

Control Digital de un Inversor Trifásico de 4 Piernas para cumplir con la norma IEC 62040-3

Elias Oggier, Germán G. Oggier, Guillermo O. García
Instituto de Investigaciones en Tecnologías Energéticas y
Materiales Avanzados (IITEMA) – GEA- CONICET
Facultad de Ingeniería - Universidad Nacional de Río
Cuarto, Río Cuarto, Córdoba, Argentina
eliasoggier@gmail.com

Fernando Botterón
Instituto de Materiales de Misiones (IMAM) – GID-IE –
CONICET - UNaM
Facultad de Ingeniería – Universidad Nacional de Misiones
Oberá, Misiones, Argentina
botteron@gmail.com

Abstract— En este trabajo se presenta una estrategia de control aplicada a un inversor trifásico de cuatro piernas, que tiene por objetivo cumplir con los requerimientos impuestos por la norma IEC 62040-3, cuando el inversor alimenta cargas lineales y no lineales, equilibradas y desequilibradas. El análisis y el diseño de los controladores se realizan a partir de un modelo en tiempo discreto, considerando los atrasos de fase introducidos por la implementación digital. La estrategia de control propuesta posee un doble lazo de realimentación, empleando controladores resonantes sintonizados a partir del concepto de impedancia armónica. Se presentan resultados de simulación para validar el diseño de la estrategia de control propuesta.

Keywords— 4-Leg VSI; UPS; impedancia de salida

I. INTRODUCCIÓN

Los inversores trifásicos utilizados en sistemas de alimentación ininterrumpida (UPS) [1], que alimentan cargas críticas tales como equipos médicos, industriales e informáticos, deben cumplir con requerimientos mínimos de calidad de energía, los que son especificados en normas internacionales como por ejemplo la IEC 62040-3 [2].

Las cargas de estos inversores trifásicos pueden ser lineales y no lineales, monofásicas y trifásicas, lo que requiere de un conductor de neutro para poder balancear la tensión en cada una de las fases. En la bibliografía, existen diferentes propuestas para implementar inversores con conductor de neutro; entre ellas, inversores trifásicos de tres piernas más divisor capacitivo (*Split-DC Link*), inversores con transformadores de aislación trifásicos con acceso a un cuarto conductor de neutro en su salida e inversores trifásicos de cuatro piernas [3].

El inversor de cuatro piernas posee importantes ventajas frente a las demás opciones, entre ellas: permite controlar tanto la corriente como la tensión de secuencia cero y no requiere de transformador en su salida, reduciendo su peso y costo. Por otro lado, en comparación con la topología *Split-DC Link*, permite reducir la tensión de la barra de CC y a su vez, como la corriente de secuencia cero circula por la cuarta pierna, reducir el tamaño de los capacitores conectados en dicha barra [3].

En la literatura existen diferentes propuestas para controlar la tensión de salida de inversores de cuatro piernas para

alimentar cargas aisladas de la red eléctrica, entre ellos pueden citarse controladores diseñados para operar en el referencial abc , como por ejemplo los controladores de histéresis [4], Sliding Mode Control (SMC) [5] y predictivos [6]. Los controladores de histéresis y SMC son robustos, pero tienen la desventaja de que el inversor opera con una frecuencia de conmutación variable, mientras que los controladores predictivos requieren de un elevado costo computacional y de un conocimiento preciso de todos los parámetros del sistema [5].

Otras estrategias de control son diseñadas para operar en el referencial sincrónico $dq0$, con el inconveniente de que las variables en los ejes d y q se encuentran acopladas entre sí, lo que impide diseñar los controladores de manera independiente en cada eje. Para desacoplarlos, se han propuesto diferentes estrategias. Por ejemplo, en [7] se reduce el acoplamiento mediante un lazo interno de control de corriente de ganancia reducida, el cual limita el ancho de banda del sistema, mientras que en [8] se propone una estrategia de control feedforward y la medición de corriente de los capacitores del filtro de salida. Para simplificar el diseño de los controladores, es posible diseñar la estrategia de control para que opere en el referencial $\alpha\beta0$, cuyas variables se encuentran desacopladas de manera natural [9].

En este trabajo se propone una estrategia de control para un inversor trifásico de cuatro piernas, que permita cumplir con los requerimientos de régimen transitorio y permanente impuestos por la norma IEC 62040-3 [2], cuando el inversor alimenta cargas lineales y no lineales, equilibradas y desequilibradas. El diseño de la estrategia de control se realiza a partir del modelo en tiempo discreto del inversor, en el referencial $\alpha\beta0$, considerando los atrasos de fase introducidos por la implementación digital. En esta estrategia se emplea un doble lazo de realimentación, uno interno de control de corriente y otro externo de control de tensión, utilizándose controladores resonantes.

Para cumplir con los requerimientos de contenido armónico total e individual especificados en la mencionada norma, en este trabajo se propone ampliar a inversores de cuatro piernas el concepto de “impedancia armónica”, propuesto en [10] para inversores monofásicos. El desempeño del sistema ante transitorios de cambios de carga y alimentación de cargas desequilibradas y no lineales se validan mediante resultados de simulación, verificándose el cumplimiento de la norma IEC 62040-3.

