

Control digital desacoplado de inversores trifásicos de cuatro piernas para alimentar cargas equilibradas y desequilibradas

Oggier, E.^{a,*}, Botterón, F.^b, Oggier G.^a, García, G.^a

^a Instituto de Investigaciones en Tecnologías Energéticas y Materiales Avanzados (IITEMA), Grupo de Electrónica Aplicada (GEA)-CONICET, Facultad de Ingeniería - Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC), Ruta Nacional 36 Km. 601, X5804BYA, Río Cuarto, Córdoba, Argentina.

^b Instituto de Materiales de Misiones (IMAM), Universidad Nacional de Misiones, CONICET, Misiones, Argentina

To cite this article: Oggier, E., Botterón, F., Oggier, G., García, G. 2020. Decoupled digital control of a three-phase four-leg inverter to feed balanced and unbalanced loads. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial 17, 306-317. <https://doi.org/10.4995/riai.2020.13011>

Resumen

Este trabajo presenta una estrategia de control digital para inversores trifásicos de cuatro piernas, para cumplir con el requerimiento de normas internacionales de calidad de energía para UPS cuando se alimentan cargas equilibradas y desequilibradas. La estrategia de control propuesta se desarrolla en el marco de referencia $dq0$ en tiempo discreto, posee un lazo interno para controlar la corriente de los inductores y un lazo externo para controlar la tensión de salida. Se demuestra que utilizando controladores convencionales pueden desacoplarse las tensiones de los ejes d y q , en todo el rango de funcionamiento del inversor, lo que permite diseñar los controladores del lazo externo de control de tensión como sistemas SISO independientes, cumpliéndose los requerimientos de régimen transitorio y de régimen permanente impuestos por norma. Para mejorar el desempeño del inversor cuando se alimentan cargas desequilibradas, se propone utilizar un controlador Proporcional-Resonante únicamente en el lazo interno del eje 0, lográndose una estrategia de control simple y, en consecuencia, de bajo costo computacional. Se presentan resultados de simulación y experimentales que permiten validar la estrategia de control propuesta.

Palabras Clave: Inversor trifásico, electrónica de potencia, control por modelo interno, desacoplamiento

Decoupled digital control of a three-phase four-leg inverter to feed balanced and unbalanced loads

Abstract

This paper presents a digital control strategy for three-phase four-leg inverters to meet the requirements of international power quality standards for UPS, when balanced and unbalanced loads are feeding. The proposed control strategy is developed in the discrete-time $dq0$ -reference frame. It has an inner current loop to control the inductors currents and an outer voltage control loop. The analysis of this paper demonstrates that using conventional controllers, the voltages of d and q axes can be decoupled, into the whole operating range, which allows the outer voltage controllers to be designed as independent SISO systems, meeting the requirements of the transient and permanent regimes imposed by Standards. To improve the performance when the inverter feeds unbalanced loads, this paper proposes to use a Proportional-Resonant controller only in the inner loop of the axis 0, achieving a simple control strategy and, consequently with a low computational cost. Simulation and experimental results allow validating the proposed control strategy.

Keywords: Three phase inverter, power electronics, internal model control, decoupling

1. Introducción

Los inversores trifásicos poseen innumerables aplicaciones, pudiendo ser utilizados en aplicaciones de microrredes eléctricas aisladas (Ortega et al., 2016) o interconectadas con

la red convencional (Miveh et al., 2016), accionamientos eléctricos (N. Mohan, T. Undeland, 2002), sistemas de alimentación ininterrumpida (UPS - *Uninterruptible Power Supply*) (Astrada and DeAngelo, 2019), entre otros. Las UPS permiten alimentar cargas críticas tales como equipos médicos,

*Autor para la correspondencia: eliasoggier@gmail.com

Attribution-NonCommercial-NoDerivatives 4.0 International (CC BY-NC-ND 4.0)

industriales e informáticos, los cuales requieren una continuidad del suministro de energía eléctrica de manera segura. Los inversores diseñados para alimentar estas cargas deben cumplir con requerimientos de calidad de energía y lograr una buena robustez y fiabilidad, además de una respuesta dinámica de la tensión de salida acorde con las especificaciones impuestas en normas internacionales como por ejemplo la IEC 62040-3 (Botteron and Pinheiro, 2007; Carballo et al., 2016).

En aplicaciones de UPS trifásicas, las cargas de los inversores pueden ser tanto lineales como no lineales, monofásicas y trifásicas, lo que requiere de un cuarto conductor de neutro para poder equilibrar la tensión en cada una de las fases de salida. En la bibliografía, existen diferentes propuestas para implementar inversores con conductor de neutro; entre ellas, las topologías de inversores trifásicos de tres piernas más divisor capacitivo (*Split DC-Link Inverter*), inversores trifásicos de tres piernas con transformadores de aislamiento trifásicos con conexión estrella en su salida e inversores trifásicos de cuatro piernas (M. Zhang, 2013).

