} - \mathbf{G}_{my})^{-1} \mathbf{H}_{my}. \quad (20)$$

A continuación, se describe el procedimiento para diseñar los controladores del lazo externo.

### A. Diseño de las Ganancias Proporcionales $K_{Pvy}$

Estas ganancias se diseñan con el objetivo de estabilizar la planta y minimizar la cantidad de controladores resonantes necesarios para cumplir con la impedancia armónica definida anteriormente.

En la Fig. 8 se muestra el diagrama del lazo externo, en el cual se incorporó la ganancia  $K_{Pvy}$ . Considerando  $i_{oy}(kT)=0$ , se obtienen las funciones de transferencia de lazo abierto (21) y de lazo cerrado (22). A su vez, para la condición  $v_y^*(kT)=0$ , puede resolverse el sistema para obtener la función de transferencia de la impedancia de salida resultante,  $Z_{oPy}(z)$  indicada en (23),

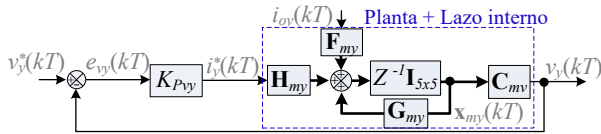


Fig. 8. Diagrama de bloques del lazo externo con controlador proporcional ( $y=\alpha, \beta, 0$ ).

$$G_{vyP,LA}(z) = \left[ \frac{V_y(z)}{E_{vy}(z)} \right]_p = K_{Pvy} G_{vy}(z), \quad (21)$$

$$G_{vyP}(z) = \left[ \frac{V_y(z)}{I_y^*(z)} \right]_p = \frac{G_{vyP,LA}(z)}{1 + G_{vyP,LA}(z)}, \quad (22)$$

$$Z_{oPy}(z) = \frac{V_y(z)}{I_{oy}(z)} = \mathbf{C}_{mv} (z\mathbf{I}_{5 \times 5} - \mathbf{G}_{my} + \mathbf{H}_{my} K_{Pvy} \mathbf{C}_{mv})^{-1} \mathbf{F}_{my}. \quad (23)$$

En la Fig. 9 se muestran las magnitudes de la impedancia armónica,  $|Z_{hy}|$  (barras en negro), definidas en la sección III.A, junto con las magnitudes de la impedancia de salida del inversor que resultan de evaluar  $|Z_{oPy}(e^{jT\omega_h})|$  para diferentes valores de  $K_{Pvy}$ .

En la Fig. 9 (a), se observa que para valores reducidos de ganancia, por ejemplo  $K_{Pva}=K_{Pv\beta}=0.01$ , la impedancia de salida no cumple con la impedancia armónica en el quinto armónico,

mientras que aumentando la ganancia, puede cumplirse con la impedancia armónica en todas las frecuencias. Para estos valores de ganancia se obtiene una buena relación de compromiso entre el valor de impedancia de salida logrado y el margen de fase, pudiendo demostrarse que los márgenes de fase de  $G_{vaP,LA}(z)$  y  $G_{v\beta P,LA}(z)$  resultan de  $113^\circ$ .

Por otro lado, en la Fig. 9 (b), se observa que para valores reducidos de  $K_{Pv0}$ , por ejemplo  $K_{Pv0}=0.05$ , la impedancia de salida del eje 0 no cumple con la impedancia armónica en  $h=3, 9, 15$  y  $21$ , mientras que seleccionando  $K_{Pv0}=0.18$ , no es necesario compensar el 9<sup>no</sup> armónico. Puede demostrarse que para este valor de ganancia el margen de fase de  $G_{v0P,LA}(z)$  iniciado en (21) resulta de  $80^\circ$ . La ganancia  $K_{Pv0}$  podría aumentarse (por ejemplo al valor de  $K_{Pv0}=0.5$  indicado en la figura) hasta cumplir también con 3<sup>er</sup> armónico; sin embargo, el margen de fase de  $G_{v0P,LA}(z)$  para este valor de ganancia se reduciría a  $22^\circ$ , comprometiendo la estabilidad del sistema.