II. MODELO PROMEDIADO DEL INVERSOR DE 4 PIERNAS

A. Modelo del inversor de cuatro piernas en tiempo continuo

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 en su salida. El conductor de neutro se conecta al punto medio de la cuarta pierna mediante una inductancia de neutro L_n , la cual permite disminuir la ondulación de la corriente de neutro originada por la modulación del inversor.

En este trabajo, las resistencias de los inductores de fase y de neutro, se representan como r y r_n , respectivamente. Se considera que 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.

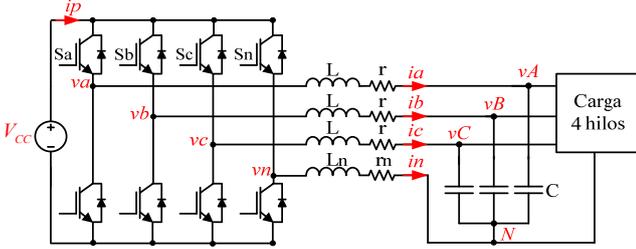


Fig. 1 Inversor trifásico de cuatro piernas, filtro LC y carga

TABLA 1 PARÁMETROS DEL INVERSOR

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Potencia nominal trifásica	P_{nom}	5	kVA
Tensión de la barra de continua	V_{CC}	350	V
Tensión de fase RMS	V_{oRMS}	120	V
Frecuencia fundamental	f_0	50	Hz
Inductores de fase y de neutro	L, L_n	600, 580	μH
Resistencia de inductores de fase y neutro	r, r_n	0.20, 0.15	Ω
Capacitores del filtro de salida	C	45	μF
Frecuencia de conmutación y muestreo	f_s, f_m	20	kHz
Resistencia por fase para carga nominal	R_{nom}	8.64	Ω
Resistencia serie de carga no lineal	R_s	0.34	Ω
Resistencia de carga no lineal	R_l	19.4	Ω
Capacitancia de carga no lineal	C_c	7700	μF

Asumiendo que f_s es significativamente superior a f_0 , el modelo promediado del inversor de cuatro piernas en espacio de estados y en el referencial abc es el que se desarrolla en [7], al cual se le aplica la transformada de Clarke invariante en amplitud [9] para obtener el modelo en el referencial $\alpha\beta 0$. En este referencial, las variables $\alpha\beta 0$ están desacoplados entre sí [9], pudiéndose representar el sistema para cada uno de sus ejes mediante la siguiente ecuación de estados,

$$\dot{\mathbf{x}}_y(t) = \mathbf{A}_y \mathbf{x}_y(t) + \mathbf{B}_y u_y(t) + \mathbf{D}_y i_{oy}(t) \quad (1)$$

Donde el subíndice 'y' indica el eje ($y = \alpha, \beta, 0$), $i_{oy}(t)$ es la corriente de carga, identificada con el subíndice 'o', mientras que $u_y(t)$ es la señal de control. Asumiendo como variables de estado a las tensiones y corrientes por los capacitores e inductores del filtro de salida, representados por v e i respectivamente, la matriz \mathbf{A} y los vectores de estado para los ejes α, β y 0 resultan,

$$\mathbf{A}_\alpha = \mathbf{A}_\beta = \begin{bmatrix} 0 & 1/C \\ -1/L & -r/L \end{bmatrix}; \quad \mathbf{x}_\alpha = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ i_\alpha \end{bmatrix}; \quad \mathbf{x}_\beta = \begin{bmatrix} v_\beta \\ i_\beta \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}_0 = \begin{bmatrix} 0 & 1/C \\ -1/(L+3L_n) & -(r+3r_n)/(L+3L_n) \end{bmatrix}; \quad \mathbf{x}_0 = \begin{bmatrix} v_0 \\ i_0 \end{bmatrix}$$

B. Modelo del inversor de cuatro piernas en tiempo discreto

La implementación digital del controlador contiene un retardo de transporte dado por T_d , lo que representa el tiempo que transcurre entre los instantes de tiempo kT en los que se lleva a cabo el muestreo, y aquellos en donde se actualiza la acción de control; en consecuencia, durante el k ésimo intervalo, la señal de control anterior $u[(k-1)T]$ es aplicada al inversor, mientras que la actual $u[kT]$ se aplica al inversor luego del tiempo T_d [11], donde T es el período de muestreo, $T=1/f_m$.