Las ventajas del inversor de cuatro piernas, en comparación con las demás topologías, son las siguientes:

a) posibilidad de controlar la tensión y corriente de secuencia cero, adicionando un grado de libertad al control (Richard Zhang, 1998);

b) menor tamaño y peso en comparación a la topología con transformador a la salida del inversor y

c) en comparación con la topología *Split DC-Link Inverter*, no requiere de un control adicional, ni del empleo de grandes capacitores para equilibrar las tensiones del divisor capacitivo de la barra de CC, ya que la corriente de secuencia cero circulará a través de la cuarta pierna (Liang et al., 2009).

Para poder controlar la tensión de salida de inversores de cuatro piernas en aplicaciones de UPS que alimentan cargas desequilibradas, existen diferentes estrategias (Houari et al., 2017; Ismail and Mishra, 2017; Lidozzi et al., 2017; Liu et al., 2009; Pichan and Rastegar, 2017; Pichan et al., 2017; Ryan et al., 2001; Yaramasu et al., 2014; Yi and Jin, 2004), los cuales básicamente pueden clasificarse en controladores diseñados para operar en el referencial estacionario o en el referencial sincrónico.

Dentro de las estrategias desarrolladas en el referencial estacionario, se encuentran las basadas en controladores por histéresis (Ismail and Mishra, 2017), *Sliding Mode Control* (SMC) (Houari et al., 2017; Pichan and Rastegar, 2017), predictivos (Yaramasu et al., 2014), *dead-beat* (Pichan et al., 2017), repetitivos (Lidozzi et al., 2017), entre otros.

Los controladores por histéresis tienen la desventaja de una frecuencia de conmutación variable, lo cual dificulta el diseño del filtro de salida; mientras que los basados en SMC presentan una debilidad conocida como “*chattering*”, la cual se manifiesta como una oscilación de alta frecuencia alrededor del punto de equilibrio deseado que puede excitar dinámicas de alta frecuencia del sistema no modeladas originalmente.

En (Yaramasu et al., 2014), se propone una estrategia de control basada en un controlador predictivo, el cual permite determinar las tensiones de fase en el próximo instante de muestreo, a partir de los 16 posibles estados de conmutación del inversor. Los resultados son evaluados mediante una función de costo, el estado de conmutación que minimiza esta función es que se aplica en la próxima conmutación del

inversor. Los resultados muestran una buena respuesta dinámica y reducida distorsión armónica, con la desventaja de que el costo computacional es elevado, y que el inversor opera con una frecuencia de conmutación variable.

Los controladores repetitivos presentan la desventaja que el atraso de fase que introduce este controlador compromete la respuesta dinámica y el margen de fase del sistema (Lidozzi et al., 2017), (Chen et al., 2013). Para mejorar la respuesta dinámica, en (Lidozzi et al., 2017) y en (Xing et al., 2017), se incorpora un controlador *dead-beat*. El controlador *dead-beat*, al igual que el predictivo, posee la desventaja de ser altamente dependiente de los parámetros del sistema (Pichan and Rastegar, 2017).

El referencial sincrónico $dq0$ es uno de los más utilizados para controlar inversores trifásicos, debido a que las tensiones y corrientes pueden representarse como señales continuas cuando el inversor alimenta cargas lineales y equilibradas (Miveh et al., 2016).

En (Gannett et al., 2002) se emplean dos referenciales sincrónicos, operando con frecuencias ω y $-\omega$, para compensar distorsiones de secuencia positiva y negativa, respectivamente. Además, se agrega un controlador resonante sintonizado a la frecuencia fundamental en el eje 0 del referencial sincrónico positivo, para eliminar la distorsión creada por desequilibrios de carga. Esta estrategia de control presenta un buen desempeño ante desequilibrio de cargas; no obstante, no considera transitorios de carga, y requiere sintetizar una cantidad considerable de transformaciones.

El referencial sincrónico presenta el inconveniente de que las tensiones en los ejes d y q se encuentran acopladas entre sí, lo cual puede afectar al desempeño del sistema (Nasiri and Radan, 2011). Por esta razón, se han propuesto diferentes estrategias de desacoplamiento, las que se describen sucintamente a continuación.

En (Miveh et al., 2016; Ryan et al., 2001; Yi et al., 2004), se propone diseñar el controlador realimentando las corrientes y tensiones de los inductores y capacitores del filtro de salida, adicionando a la corriente de referencia un término *feed-forward*, el cual es proporcional a la tensión de referencia. Este término permite desacoplar las tensiones de los ejes d y q en régimen permanente, pero durante un régimen transitorio, ya sea por cambios de la tensión de referencia o variaciones bruscas de carga, las tensiones de los ejes d y q pueden diferir significativamente de sus respectivos valores de referencia. Durante los regímenes transitorios, el sistema está fuertemente acoplado y los controladores no pueden ser diseñados como sistemas SISO para cumplir con los requerimientos de desempeño requeridos.