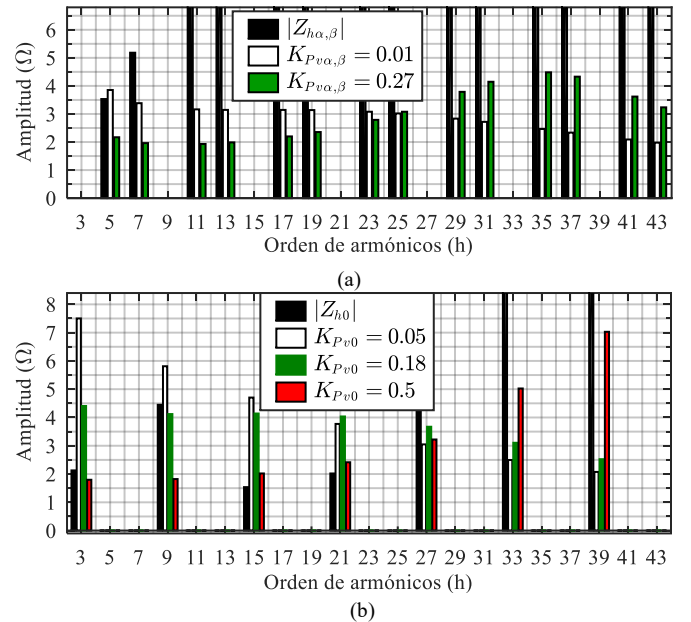


Fig. 9. Comparación entre  $|Z_{hy}|$  y la impedancia de salida con control proporcional,  $|Z_{oPy}(e^{jT\omega_h})|$ , para diferentes  $K_{Pvy}$ . (a) Ejes  $\alpha$  y  $\beta$ , (b) Eje 0.

### B. Diseño de Controladores Resonantes Sintonizados en $\omega_1$ :

Para lograr un seguimiento sin error en régimen permanente de las referencias de tensión cuando el inversor alimenta cargas lineales, se incorpora en cada uno de los ejes un controlador resonante,  $R_{1vy}(z)$ , como se indica en la Fig. 2, sintonizado en  $\omega_1 = 2\pi f_1$  rad/seg. Las funciones de transferencia de lazo abierto,  $M_{1vy,LA}(z)$  y cerrado,  $M_{1vy}(z)$ , resultan,

$$M_{1vy,LA}(z) = \frac{V_y(z)}{E_{vy}(z)} = (R_{1vy}(z) + 1) K_{Pvy} G_{vy}(z), \quad (24)$$

$$M_{1vy}(z) = \frac{V_y(z)}{V_y^*(z)} = \frac{M_{1vy,LA}(z)}{1 + M_{1vy,LA}(z)}. \quad (25)$$

### 1) Diseño del aporte de fase $\theta_{lvy}$

Para el diseño del aporte de fase, se utiliza (18), con  $h=1$ ,  $x=v$ ,  $y=\alpha, \beta, 0$ , evaluando la función de transferencia  $G_{vyP}(z)$  (22) para ambas condiciones de carga. Los aportes de fase resultantes se indican en la Tabla II

### 2) Diseño de las ganancias $K_{rlyy}$

Las ganancias  $K_{rlyy}$  se diseñan lo suficientemente elevadas para extinguir el error de seguimiento de la referencia de tensión, pero sin que ello comprometa la estabilidad alcanzada con el controlador proporcional. Puede demostrarse que para los valores de  $K_{rlyy}$  detallados en la Tabla II, las respuestas en frecuencia de (24), para el caso en que el inversor opere en vacío,  $R=R_{vacio}=1\text{ M}\Omega$ , presentan márgenes de fase de  $110^\circ$  en los ejes  $\alpha$  y  $\beta$  y de  $75.4^\circ$  en el eje 0, similares a los obtenidos previamente con la ganancia  $K_{Plyy}$  seleccionada.