Para obtener el sistema de ecuaciones en el espacio de estados en tiempo discreto, teniendo en cuenta el retardo de transporte, se resuelve (1) a lo largo de un período de muestreo, y la señal de control anterior se modela como una nueva variable de estado, $u_D[kT]$ [11], resultando en el modelo del sistema en tiempo discreto expresado en (2) para cada uno de los ejes, donde $\boldsymbol{\psi}_y = [v_y \ i_y \ u_{Dy}]$ son las variables de estado y cuyas matrices de estado se obtienen según (3).

$$\boldsymbol{\psi}_y[(k+1)T] = \mathbf{G}_{py} \boldsymbol{\psi}_y[kT] + \mathbf{H}_{py} u_y[kT] + \mathbf{D}_{py} i_{oy}[kT] \quad (2)$$

$$\mathbf{G}_{py} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_y & \mathbf{H}_{0y} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 1} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{H}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1y} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{D}_{py} = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_y \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{G}_y = e^{\mathbf{A}_y T}$$

$$\mathbf{H}_{0y} = \mathbf{A}_y^{-1} [e^{\mathbf{A}_y T_d} - \mathbf{I}_{2 \times 2}] \mathbf{B}_y; \quad \mathbf{H}_{1y} = \mathbf{A}_y^{-1} [e^{\mathbf{A}(T-T_d)} - \mathbf{I}_{6 \times 6}] \mathbf{B}_y \quad (3)$$

El sistema obtenido en (2), puede representarse con el diagrama de bloques de la Fig. 2, en donde la corriente de carga del inversor $i_{oy}(kT)$, consiste de una corriente conocida $i_{oy,d}(kT)$, la cual dependerá de una resistencia de carga de diseño R_d , y de una corriente desconocida $i_{oy,ex}(kT)$, la cual puede ser tanto lineal como no lineal.

Para este sistema, las matrices de salida resultan, $\mathbf{C}_{vy} = [1 \ 0 \ 0]$ y $\mathbf{C}_{iy} = [0 \ 1 \ 0]$.

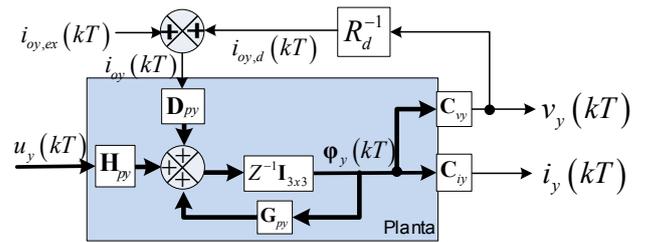


Fig. 2 Modelo en espacio de estados del inversor de 4 piernas para cada eje

Las funciones de transferencia de la planta, entre cada una de las señales de control y sus respectivas variables de estado, considerando nulas las perturbaciones de la carga, pueden expresarse como,

$$H_{xy}(z) = \mathbf{C}_x (z \mathbf{I}_{3 \times 3} - \mathbf{G}_{p,y} - \mathbf{D}_p \mathbf{C}_v / R_d)^{-1} \mathbf{H}_{p,y} \quad (4)$$

donde $x = v, i$.

III. IMPEDANCIA ARMÓNICA PARA INVERSORES DE 4 PIERNAS

En esta sección, se define el concepto de impedancia armónica propuesto originalmente para inversores monofásicos en el trabajo presentado en [12]. La cual será utilizada en la siguiente sección como un parámetro de diseño de los controladores del lazo externo de control de tensión.

La característica de rechazo de perturbaciones periódicas provenientes de cargas no lineales en régimen permanente es determinada por la impedancia del filtro de salida del inversor. Uno de los objetivos de diseño de los controladores es reducirla en aquellas frecuencias donde se encuentren las componentes armónicas de corriente impuestas por las cargas no lineales.

La norma IEC 62040-3 indica que los ensayos con carga no lineal en inversores trifásicos con acceso al neutro, deben realizarse considerando tres cargas no lineales de referencia monofásicas e idénticas conectadas entre cada una de las fases y el conductor de neutro. Bajo esta condición de carga equilibrada, la norma especifica límites de contenido armónico individual. A partir de estos límites, es posible definir los valores máximos que debe tener la impedancia del filtro de salida del inversor en cada una de las frecuencias armónicas. Este concepto fue introducido en [12] para inversores monofásicos con el nombre de "Impedancia Armónica" y se determina como,

$$Z_{arm}(z) = |V_{h,lim}| / |I_h| \quad (5)$$

Donde $|V_{h,lim}|$ es la magnitud límite de tensión en el h -ésimo armónico, mientras que $|I_h|$ es la magnitud de la corriente armónica consumida por una carga no lineal de referencia, al ser alimentada por una fuente de tensión sinusoidal ideal. Los parámetros de la carga no lineal son calculados según se indica en la norma mencionada y se detallan en la Tabla 1.

Para obtener las magnitudes de corriente armónica, se considera una fuente trifásica de tensión sinusoidal ideal, en la cual cada fase alimenta a una de las cargas no lineales de referencia. Aplicando a estas corrientes la transformada de Clarke invariante en amplitud [9], los armónicos de las corrientes en el referencial $\alpha\beta 0$, $I_{h,\alpha}$ e $I_{h,\beta}$ contendrán armónicos impares, sin componentes múltiplos del tercer armónico, debido a que estas componentes circularán por el conductor de neutro y por lo tanto estarán presentes únicamente en la corriente $I_{h,0}$.

Al emplear la transformada de Clarke invariante en amplitud, los límites de distorsión armónica de tensión expresados en el referencial abc , resultan iguales a los expresados en el referencial $\alpha\beta 0$, $|V_{h,lim,abc}| = |V_{h,lim,\alpha\beta 0}|$, por lo tanto las impedancias armónicas en el referencial $\alpha\beta 0$, $Z_{arm,\alpha}$, $Z_{arm,\beta}$ y $Z_{arm,0}$, pueden calcularse a partir de (5).