En (R. Zhang and Lee, 2000) se utiliza un acondicionador de carga (*load conditioner*) para alimentar cargas no lineales, de modo que el conjunto, carga + acondicionador de carga, sean vistos por el inversor principal como una carga lineal. Esto presenta la ventaja adicional de reducir el acoplamiento de las tensiones d y q del inversor principal. No obstante, la elevada complejidad y costo de esta solución solo se justifica en aplicaciones de muy alta potencia (M. Zhang, 2013).

Por otro lado, en el trabajo presentado en (Nasiri and Radan, 2011) se propone desacoplar las tensiones de los ejes d y q por medio de una estrategia de realimentación de estados, además de un control adaptivo que requiere realimentar el valor de la corriente de carga. Si bien se logra desacoplar las tensiones, el

análisis y desempeño ante desequilibrios de cargas no fue presentado.

A diferencia de los trabajos mencionados anteriormente, en (Botterón et al., 2003) se presenta el modelo del inversor en tiempo discreto, el cual es necesario cuando se realiza la implementación digital de los controladores, y se propone una estrategia de control que consiste en un doble lazo de realimentación implementados con servo-controladores. Estos son diseñados considerando un sistema MIMO, mediante la técnica de regulación óptima cuadrática lineal (LQR), con la dificultad de requerir un cierto número de iteraciones de prueba y error hasta que las respuestas de régimen transitorio y permanente cumplan con las especificaciones de diseño.

En este trabajo se presenta una nueva estrategia de control digital para inversores trifásicos de cuatro piernas en el referencial $dq0$, estableciendo las especificaciones de diseño de los controladores con el objetivo de cumplir los requerimientos de régimen permanente y transitorio establecidos por la norma internacional de calidad de energía IEC 62040-3 (IEC, 2011).

La estrategia de control propuesta posee la siguiente estructura:

- un lazo interno de control de corriente utilizando un controlador proporcional,
- un lazo interno de control de corriente de secuencia cero, utilizando un controlador proporcional resonante,
- un lazo externo de control de tensión utilizando controladores PI.

La contribución de la propuesta se fundamenta en que se consiguen desacoplar las tensiones de los ejes d y q , en todo el rango de funcionamiento, por medio del ajuste adecuado de la acción proporcional del lazo interno de control de corriente. Esto facilita el diseño del lazo externo de control de tensión.

Se utiliza un modelo en tiempo discreto del inversor que permite obtener las respuestas en frecuencia de las funciones de transferencia directas y de acoplamiento, considerando los retardos introducidos por la implementación digital. A partir de este análisis, se define un factor de acoplamiento cuya evaluación permite diseñar el controlador del lazo interno con el objetivo de lograr el mayor desacoplamiento posible de las tensiones de los ejes d y q . Con ello, el lazo externo de control de tensión puede diseñarse para cumplir con las especificaciones impuestas por normas de calidad de energía utilizando controladores simples, lo que permite reducir complejidad y en consecuencia costos computacionales.

El desempeño del controlador propuesto se valida mediante resultados de simulación y experimentales obtenidos con un prototipo de 5 kVA, ante variaciones y desequilibrios de carga, cumpliéndose con las especificaciones de diseño impuestas por norma.

El resto del trabajo está organizado de la siguiente manera: La sección 2 presenta el modelo promediado del inversor en tiempo discreto en el referencial $dq0$, a partir del cual se obtienen las funciones de transferencia de la planta y con ellas se analiza el acoplamiento de las tensiones de los ejes d y q ; La sección 3 presenta la estrategia de control propuesta y el diseño de los controladores; en la sección 4 se presentan resultados de simulación y experimentales; finalmente, en la sección 5, se presentan las conclusiones del trabajo.

2. Modelo del inversor de cuatro piernas con filtro LC

En la Figura 1 se muestra el esquema del inversor trifásico de cuatro piernas, el cual posee un filtro LC a la salida. El conductor de neutro de la carga se conecta a la cuarta pierna mediante un cuarto inductor que permite reducir el ripple de corriente. En este trabajo, se desprecia la impedancia de la fuente de alimentación V_{CC} y se consideran las resistencias parásitas de los inductores. Los parámetros del inversor se detallan en la Tabla 1.

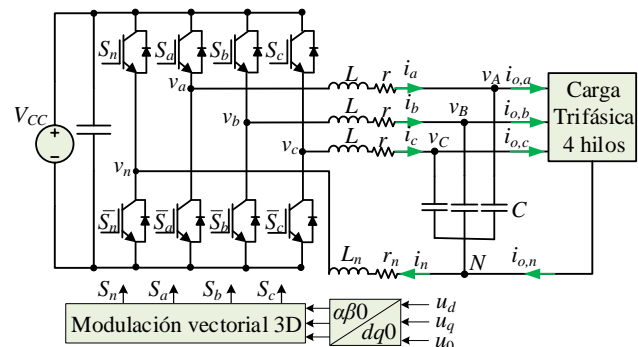


Figura 1: Inversor de cuatro piernas con filtro LC, esquema de modulación utilizado y carga trifásica de 4 hilos.