### C. Diseño de los Controladores Resonantes en las Frecuencias Armónicas

Como se analizó en la sección V.A., la impedancia de salida del inversor debe reducirse en los armónicos 3, 15 y 21 del eje 0, para ello se incorporan controladores resonantes en modo *plug-in* sintonizados en estas frecuencias. Los bloques  $R_{lvy}(z)$  indicados en la Fig. 3 resultan en las funciones de transferencia (26)-(28), mientras que la función de transferencia de lazo abierto,  $M_{Tvy,LA}(z)$  se indica en (29).

$$R_{lvy\alpha}(z) = R_{lv\alpha}(z) + 1 \quad (26)$$

$$R_{lvy\beta}(z) = R_{lv\beta}(z) + 1 \quad (27)$$

$$R_{lv0}(z) = R_{lv0}(z) + R_{3v0}(z) + R_{15v0}(z) + R_{21v0}(z) + 1 \quad (28)$$

$$M_{Tvy,LA}(z) = V_y(z)/E_y(z) = (R_{lvy}(z) + 1)K_{Plyy}G_{vy}(z) \quad (29)$$

Las representaciones en espacio de estados de  $R_{lvy}(z)$  se obtienen a partir de (11) y (12), siendo el orden de los controladores  $n=2$  para los ejes  $\alpha$  y  $\beta$  y  $n=8$  para el eje 0. En la Fig. 10 se muestra el diagrama de bloques resultante del lazo externo, a partir del cual se obtiene la ecuación en espacio de estados (30). Aplicando transformada  $z$  a (30), para la condición  $v_y^*(kT)=0$ , se obtiene la impedancia de salida,  $Z_{oTy}(z)$  (31).

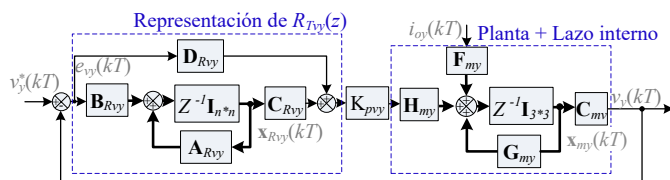


Fig. 10. Diagrama de bloques del lazo Externo con controlador PR.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{my} \\ \mathbf{x}_{Rvy} \end{bmatrix} [(k+1)T] = \mathbf{G}_{Ty} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{my} \\ \mathbf{x}_{Rvy} \end{bmatrix} (kT) + \mathbf{H}_{Ty} v_y^*(kT) + \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{my} \\ \mathbf{0}_{n*1} \end{bmatrix} i_{oy}(kT) \quad (30)$$

donde,

$$\mathbf{G}_{Ty} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{my} - \mathbf{H}_{my} K_{Plyy} D_{Rvy} C_{my} & \mathbf{H}_{my} K_{Plyy} C_{Rvy} \\ -\mathbf{B}_{Rvy} C_{my} & \mathbf{A}_{Rvy} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{H}_{Ty} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{my} K_{Plyy} D_{Rvy} \\ \mathbf{B}_{Rvy} \end{bmatrix}.$$

$$Z_{oTy}(z) = [\mathbf{C}_{mv} \quad \mathbf{0}_{1*n}](z\mathbf{I}_{(3+n)*(3+n)} - \mathbf{G}_{Ty})^{-1} [\mathbf{F}_{my} \quad \mathbf{0}_{n*1}]^T. \quad (31)$$

### 1) Diseño de los aportes de fase $\theta_{hv0}$

Para el diseño de los aportes fase, se resuelve (18) con  $h=3, 15, 21$ ,  $y=0$ ,  $x=v$ , y se evalúa la función de transferencia  $M_{lvy}(z)$  indicada en (25), para ambas condiciones de carga. Los aportes de fase resultantes se indican en la Tabla II

### 2) Diseño de las ganancias $K_{rhv0}$

Con el objetivo de validar la impedancia armónica obtenida, las ganancias  $K_{rhv0}$ , con  $h=3, 15, 21$ , se ajustan hasta que la impedancia de salida resultante para el eje 0,  $Z_{To0}(e^{j\omega h})$  indicada en (31) cumpla con la impedancia armónica, resultando en las ganancias indicadas en la Tabla II. Para estas ganancias, el margen de fase de  $M_{Tvy,LA}(z)$ , indicada en (29), resulta de  $49^\circ$ .

En la Fig. 11 se muestran las magnitudes de las respuestas en frecuencia de  $Z_{oPy}(z)$  (23) y  $Z_{oTy}(z)$  (31), donde puede observarse la reducción de la impedancia en las correspondientes frecuencias.