IV. ESTRATEGIA DE CONTROL PROPUESTA

En esta sección se presenta la estrategia de control propuesta en este trabajo, una descripción de los controladores a utilizar y el diseño de los mismos para cumplir con los requerimientos especificados en IEC 62040-3. Para ello, se propone emplear una estrategia de control basada en un doble lazo de realimentación, diseñado para operar en el referencial $\alpha\beta 0$. Un lazo interno de control de corriente por los inductores, y un lazo externo de control de las tensiones de fase.

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. El lazo interno tiene como objetivo incrementar el amortiguamiento del filtro LC de salida, logrando amplios márgenes de estabilidad. En este trabajo, se emplea una estrategia de modulación vectorial en tres dimensiones (3D-SVM) [13] para generar las señales PWM de activación de los transistores de potencia. La Fig. 3 muestra un diagrama de bloques del controlador propuesto.

Se emplearán en ambos lazos controladores Proporcional más Resonante (P+R) en configuración *plug-in*, cuyo diagrama de bloques se muestra en la Fig. 4. Esta configuración permite el diseño en dos etapas, primero se estabiliza la planta con una ganancia proporcional y luego se incorpora la acción de control resonante sin alterar la estabilidad alcanzada [14].

La función de transferencia del controlador resonante es discretizada mediante la aproximación de primer orden (FOH), la cual presenta una buena correlación entre la respuesta en frecuencia en tiempo continuo y en tiempo discreto [12], como,

$$R(z) = \frac{(z-1)^2}{Tz} Z \left\{ K_r \frac{s \cos(\theta) - w_0 \sin(\theta)}{s^2 + 2w_c s + w_0^2} \right\} = \frac{az^2 + bz + c}{z^2 + dz + f} \quad (6)$$

donde la ganancia K_r determina la respuesta dinámica, w_0 la frecuencia angular de resonancia, θ es la fase que el controlador resonante debe aportar en w_0 para compensar el atraso de fase de la planta y w_c es un factor de amortiguamiento que reduce la selectividad del controlador resonante facilitando su implementación digital, con la desventaja de reducir la ganancia a la frecuencia w_0 , en este trabajo se emplea $w_c = 0.5 \text{ rad/s}$, debido a que presenta una buena relación de compromiso entre ambas consideraciones.

A. Diseño del lazo interno de control de corriente

En esta sección se describe el diseño de los controladores P+R en cada uno de los ejes α , β y 0.

1) *Diseño de las ganancias proporcionales K_{pi}* : La acción de control proporcional produce el amortiguamiento activo de la dinámica del filtro de salida, mejorando la estabilidad relativa y la robustez del sistema ante variaciones paramétricas [12].

A partir de (4) y considerando al inversor operando en vacío, las funciones de transferencia a lazo cerrado para el control de corriente con acción de control proporcional resultan,

$$G_{iyP,LC}(z) = H_{iy}(z) / (1 + K_{piy} H_{iy}(z)); \quad y = \alpha, \beta, 0 \quad (7)$$

Evaluando con los parámetros del sistema indicados en la Tabla 1, puede concluirse que para una ganancia $K_{pi\alpha} = K_{pi\beta} = 0.01327$ los polos dominantes alcanzan el máximo amortiguamiento activo y para $K_{pi0} = 0.03235$ alcanzan el amortiguamiento crítico. Ganancias mayores producirán una respuesta transitoria con mayor tiempo de establecimiento ya que uno de los polos pasa a ser dominante y se acerca a $z=1$, como se muestra en la Fig. 5.

2) *Diseño del aporte de fase θ* : Dependiendo de la condición de carga, carga nominal o vacío, la respuesta en frecuencia de

$G_{iy,LC}(z)$ se verá afectada tanto en magnitud como en fase, debido a esta diferencia, se considera que el ángulo que debe ser compensado por el controlador resonante es igual al valor negativo del promedio entre los valores de fase de ambas condiciones, correspondiente a la frecuencia f_0 , resultando, $\theta_{\alpha\beta}=-43.8^\circ$ y $\theta_0=-39.6^\circ$.