Tabla 1: Parámetros del sistema

Parámetro	Símbolo	Valor
Potencia Nominal	S_{nom}	5 kVA
Tensión de la barra de CC	V_{CC}	600 V
Tensión de salida RMS	V_{nom}	220V
Resistencia de carga nominal	R_{nom}	29 Ω
Inductores de fase	L, r	600 μ H, 0.2 Ω
Inductores de neutro	L_n, r_n	580 μ H, 0.15 Ω
Capacitores de salida	C	48 μ F
Frecuencia fundamental	f_0	50 Hz
Frecuencia de conmutación	f_s	20 kHz
Período de muestreo	T	50 μ S

Asumiendo que $f_s \gg f_0$, el modelo promediado del inversor de cuatro piernas en tiempo continuo y en el referencial sincrónico resulta (Richard Zhang, 1998),

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_{dq0}(t) &= \mathbf{A}_{dq0} \mathbf{x}_{dq0}(t) + \mathbf{B}_{dq0} \mathbf{u}_{dq0}(t) + \mathbf{D}_{dq0} \mathbf{i}_{o,dq0}(t), \\ \mathbf{v}_{dq0}(t) &= \mathbf{C}_{v,dq0} \mathbf{x}_{dq0}(t), \\ \mathbf{i}_{dq0}(t) &= \mathbf{C}_{i,dq0} \mathbf{x}_{dq0}(t), \end{aligned} \tag{1}$$

donde $\mathbf{x}_{dq0} = [v_d \ i_d \ v_q \ i_q \ v_0 \ i_0]^T$ son las variables de estado; $\mathbf{i}_{o,dq0} = [i_{o,d} \ i_{o,q} \ i_{o,0}]^T$ las corrientes de carga, las cuales se consideran como una perturbación del sistema; $\mathbf{u}_{dq0} = [u_d \ u_q \ u_0]^T$ son las señales de control, que definirán el vector de referencia de la modulación vectorial en tres dimensiones (3D-SVM) como se muestra en la Figura 1; mientras que las matrices de estado resultan,

$$\mathbf{A}_{dq0} = \begin{bmatrix} \frac{1}{RC} & \frac{1}{C} & \omega & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{L} & -\frac{r}{L} & 0 & \omega & 0 & 0 \\ -\omega & 0 & \frac{1}{RC} & \frac{1}{C} & 0 & 0 \\ 0 & -\omega & -\frac{1}{L} & -\frac{r}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L+3L_n} & \frac{r+3r_n}{L+3L_n} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{dq0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \frac{V_{CC}}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{V_{CC}}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{V_{CC}}{L+3L_n} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{D}_{dq0} = \begin{bmatrix} -1/C & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1/C & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_{v,dq0} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_{i,dq0} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

donde $\omega = 2\pi f_0$.

Como la carga del inversor aporta amortiguamiento a la dinámica del filtro LC modificando las funciones de transferencia del sistema, se modela una carga equilibrada de diseño representada mediante una resistencia R, la cual facilita realizar el análisis de estabilidad y diseño de los controladores para diferentes condiciones de carga, desde carga nominal, $R=R_{nom}$, hasta operación en vacío, $R=1 M\Omega$.

En la matriz \mathbf{A}_{dq0} , los ejes d y q se encuentran acoplados mediante el término de frecuencia angular ω , conformando un sistema MIMO de cuarto orden (Nasiri and Radan, 2011), mientras que las variables del eje 0, conforman un sistema SISO de segundo orden independiente de los ejes d y q. Esta característica del eje 0 permite descomponer (1) en dos subsistemas, uno de cuarto orden para los ejes d y q y otro de segundo orden para el eje 0, resultando en la siguiente ecuación de estados,

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_h(t) &= \mathbf{A}_h \mathbf{x}_h(t) + \mathbf{B}_h \mathbf{u}_h(t) + \mathbf{D}_h \mathbf{i}_{o,h}(t), \\ \mathbf{v}_h(t) &= \mathbf{C}_{v,h} \mathbf{x}_h(t), \\ \mathbf{i}_h(t) &= \mathbf{C}_{i,h} \mathbf{x}_h(t), \end{aligned} \quad (2)$$

donde el subíndice $h=dq,0$, indica si la ecuación (2) corresponde al subsistema de los ejes d y q o al subsistema del eje 0. Las nuevas matrices resultan,

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{dq} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{RC} & \frac{1}{C} & \omega & 0 \\ \frac{1}{L} & \frac{r}{L} & 0 & \omega \\ -\omega & 0 & \frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ 0 & -\omega & \frac{1}{L} & \frac{r}{L} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{dq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{V_{CC}}{L} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{V_{CC}}{L} \end{bmatrix}, \mathbf{D}_{dq} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \\ \mathbf{C}_{v,dq} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_{i,dq} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \\ \mathbf{A}_0 &= \begin{bmatrix} \frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ \frac{1}{L+3L_n} & \frac{r+3r}{L+3L_n} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{CC}}{L+3L_n} \end{bmatrix}, \mathbf{D}_0 = \begin{bmatrix} \frac{1}{C} \\ 0 \end{bmatrix}; \\ \mathbf{C}_{v,0} &= [1 \ 0 \ 0]; \mathbf{C}_{i,0} = [0 \ 1 \ 0]. \end{aligned}$$