TABLA II  
PARÁMETROS DE LOS CONTROLADORES RESONANTES DEL LAZO EXTERNO

Parámetro	Ejes $\alpha$ y $\beta$		Eje 0		
$h$	1	1	3	15	21
$K_{rhvy}$	200	300	1.45	2.50	1.60
$\theta_{hvvy}$	$3.01^\circ$	$4.3^\circ$	$22.6^\circ$	$59.3^\circ$	$53.8^\circ$

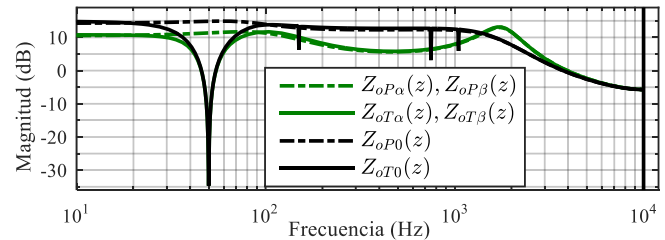


Fig. 11. Magnitudes de las respuestas en frecuencia de  $Z_{oPy}(z)$  y  $Z_{oTy}(z)$ .

### D. Estabilidad del Sistema ante Variaciones Paramétricas del Filtro LC.

Con el objetivo de analizar la estabilidad del sistema ante variaciones paramétricas del filtro de salida, en esta sección se obtienen los diagramas de Nyquist de la función de transferencia  $M_{Tvy,LA}(z)$ , indicada en (29), en función de la variación simultánea de  $L$ ,  $L_n$  y  $C$ , del 50% al 150% de sus valores nominales.

En la Fig. 12 se muestran los diagramas correspondientes a  $M_{Tva,LA}(z)$  y  $M_{Tvb,LA}(z)$ . Mientras que en la Fig. 13 se muestran los correspondientes a  $M_{Tlv,LA}(z)$ . En ambas figuras puede observarse que un incremento de los parámetros provoca una disminución de los márgenes de fase (MF), mientras que su disminución implica una reducción en los márgenes de ganancia (MG). No obstante, el sistema permanece estable para todos los valores considerados.

De esta manera, se verifica que los márgenes de estabilidad alcanzados con el diseño del controlador propuesto garantizan que el sistema pueda operar estable ante variaciones paramétricas del filtro de salida.

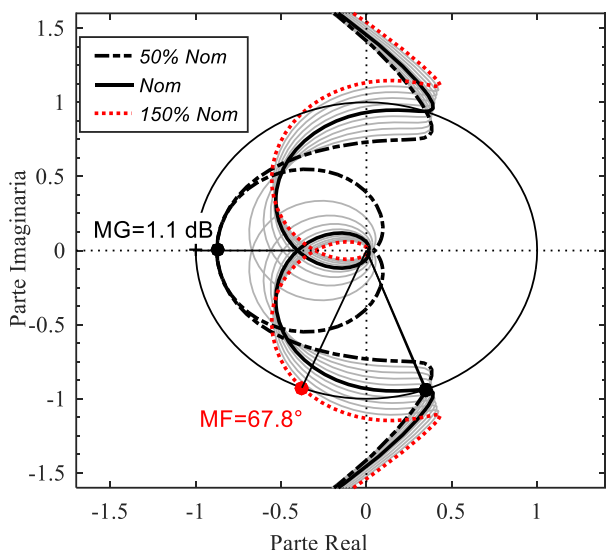


Fig. 12. Diagramas de Nyquist de  $M_{T_{v,LA}}(z)$  y  $M_{T_{\beta,LA}}(z)$  ante variaciones paramétricas del filtro de salida, del 50% al 150% de los valores nominales.

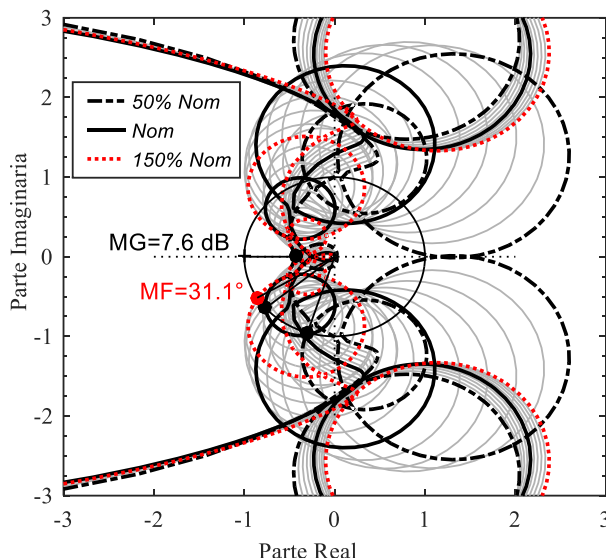


Fig. 13. Diagramas de Nyquist de  $M_{T_{v,LA}}(z)$  ante variaciones paramétricas del filtro de salida, del 50% al 150% de los valores nominales.