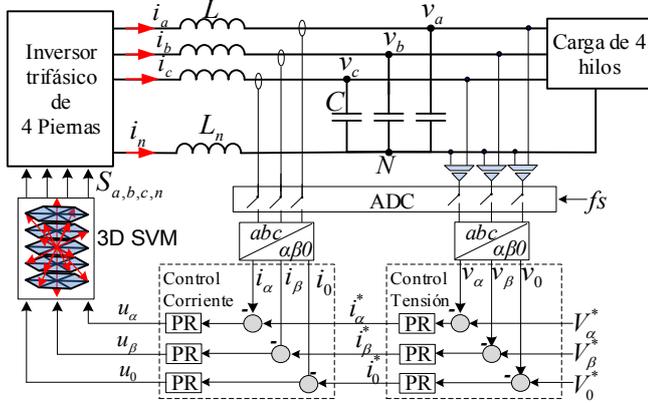


Fig. 3 Diagrama de bloques del controlador propuesto

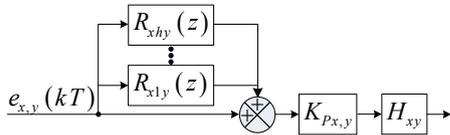


Fig. 4 Controlador PR en configuración Plug-in

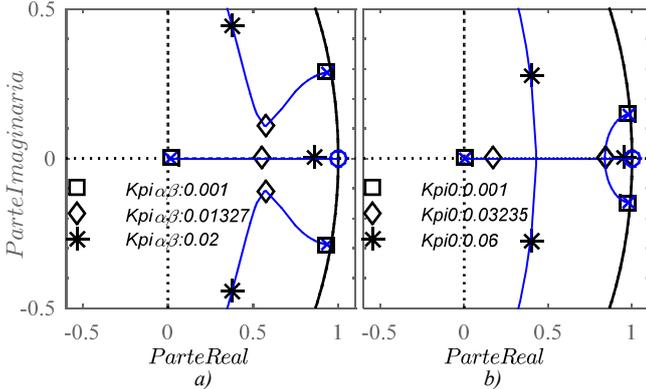


Fig. 5 Lugar de las raíces de las funciones de transferencia (7) para diferentes valores de K_{Pr} . a) Ejes α y β , b) Eje 0

3) *Diseño de las ganancias K_{rj}* : Incorporando al bloque $R_{i1y}(z)$ en modo *plug-in*, como indica la Fig. 4, donde el subíndice 1 indica que se sintoniza en la frecuencia f_0 , las funciones de transferencia resultantes de lazo abierto, $G_{iy,LA}(z)$ y de lazo cerrado, $G_{iy,LC}(z)$ pueden expresarse como,

$$G_{iy,LA}(z) = (R_{i1y}(z) + 1) K_{piy} H_{iy}(z) \quad (8)$$

$$G_{iy,LC}(z) = G_{iy,LA}(z) / (1 + G_{iy,LA}(z)) \quad (9)$$

En particular, cuando $K_{ria} = K_{rib} = 2000$ y $K_{ri0} = 1500$, el error de seguimiento de una referencia de 50 Hz se extingue en menos de 10 ms, por otro lado, para estos valores de ganancia, las respuestas en frecuencia de $G_{iy,LA}(z)$, en vacío, indican un

sistema a lazo cerrado estable con los siguientes márgenes de fase: $MF_\alpha = MF_\beta = 53^\circ$ y $MF_0 = 61^\circ$.

B. Representación del lazo interno en espacio de estados

En esta sección, se obtiene la representación en espacio de estados del lazo interno de control de corriente, a partir del cual se obtendrán las nuevas plantas para el control de tensión y la nueva impedancia de salida considerando el lazo interno.

La representación en espacio de estados del bloque $R(z)+1$ para cada uno de los ejes se expresa mediante (10), el cual se incorpora al diagrama de la Fig. 2 para obtener el diagrama del lazo interno de control de corriente de la Fig. 6, a partir del cual puede obtenerse la ecuación de espacio de estados (11).

$$\mathbf{x}_{ri,y} = \begin{bmatrix} x_{ri1,y} \\ x_{ri2,y} \end{bmatrix} \quad \mathbf{A}_{ri,y} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -f_y & -d_y \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_{ri,y} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbf{C}_{ri,y} = \begin{bmatrix} c_y - f_y a_y & b_y - d_y a_y \end{bmatrix} \quad \mathbf{D}_{ri,y} = a_y + 1$$

$$\mathbf{x}_{1y}[(k+1)T] = \mathbf{G}_{1y} \mathbf{x}_{1y}(kT) + \mathbf{H}_{1y} i_y^*(kT) + \mathbf{D}_{1y} i_{o,y}(kT) \quad (11)$$

donde el subíndice 1 indica que contiene al lazo interno de control de corriente y además,

$$\mathbf{x}_{1y} = \begin{bmatrix} \varphi_y \\ \mathbf{x}_{ri,y} \end{bmatrix}; \mathbf{G}_{1y} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{py} - \mathbf{H}_{py} K_{pi,y} \mathbf{D}_{ri,y} \mathbf{C}_{iy} & \mathbf{H}_{py} K_{pi,y} \mathbf{C}_{ri,y} \\ -\mathbf{B}_{ri,y} \mathbf{C}_{iy} & \mathbf{A}_{ri,y} \end{bmatrix}; \mathbf{H}_{1y} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{py} K_{pi,y} \mathbf{D}_{ri,y} \\ \mathbf{B}_{ri,y} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{D}_{1y} = [\mathbf{D}_{py} \quad \mathbf{0}_{2,1}]^T \quad \mathbf{C}_{v1y} = [\mathbf{C}_{iy} \quad \mathbf{0}_{2,1}] \quad \mathbf{C}_{i1y} = [\mathbf{C}_{iy} \quad \mathbf{0}_{2,1}]$$