2.1. Modelo promediado del inversor en tiempo discreto

Los controladores utilizados se implementan en un microcontrolador, lo que implica la presencia de un retardo de tiempo adicional. Este retardo es el que transcurre entre el muestreo de las señales PWM y la actualización de las señales de control, denominado retardo de transporte, T_d , (Carballo et al., 2016). Como consecuencia de ello, durante el $késimo$ intervalo, las señales de control anteriores $\mathbf{u}[(k-1)T]$ son aplicadas al inversor, mientras que las actuales $\mathbf{u}[kT]$ se aplican luego de transcurrido un tiempo $T_d=T/2$ (Botterón et al., 2003). En la Figura 2 se representan las señales PWM ($S_a \dots S_n$), la señal de control (u_h), los instantes de muestreo $(k+n)T$, con $n=0, 1, \dots$) y el retardo de transporte originado (T_d).

Para obtener el sistema de ecuaciones en el espacio de

estados en tiempo discreto, considerando el retardo de transporte indicado anteriormente, se resuelve (2) a lo largo de un período de muestreo, resultando,

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_h[(k+1)T] &= e^{\mathbf{A}_h T} \mathbf{x}_h[kT] + \int_0^{T_d} e^{\mathbf{A}_h(T-\tau)} d\tau \mathbf{B}_h \mathbf{u}_h[(k-1)T] \\ &+ \int_0^{T-T_d} e^{\mathbf{A}_h(T-d-\tau)} d\tau \mathbf{B}_h \mathbf{u}_h[kT] + \int_0^T e^{\mathbf{A}_h(T-\tau)} d\tau \mathbf{D}_h \mathbf{i}_{o,h}[kT], \end{aligned} \quad (3)$$

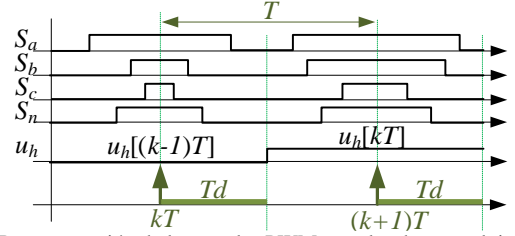


Figura 2: Representación de las señales PWM, señales de control, instantes de muestreo y retardo de transporte.

resolviendo las integrales de (3) para cada una de las variables de estado, se obtiene,

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_h[(k+1)T] &= e^{\mathbf{A}_h T} \mathbf{x}_h[kT] + \mathbf{A}_h^{-1} [e^{\mathbf{A}_h T_d} - \mathbf{I}] \mathbf{B}_h \mathbf{u}_h[(k-1)T] \\ &+ \mathbf{A}_h^{-1} [e^{\mathbf{A}_h(T-T_d)} - \mathbf{I}] \mathbf{B}_h \mathbf{u}_h[kT] + \mathbf{A}_h^{-1} [e^{\mathbf{A}_h T} - \mathbf{I}] \mathbf{D}_h \mathbf{i}_{o,h}[kT], \end{aligned} \quad (4)$$

definiendo $\mathbf{\Gamma}_{1h} = \mathbf{A}_h^{-1} [e^{\mathbf{A}_h T_d} - \mathbf{I}] \mathbf{B}_h$, $\mathbf{\Gamma}_{2h} = \mathbf{A}_h^{-1} [e^{\mathbf{A}_h(T-T_d)} - \mathbf{I}] \mathbf{B}_h$, $\mathbf{\Gamma}_{3h} = \mathbf{A}_h^{-1} [e^{\mathbf{A}_h T} - \mathbf{I}] \mathbf{D}_h$ y $\mathbf{\Phi}_h = e^{\mathbf{A}_h T}$, la ecuación (4) puede reescribirse como,

$$\mathbf{x}_h[(k+1)T] = \mathbf{\Phi}_h \mathbf{x}_h[kT] + \mathbf{\Gamma}_{1h} \mathbf{u}_h[(k-1)T] + \mathbf{\Gamma}_{2h} \mathbf{u}_h[kT] + \mathbf{\Gamma}_{3h} \mathbf{i}_{o,h}[kT]. \quad (5)$$

Para obtener una ecuación en espacio de estados en su forma estándar, se define a la señal de control anterior $u_h[(k-1)T]$ como una nueva variable de estado, $u_{Dh}[kT]$ (Franklin, 1997), resultando en,