VI. RESULTADOS

En esta sección, se presentan resultados de simulación y experimentales que permiten validar los análisis y diseños presentados anteriormente. Para ello se implementó el inversor trifásico de cuatro piernas mostrado en la Fig. 1, con los parámetros indicados en la Tabla 1, en PSim para obtener los resultados de simulación y utilizando un prototipo de laboratorio de 5 kVA para los resultados experimentales.

Para la implementación digital de la estrategia de control, muestreo de las señales y modulación 3D-SVM, se utilizó un controlador digital de señales (DSC) de TI, TMS320F28335, el cual opera a una frecuencia de 150 MHz con aritmética de punto flotante por hardware (FPU).

En la Fig. 14 se muestra el resultado de simulación de las tensiones de fase y corrientes de carga de las tres fases, cuando el inversor alimenta la carga no lineal normalizada. La distorsión armónica total de las tensiones de fase resultan del 4.3%. Este resultado se valida experimentalmente en la Fig. 15.

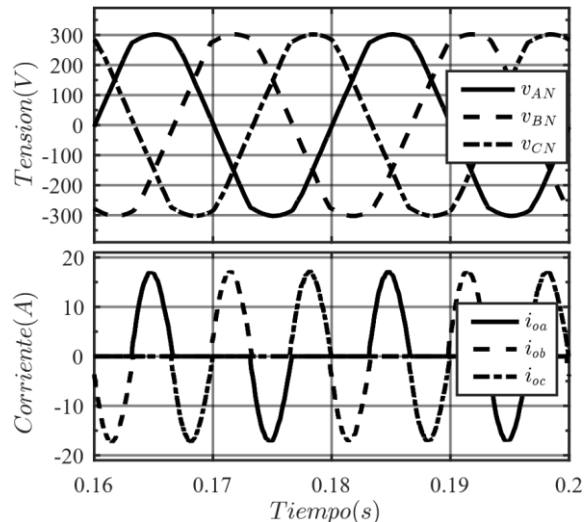
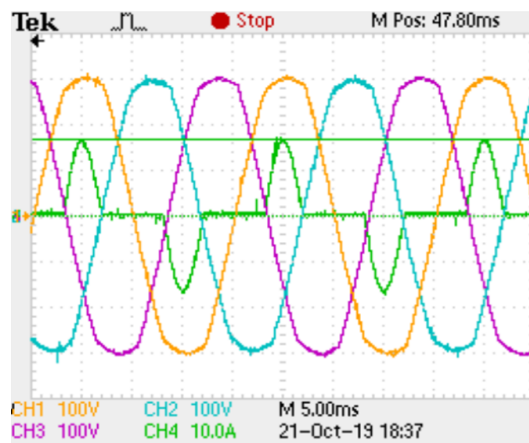


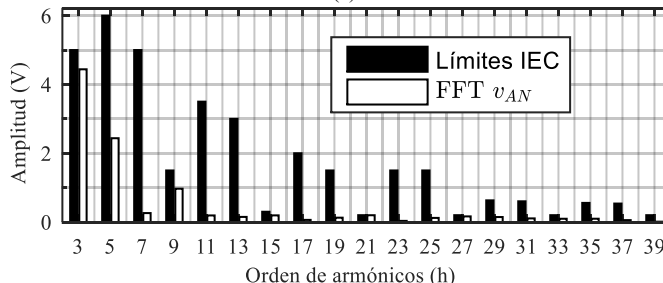
Fig. 14. Resultado de simulación con carga no lineal. Tensiones de fase (superior), corrientes de carga (inferior)

En la Fig. 15 (a) se muestra el resultado experimental de las tensiones de fase y la corriente de carga de una de las fases,  $i_{oa}$ , cuando el inversor alimenta la carga no lineal normalizada. Los límites de distorsión armónica impuestos por la norma IEC 61000-2-2, junto con las magnitudes porcentuales de la FFT de las tensiones de fase, se muestran en la Fig. 15 (b).