A partir de (11), las nuevas funciones de transferencia para el lazo externo de control de tensión resultan,

$$H_{v1y}(z) = V_y(z) / I_y^*(z) = \mathbf{C}_{v1}(z \mathbf{I}_{5 \times 5} - \mathbf{G}_{1y} - \mathbf{D}_{1y} R_d^{-1} \mathbf{C}_{v1})^{-1} \mathbf{H}_{1y} \quad (12)$$

Para obtener las funciones de transferencia de la impedancia de salida, se anulan las corrientes de referencia en la Fig. 6, obteniendo la ecuación en espacio de estados (13), a la cual aplicando transformada z , se obtienen las funciones de transferencia de la impedancia de salida mediante (14).

$$\mathbf{x}_{1y}[(k+1)T] = \mathbf{G}_{oy} \mathbf{x}_{1y}(kT) + \mathbf{D}_{1y} i_y^*(kT) \quad (13)$$

donde,

$$\mathbf{G}_{oy} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{py} - \mathbf{H}_{py} K_{pi,y} \mathbf{D}_{ri,y} \mathbf{C}_{iy} & \mathbf{H}_{py} K_{pi,y} \mathbf{C}_{ri,y} \\ -\mathbf{B}_{ri,y} \mathbf{C}_{iy} & \mathbf{A}_{ri,y} \end{bmatrix}$$

$$Z_{o1,y}(z) = V_y(z) / I_{o,ex,y}(z) = \mathbf{C}_{v1}(z \mathbf{I}_{5 \times 5} - \mathbf{G}_{oy})^{-1} \mathbf{D}_{1y} \quad (14)$$

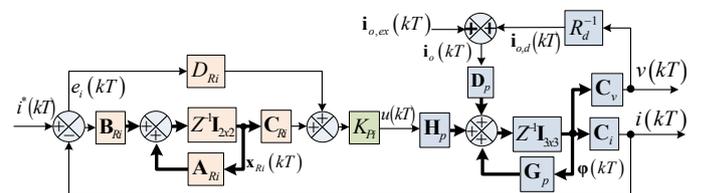


Fig. 6 Diagrama en Espacio de estados del lazo interno de control de corriente

C. Diseño del Lazo externo de control de tensión

1) *Compensación a frecuencia fundamental*: Para el seguimiento y rechazo de perturbaciones de frecuencia

fundamental se emplea un controlador resonante para cada uno de los ejes sintonizado a 50 Hz. Siguiendo el procedimiento de diseño del lazo interno, se obtienen las ganancias proporcionales para estabilizar las plantas de tensión, resultando que, para $K_{pv\alpha} = K_{pv\beta} = 0.0336$ y $K_{pv0} = 0.16$, se obtienen los siguientes márgenes de fase; $MF_\alpha = MF_\beta = 130^\circ$ y $MF_0 = 114^\circ$. Mientras que los ángulos de compensación de fase resultan $\theta_{\alpha\beta,1} = 4.43^\circ$ y $\theta_{0,1} = 4.17^\circ$.

Las ganancias $K_{rv,y}$ para los ejes α y β se diseñan para que la desviación RMS ante un escalón de carga lineal del 20% al 100% y del 100% al 20% de la corriente nominal, no superen los límites indicados por la clasificación más exigente de la norma IEC 62040-3. Estos límites se indican en la Fig. 7. Puede observarse que para $K_{rv,\alpha} = K_{rv,\beta} = 1000$ la desviación *rms* es suficiente para cumplir los requerimientos, con márgenes de fase en vacío de $MF_\alpha = MF_\beta = 69^\circ$.

Por otra lado, la ganancia $K_{rv,0}$ se diseña para que ante un desequilibrio de carga lineal en la fase *a*, variando desde la condición de carga nominal a vacío, la tensión del eje 0 se extinga en menos de un ciclo de la frecuencia fundamental, resultando en una ganancia $K_{rv,0} = 500$, con un margen de fase en vacío de $MF_0 = 71^\circ$.

2) *Compensación de armónicos*: Para cumplir con los requerimientos de contenido armónico total e individual y empleando la mínima cantidad de controladores resonantes, en la Fig. 8 se compara la impedancia armónica con la impedancia de salida obtenida mediante (14) en cada una de las frecuencias de interés, expresados en Ohms. De esta comparación resulta que la impedancia de salida debe reducirse en los armónicos 5 y 7, correspondientes a los ejes α y β , y los armónicos 3, 9, 15 y 21, correspondientes al eje 0, en estas frecuencias se incorporan controladores resonantes en configuración *plug-in*.

Las ganancias K_{rv} se ajustan hasta cumplir con la impedancia armónica, resultando en las ganancias que se detallan en la Tabla 2 junto con sus respectivos ángulos de compensación. Las respuestas en frecuencia de las impedancias de salida resultantes se muestran en la Fig. 9, donde puede observarse que se ha reducido la impedancia tanto en la frecuencia fundamental como en las frecuencias armónicas establecidas.