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_h[(k+1)T] &= \mathbf{\Phi}_h \mathbf{x}_h[kT] + \mathbf{\Gamma}_{1h} u_{Dh}[kT] + \mathbf{\Gamma}_{2h} \mathbf{u}_h[kT] + \mathbf{\Gamma}_{3h} \mathbf{i}_{o,h}[kT] \\ u_{Dh}[(k+1)T] &= \mathbf{u}_h[kT]. \end{aligned} \quad (6)$$

a partir de (6) puede obtenerse el siguiente modelo del sistema en espacio de estados en tiempo discreto considerando el retardo de transporte, el cual indica que las variables de estado en el próximo instante de muestreo dependen del valor de las variables en el instante de muestreo actual, resultando en un modelo causal (Franklin, 1997).

$$\begin{aligned} \mathbf{\Phi}_h[(k+1)T] &= \mathbf{G}_h \mathbf{\Phi}_h[kT] + \mathbf{H}_h \mathbf{u}_h[kT] + \mathbf{F}_h \mathbf{i}_{o,h}[kT], \\ \mathbf{v}_h(kT) &= \mathbf{C}_{mv,h} \mathbf{\Phi}_h(kT), \\ \mathbf{i}_h(kT) &= \mathbf{C}_{mi,h} \mathbf{\Phi}_h(kT), \end{aligned} \quad (7)$$

donde, $h=dq,0$,

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_h &= \begin{bmatrix} \mathbf{\Phi}_h & \mathbf{\Gamma}_{1h} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_h = \begin{bmatrix} \mathbf{\Gamma}_{2h} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}, \mathbf{F}_h = \begin{bmatrix} \mathbf{\Gamma}_{3h} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{\Phi}_{dq} &= [v_d \ i_d \ v_q \ i_q \ u_{dD} \ u_{qD}]^T, \\ \mathbf{C}_{mv,dq} &= [\mathbf{C}_{v,dq} \ \mathbf{0}_{2 \times 2}], \mathbf{C}_{mi,dq} = [\mathbf{C}_{i,dq} \ \mathbf{0}_{2 \times 2}], \\ \mathbf{\Phi}_0 &= [v_0 \ i_0 \ u_{0D}]^T, \mathbf{C}_{mv,0} = [\mathbf{C}_{v,0} \ 0], \mathbf{C}_{mi,0} = [\mathbf{C}_{i,0} \ 0]. \end{aligned}$$

Cada una de las funciones de transferencia de la planta para los ejes d y q , son las componentes de la matriz de transferencia $\mathbf{P}_{dq}(z)$ indicada en (8), la cual relaciona las variables de estado $\boldsymbol{\varphi}_{dq}(z)$ con las señales de control $U_d(z)$ y $U_q(z)$.

$$\mathbf{P}_{dq}(z) = (z\mathbf{I}_{6 \times 6} - \mathbf{G}_{dq})^{-1} \mathbf{H}_{dq} = \begin{bmatrix} \frac{V_d(z)}{U_d(z)} & \frac{V_q(z)}{U_q(z)} \\ \frac{I_d(z)}{U_d(z)} & \frac{I_q(z)}{U_q(z)} \\ \frac{V_{vd}(z)}{U_d(z)} & \frac{V_{vq}(z)}{U_q(z)} \\ \frac{I_{vd}(z)}{U_d(z)} & \frac{I_{vq}(z)}{U_q(z)} \\ \frac{V_{vdq}(z)}{U_d(z)} & \frac{V_{vqd}(z)}{U_q(z)} \\ \frac{I_{vdq}(z)}{U_d(z)} & \frac{I_{vqd}(z)}{U_q(z)} \\ \frac{1}{z} & 0 \\ 0 & \frac{1}{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{vdd}(z) & P_{vdq}(z) \\ P_{idd}(z) & P_{idq}(z) \\ P_{vqd}(z) & P_{vqq}(z) \\ P_{iqd}(z) & P_{iqq}(z) \\ 1/z & 0 \\ 0 & 1/z \end{bmatrix} \quad (8)$$

Estas funciones de transferencia pueden clasificarse en directas ($P_{vdd}(z)$, $P_{vqq}(z)$, $P_{idd}(z)$ y $P_{iqq}(z)$) y de acoplamiento ($P_{vdq}(z)$, $P_{vqd}(z)$, $P_{idq}(z)$ y $P_{iqd}(z)$). Por otro lado, las funciones de transferencia correspondientes al eje 0, son las componentes de la siguiente matriz de transferencia,

$$\mathbf{P}_0(z) = (z\mathbf{I}_{3 \times 3} - \mathbf{G}_0)^{-1} \mathbf{H}_0 = \begin{bmatrix} V_0(z)/U_0(z) \\ I_0(z)/U_0(z) \\ 1/z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{v0}(z) \\ P_{i0}(z) \\ 1/z \end{bmatrix} \quad (9)$$

2.2. Análisis del acoplamiento de las tensiones v_d y v_q

A continuación, se analiza el acoplamiento que existe entre las tensiones de los ejes d y q en inversores de cuatro piernas. Una manera de realizar este análisis, consiste en comparar las magnitudes de las respuestas en frecuencias de las funciones de transferencia directas y de acoplamiento. Un bajo acoplamiento se corresponde con una magnitud de las respuestas en frecuencia de las funciones de acoplamiento inferior frente a la magnitud de las funciones directas. En consecuencia, cuando se produzca una perturbación en la tensión de uno de los ejes, la tensión del eje opuesto no se verá afectado de manera significativa.