Puede observarse en la Fig. 15 (b) el cumplimiento de los límites en todas las frecuencias armónicas, por lo que puede concluirse que la impedancia armónica obtenida es un parámetro válido para el diseño de los controladores para compensación de armónicos. Mientras que la THD de las tensiones de fase resultan del 5.2%, inferiores al 8% indicado en IEC 62040-3.



(a)



(b)

Fig. 15. Resultado experimental con carga no lineal. a) CH1:  $v_{AN}$ , CH2:  $v_{BN}$ , CH3:  $v_{CN}$ , CH4:  $i_{oa}$ . b) Contenido armónico de  $v_{AN}$ .



En la siguiente tabla se presenta una comparación de la estrategia de control propuesta, con aquellas estrategias de control propuestas en la literatura que emplean controladores resonantes en el lazo externo de control de tensión de inversores trifásicos de cuatro piernas. Puede concluirse que la estrategia propuesta permite cumplir con la norma empleando la menor cantidad de controladores resonantes, y en consecuencia un mayor margen de fase.

TABLA III  
COMPARACIÓN CON OTRAS ESTRATEGIAS DE CONTROL QUE EMPLEAN CONTROLADORES RESONANTES EN EL LAZO EXTERNO

Referencia	THD (Límite IEC < 8%)	Margen de fase resultante	Número Total de Controladores Resonantes
[10]	4.82%	31.5°	12
[16]	3%	-	21
[17]	2.61%	-	12
Estrategia Propuesta	5.2%	49°	6

(1 en eje  $\alpha$ , 1 en eje  $\beta$ , 4 en eje 0)

donde “-” representa que su valor no fue especificado.

Para verificar el desempeño del inversor ante desequilibrios de carga, la norma IEC 62040-3 indica que el ensayo debe realizarse con dos de sus fases alimentando la carga lineal nominal, mientras que la fase restante opera en vacío.

En la Fig. 16, se muestra el resultado experimental obtenido del ensayo de desequilibrio de carga, el cual se manifiesta por la circulación de la corriente de neutro  $i_{on}$ . El factor de desequilibrio resultante en régimen permanente es del 0.11%, inferior al límite del 5% permitido en la norma IEC 60146-1-1.

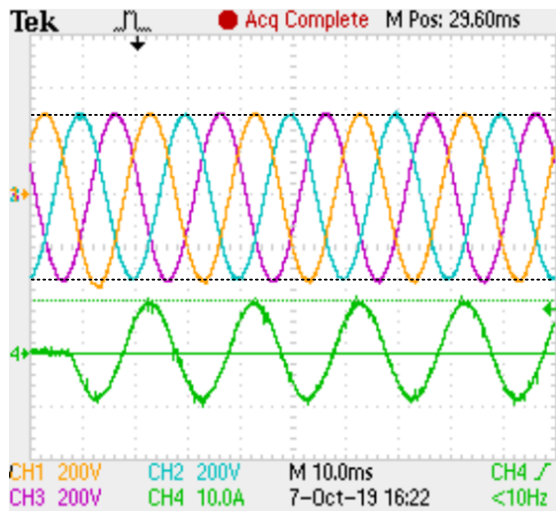


Fig. 16. Resultado experimental con desequilibrio de carga. a) CH1:  $v_{AN}$ , CH2:  $v_{BN}$ , CH3:  $v_{CN}$ , CH4:  $i_{on}$ .

## VII. CONCLUSIONES

En este trabajo se presentó una estrategia de control para inversores trifásicos de cuatro piernas con el objetivo de cumplir los requerimientos de contenido armónico total e individual impuestos por la norma IEC 61000-2-2 cuando el inversor alimenta una carga no lineal normalizada definida por la norma IEC 62040-3.

Para el análisis y el diseño de los controladores se obtuvo un modelo de tiempo discreto del inversor, desarrollado en el marco de referencia  $\alpha\beta 0$ .