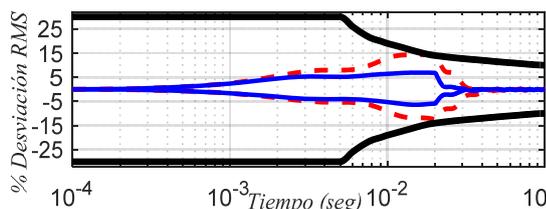


Fig. 7 Desviación RMS de la tensión de salida ante saltos de carga para $K_{rv,\alpha} = K_{rv,\beta} = 440$ (--) y $K_{rv,\alpha} = K_{rv,\beta} = 1000$ (-)

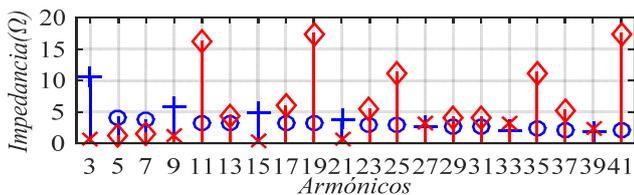


Fig. 8 Comparación entre la impedancia de salida del inversor, Z_{o1} ([+] eje 0, [o] ejes $\alpha\beta$), con la impedancia armónica Z_{arm} , ([X] eje 0, [\diamond] ejes $\alpha\beta$)

TABLA 2 – GANANCIAS Y ÁNGULOS DE COMPENSACIÓN PARA LOS CONTROLADORES RESONANTES EN FRECUENCIAS ARMÓNICAS

h	Ejes α y β		Eje 0				
	5	7	3	9	15	21	27
K_{rv}	180	120	130	6	40	25	2
θ_v ($^\circ$)	35.75	35.90	22.74	39.99	70.35	119.34	156.95

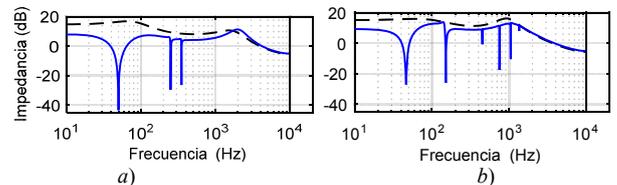


Fig. 9 Magnitud de la impedancia de salida, con controlador P (-) y P+R (+) a) ejes α y β , b) eje 0

V. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

En esta sección se presentan resultados de simulación obtenidos mediante el software PSIM, la estrategia de control y la modulación 3D-SVM se programaron en lenguaje C.

En la Fig. 10 a, se observan las tensiones de fase y corrientes de carga ante un salto de carga trifásica y equilibrada, del 20% al 100% y del 100% al 20% de su valor nominal respectivamente, sus desviaciones *rms* porcentuales se muestran en al Fig. 12 b, donde puede observarse que se encuentran dentro de los límites requeridos por la norma.

En la Fig. 11 se muestra la respuesta transitoria de las tensiones de salida ante el ensayo de desequilibrio indicado en la norma IEC 62040-3, el cual consiste en reducir la carga de la fase *a*, de nominal a vacío, manifestando el desequilibrio mediante la aparición de la corriente de neutro. Las tensiones de fase se recuperan del transitorio en menos de 20 ms, con un factor de desequilibrio en régimen permanente del 0.11%.

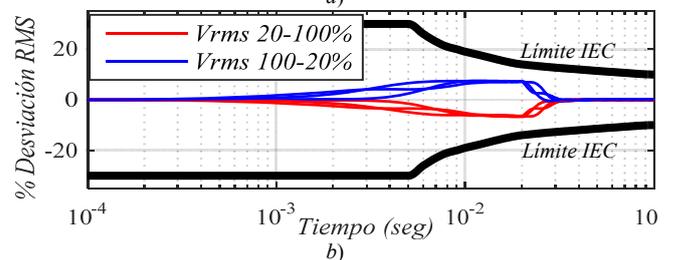
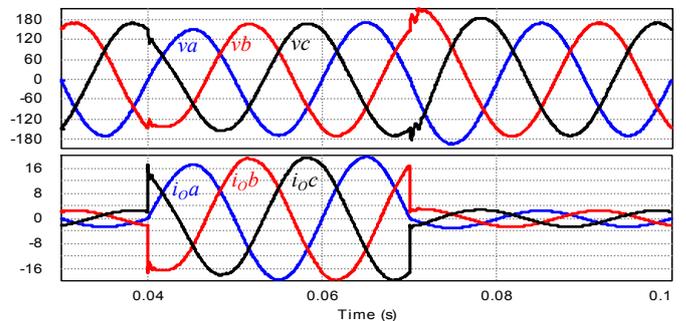


Fig. 10 Resultados con saltos de carga lineal. a) Tensiones de fase (superior) y corriente de carga (inferior), b) Desviación RMS de las tensiones de fase.

En la Fig. 12a se muestra las tensiones y corrientes de salida cuando el inversor alimenta las cargas no lineales monofásicas de referencia y equilibradas, mientras en la Fig. 12b se muestra

el contenido armónico de la tensión de fase a, junto con los límites requeridos por la norma. Puede observarse el cumplimiento del THD individual en todas las frecuencias armónicas impares. Por otra parte, la distorsión armónica total resulta en 1.44%, menor al 8% requerido en IEC 62040-3.