En la Figura 3 se muestran las magnitudes de las respuestas en frecuencia directa, $P_{vdd}(z)$, $P_{vqq}(z)$; y las de acoplamiento, $P_{vdq}(z)$, $P_{vqd}(z)$, cuando el inversor alimenta la carga nominal $R=R_{nom}$, y cuando opera en vacío, $R=1 \text{ M}\Omega$.

Cuando el inversor alimenta la carga nominal, las magnitudes de las respuestas en frecuencia de $P_{vdq}(z)$ y $P_{vqd}(z)$ son menores a las magnitudes de $P_{vdd}(z)$ y $P_{vqq}(z)$ en todo el rango de frecuencias considerado; por lo que en algunos trabajos se suele despreciar el acoplamiento, y así simplificar el diseño de los controladores realizándolos como sistemas SISO independientes para cada uno de los ejes (Bai et al., 2009; Corcau et al., 2010; Thandi et al., 1999).

Sin embargo, para el caso en que el inversor se encuentre operando en vacío, las magnitudes de las respuestas en frecuencia de las funciones de acoplamiento aumentan significativamente, produciéndose un fuerte acoplamiento de las tensiones de los ejes d y q alrededor de la frecuencia de resonancia.

A partir de estos resultados, puede concluirse que cuando el inversor opera con carga inferior a la nominal, o en vacío, el acoplamiento influye fuertemente en el modelo del sistema y

debe ser considerado para poder diseñar de manera adecuada los controladores.

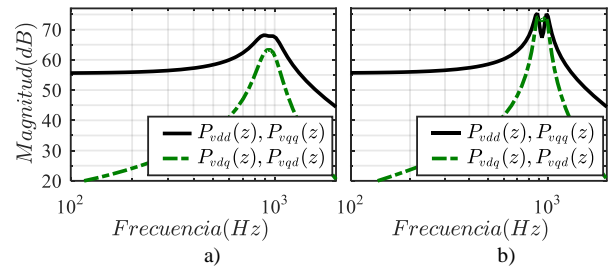


Figura 3: Magnitudes de las respuestas en frecuencia directas y de acoplamiento de las plantas de tensión para diferentes condiciones de carga: a) en carga nominal; b) en vacío.

3. Estrategia de control

En esta sección se diseña la estrategia de control propuesta, la cual posee un doble lazo de realimentación: un lazo interno de control de la corriente de los inductores y un lazo externo de control de las tensiones de salida

En la Figura 4 se muestra un diagrama de bloques del controlador propuesto. En esta figura los bloques $abc/dq0$ representan las transformadas de Clarke y Park en conjunto, mientras que el bloque $dq0/\alpha\beta0$ representa la transformada inversa de Park; $D_{ih}(z)$ y $D_{vh}(z)$ representan las funciones de transferencia de los controladores del lazo interno y externo, respectivamente; mientras que los bloques e^{-T_s} representan los atrasos de fase introducidos por la implementación digital.

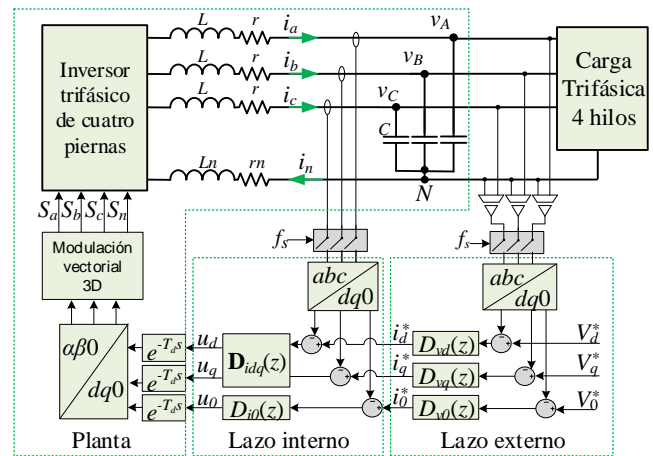


Figura 4: Diagrama de bloques del controlador propuesto.

La función del lazo externo es el de lograr un buen seguimiento de la referencia de tensión y rechazar las perturbaciones de la carga, generando la referencia de corriente para el lazo interno; mientras que este último proporciona un amortiguamiento activo a la dinámica del filtro LC de salida para mejorar la estabilidad relativa del sistema a lazo cerrado (Li, 2009) y reduce el acoplamiento de las tensiones de los ejes d y q . Las salidas de los controladores de corriente son las señales de control, las cuales componen el vector de referencia de la modulación $3D$ - SVM del inversor.