La estrategia de control posee un lazo interno de control de corriente y un lazo externo para controlar las tensiones de fase, utilizando controladores proporcionales-resonantes en configuración *plug-in*.

Para sintonizar los controladores resonantes, en este trabajo se obtuvo la impedancia armónica para inversores trifásicos de cuatro piernas, propuesta inicialmente para inversores monofásicos. Con ello, se demuestra que pueden cumplirse los límites más exigentes impuestos por la norma de calidad de energía IEC 61000-2-2 con la mínima cantidad de controladores resonantes y de esta manera lograr amplios márgenes de estabilidad.

Se obtuvieron resultados de simulación y experimentales que permitieron demostrar la factibilidad de la propuesta cuando el inversor alimenta cargas no lineales y desequilibradas.

## REFERENCIAS

- [1] IEC Uninterruptible Power Systems (UPS) - Part 3: Method of Specifying the Performance and Test Requirements, IEC 62040-3, 2011.
- [2] J. Liang, T. C. Green, C. Feng, and G. Weiss, "Increasing voltage utilization in split-link, four-wire inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 6, pp. 1562–1569, Jul. 2009.
- [3] R. Zhang, F. C. C. Y. Lee, D. Boroyevich, and H. Mao, "New high power, high performance power converter systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 3, pp. 456–463, Jun. 2000.
- [4] M. M. Pichan, H. Rastegar, and H. Rastegar, "Sliding-Mode Control of Four-Leg Inverter With Fixed Switching Frequency for Uninterruptible Power Supply Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 8, pp. 6805–6814, Aug. 2017.
- [5] A. Houari, A. Djerioui, A. Saim, M. Ait-Ahmed, and M. Machmoum, "Improved control strategy for power quality enhancement in standalone systems based on four-leg voltage source inverters," *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 3, pp. 515–523, Mar. 2018.
- [6] Z. Yi, X. Ran, Z. Li, and M. Zhao, "Research of transient process on three-phase four-leg inverter with unbalanced load," in *ITEC Asia-Pacific*, Harbin, China, 2017, pp. 1–5.
- [7] M. J. Ryan, R. W. De Doncker, and R. D. Lorenz, "Decoupled control of a 4-leg inverter via a new 4x4 transformation matrix," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 5, pp. 694–701, Sep. 2001.
- [8] F. Botterón, R. de Camargo, and H. Pinheiro, "New limiting algorithms for space vector modulated three-phase four-leg voltage source inverters," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 150, no. 6, pp. 733–742, Nov. 2003.
- [9] V. Yaramasu, M. Rivera, M. Narimani, B. Wu, and J. Rodriguez, "Model predictive approach for a simple and effective load voltage control of four-leg inverter with an output LC filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 10, pp. 5259–5270, Jan. 2014.
- [10] S. C. Ikkurti and H. P. Ikkurti, "Proportional Multi Resonant Controller based Cascaded Voltage Control Scheme of Three Phase Four Leg Inverter for Nonlinear loads in OFF Grid Solar Photovoltaic Applications," in *RTECC*, Chennai, India, 2018, pp. 222–227.
- [11] M. Judewicz, J. Fischer, M. Herran, S. Gonzalez, and D. Carrica, "A robust model predictive control for grid-connected voltage-source inverters," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 11, no. 1, pp. 27–33, Feb. 2013.
- [12] F. Akter, K. S. Alam, and M. P. Akter, "Simplified model predictive control of four-leg inverters for stand-alone power systems," in *ICECE*, Dhaka, Bangladesh, 2019, no. 3, pp. 261–264.
- [13] M. Pichan, H. Rastegar, and M. Monfared, "Deadbeat Control of the Stand-Alone Four-Leg Inverter Considering the Effect of the Neutral Line Inductor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 4, pp. 2592–2601, Nov. 2017.
- [14] A. Lidozzi, C. Ji, L. Solero, P. Zanchetta, and F. Crescimbeni, "Digital Dead-Beat and Repetitive Combined Control for Stand-Alone Four-Leg VSI," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 53, no. 6, pp. 5624–5633, Nov. 2017.
- [15] Y. Xing, C. Tan, Q. Chen, L. Zhang, and K. Zhou, "An improved deadbeat plus plug-in repetitive controller for three-phase four-leg inverters," in *IECON*, Beijing, China, 2017, no. 2, pp. 6325–6329.
- [16] E. Demirkutlu and A. M. Hava, "A Scalar Resonant-Filter-Bank-Based Output-Voltage Control Method and a Scalar Minimum-Switching-Loss

Discontinuous PWM Method for the Four-Leg-Inverter-Based Three-Phase Four-Wire Power Supply," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 3, pp. 982–991, Jul. 2009.