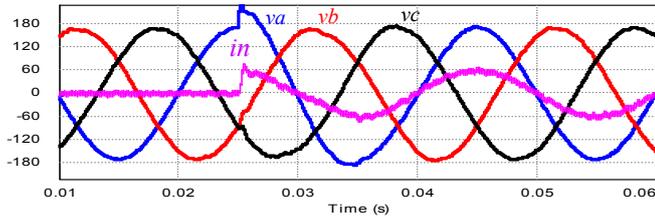


Fig. 11 Resultados con desequilibrio de carga lineal, fase a en vacío. Tensiones de fase y corriente de neutro (amplificado por 3).

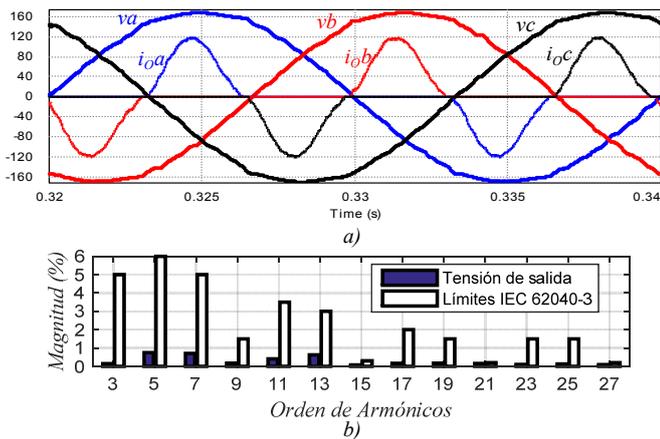


Fig. 12 Resultados con carga no lineal en régimen permanente. a) Tensiones de fase y corrientes de salida (amplificadas por 3), b) FFT de Va

VI. CONCLUSIONES

En este trabajo se propuso el empleo de controladores resonantes para el seguimiento de referencias de tensión y corriente a frecuencia fundamental, como para el rechazo de perturbaciones periódicas.

Para cumplir con la distorsión armónica total e individual, que exigen las normas de desempeño de UPS, en este trabajo se amplió a inversores de cuatro piernas el concepto de impedancia armónica, propuesto para inversores monofásicos, a partir del cual se diseñaron los controladores del lazo externo de control de tensión para que la impedancia del filtro LC de salida sea menor a la impedancia armónica en todas las frecuencias armónicas impares, con lo cual se evita la implementación de una cantidad innecesaria de controladores resonantes y de elevadas ganancias que comprometen el margen de fase del sistema.

Para analizar el desempeño de la estrategia de control se presentaron resultados de simulación a partir de los cuales se verificó el cumplimiento de los requerimientos de la norma IEC 62040-3, tanto para régimen transitorio como permanente, cumpliendo además con el contenido armónico total e individual cuando el inversor alimenta una carga no lineal de referencia. Por otra parte, ante el ensayo de desequilibrio de carga, se obtuvo un desequilibrio del 0.11%, menor al 5% indicado en IEC 60146-1-1 y en menos de 20 ms.

AGRADECIMIENTOS

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

REFERENCIAS

- [1] J. M. Guerrero, L. G. De Vicuna, and J. Uceda, "Uninterruptible power supply systems provide protection," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 1, pp. 28–38, 2007.
- [2] IEC, *International Standard IEC 62040-3: Uninterruptible Power Systems (UPS)—Part 3: Method of Specifying the Performance and Test Requirements, Second Edition*. 2011.
- [3] M. Zhang, "Investigation of Switching Schemes for Three-phase Four-Leg Voltage Source Inverters," Newcastle University, 2013.
- [4] 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," 2017.
- [5] M. Pichan 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, 2017.
- [6] 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, 2014.
- [7] 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 *2018 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON)*, 2018, pp. 1–8.
- [8] M. J. Ryan, R. W. De Doncker, and R. D. Lorenz, "Decoupled control of a 4-leg inverter via a new 4×4 transformation matrix," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 5, pp. 694–701, 2001.
- [9] 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, 2017.
- [10] F. Botterón and R. E. Carballo, "Discrete-Time Controllers based on the Internal Model Principle for Shunt Active Power Filters," vol. 211, pp. 205–211, 2013.
- [11] F. Botterón, H. Pinheiro, H. a Gründling, J. R. Pinheiro, H. L. Hey, and A. Normalization, "Digital Voltage and Current Controllers for Three-Phase PWM Inverter for UPS Applications," vol. 0, no. C, pp. 2667–2674, 2001.
- [12] 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 Electron.*, vol. 9, no. 15, pp. 2871–2879, 2016.
- [13] R. Zhang, D. Boroyevich, V. H. Prasad, H.-C. Mao, F. C. Lee, and S. Dubovsky, "A three-phase inverter with a neutral leg with space vector modulation," *Proc. APEC 97 - Appl. Power Electron. Conf.*, vol. 2, no. 1, pp. 857–863, 1997.
- [14] C. Cosner, G. Anwar, and M. Tomizuka, "Plug in repetitive control for industrial robotic manipulators," *Proceedings, IEEE Int. Conf. Robot. Autom.*, pp. 1970–1975, 1990.