[17] E. Heydari, M. P. Moghaddam, and A. Y. Varjani, "Multi-resonant dual loop control of stand-alone four-leg inverter for microgrids applications," in *PEDSTC*, Tehran, Iran, 2018, pp. 352–357.

[18] A. G. Garganeev, R. Aboelsaud, and A. Ibrahim, "Voltage Control of Autonomous Three-Phase Four-Leg VSI Based on Scalar PR Controllers," in *EDM*, Erlagol, Russia, 2019, pp. 558–564.

[19] N. M. Ismail and M. K. Mishra, "Study on the design and switching dynamics of hysteresis current controlled four-leg voltage source inverter for load compensation," *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 2, pp. 310–319, Feb. 2017.

[20] 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, no. 15, pp. 2871–2879, Dec. 2016.

[21] IEC Electromagnetic Compatibility (EMC) - Part 2-2: Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems, IEC 61000-2-2, 1990.

[22] E. Oggier, G. Oggier, and G. García, "Analysis and Design of Controllers for Four-leg Three-Phase Inverters to decouple d and q Channels," in *IEEE ARGENCON*, Tucumán, Argentina, 2018, pp. 1–8.

[23] C. Cosner, G. Anwar, and M. Tomizuka, "Plug in repetitive control for industrial robotic manipulators," in *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Cincinnati, OH, USA, 1990, pp. 1970–1975.

[24] C. L. Phillips, H. T. Nagle, and A. Chakraborty, "State Variables," in *Digital control system analysis & design*, 4th ed., AL, USA: Pearson, 2015, pp. 63–71.

[25] R. Zhang, "High performance power converter systems for nonlinear and unbalanced load/source," Ph.D. dissertation, Virginia Polytechnic Institute, 1998.



**Germán Gustavo Oggier** (M'10) was born in Río Ceballos, Argentina. He received the Electrical Eng. degree (2003) and M.Sc. degree in Electrical Eng. (2009) from the UNRC, Argentina, and Dr. degree in control systems (2009) from the UNS, Argentina. He is Professor in GEA-UNRC and a researcher of CONICET. His

research interests include power electronics, and renewable energy conversion.



**Guillermo Oscar García** (M'86–S'90–M'95–SM'01) was born in Río Cuarto, Argentina. He received the electrical and electronics Eng. degree in 1981 from the UNC, Argentina, and the M.Sc. and Dr. degrees in Electrical Eng. from the UFRJ, Brazil, in 1990 and 1994, respectively. Since 1994 is the Director of GEA-UNRC, and a Researcher of CONICET. His

research interests include power electronics, electric vehicles, and renewable energy conversion.



**Elías Oggier** was born in Río Cuarto, Argentina. He received the Electr. Eng. degree from the UNRC, Argentina (2015). Since 2016 he is a PhD member of the National Scientific and Technical Research Council (CONICET), Argentina, and a member of the Grupo de Electrónica Aplicada (GEA-UNRC) since 2010. His

research interest includes, UPS inverters and renewable energy conversion.



**Fernando Botterón** was born in Rosario, Argentina. He received the Electrical Engineer degree (1995) from the UNaM, Argentina. Magister (2001) and Doctor (2005) in Electrical Engineering, at the UFSM, RS, Brasil. He is Professor, Director of GID-IE and Researcher of CONICET. His research interest includes:

Digital control of UPS and renewable energy conversion.



**Jonathan Emmanuel Ochoa Sosa** was born in San Francisco del Monte de Oro, Argentina. He received the Electronic Eng. degree in 2017 from the Universidad Nacional de San Luis (UNSL), Argentina. Since 2017 he is a Phd member of CONICET, and member in the GEA-UNRC. His research interests include

power electronics, microgrids, detection, diagnosis and fault tolerance in power converters.