3.1. Diseño del controlador de corriente de los ejes d y q

Para el diseño del lazo interno de control de corriente correspondiente a los ejes d y q , en este trabajo se propone utilizar un controlador proporcional, K_{pidq} . Para realizar el diseño,

se considera la peor condición de estabilidad relativa y de acoplamiento, la cual corresponde al inversor operando en vacío, según fue analizado previamente en la Sección 2.2.

La Figura 5 muestra el diagrama de bloques del lazo interno de control de las corrientes de los inductores, obtenido a partir de (7), donde

$$\mathbf{K}_{Pidq} = \mathbf{D}_{idq}(z) = \begin{bmatrix} K_{Pidq} & 0 \\ 0 & K_{Pidq} \end{bmatrix} \quad (10)$$

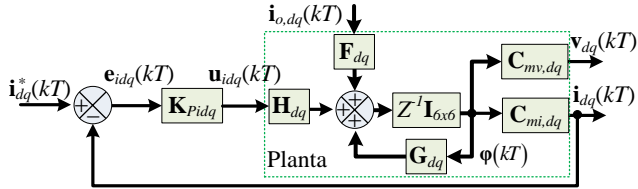


Figura 5: Diagrama de bloques del lazo interno de control de corriente de los ejes d y q.

Para diseñar el valor de K_{Pidq} , primero se analiza cómo afecta este valor a la estabilidad del sistema y luego se presenta su influencia en el desacoplamiento de las tensiones v_d y v_q .

3.1.1. Análisis de estabilidad en función de K_{Pidq}

Primeramente, se analiza cómo afecta el valor de la ganancia K_{Pidq} a la estabilidad relativa del sistema. Para ello, se obtienen las funciones de transferencia del sistema a lazo abierto que relacionan las señales de error $E_{i,dq}(z)$ con las corrientes $I_{dq}(z)$, considerando nula a la perturbación de la corriente de carga, $\mathbf{i}_{o,dq}(kT)=0$. Estas funciones de transferencia forman parte de la siguiente matriz,

$$\mathbf{G}_{i,LA}(z) = \mathbf{C}_{mi,dq}(z\mathbf{I}_{6x6} - \mathbf{G}_{dq})^{-1} \mathbf{H}_{dq} \mathbf{K}_{Pidq} = \begin{bmatrix} I_d(z) & I_q(z) \\ E_{id}(z) & E_{iq}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{idd,LA}(z) & G_{idq,LA}(z) \\ G_{iqd,LA}(z) & G_{iqq,LA}(z) \end{bmatrix}, \quad (11)$$

donde $G_{idd,LA}(z) = G_{iqq,LA}(z)$.

La Figura 6 muestra las respuestas en frecuencia que resultan de evaluar $G_{idd,LA}(z)$ utilizando los parámetros indicados en la Tabla 1, para diferentes valores de ganancia.

A partir de los resultados mostrados en esta figura, puede concluirse que el margen de fase del sistema (MF) se incrementa al disminuir K_{Pidq} .

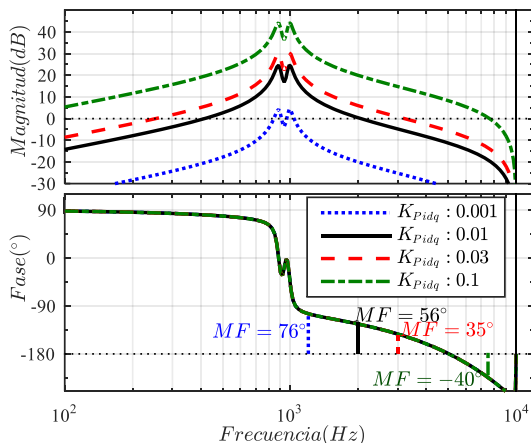


Figura 6: Respuesta en frecuencia de lazo abierto $G_{idd,LA}(z)$ y $G_{iqq,LA}(z)$, para diferentes valores de K_{Pidq}

3.1.2 Análisis del desacoplamiento en función de K_{Pidq} :

Para analizar la influencia de K_{Pidq} en el desacoplamiento de las tensiones v_d y v_q , se propone analizar las respuestas en frecuencia de las plantas correspondientes al lazo externo de control de tensión, considerando el control de corriente propuesto.

Las funciones de transferencia de estas plantas, que relacionan las corrientes de referencias $I_{dq}^*(z)$ con las tensiones $V_{dq}(z)$, se obtienen a partir de la Figura 5, considerando $\mathbf{i}_{o,dq}(kT)=0$, las cuales forman parte de la siguiente matriz de transferencia,

$$\mathbf{G}_v(z) = \mathbf{C}_{mv,dq}(z\mathbf{I}_{6x6} - \mathbf{G}_{dq} + \mathbf{H}_{dq} \mathbf{K}_{Pidq} \mathbf{C}_{mi,dq})^{-1} \mathbf{H}_{dq} \mathbf{K}_{Pidq} = \begin{bmatrix} V_d(z) & V_q(z) \\ I_d^*(z) & I_q^*(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{vdd}(z) & G_{vqd}(z) \\ G_{vqd}(z) & G_{vqq}(z) \end{bmatrix}, \quad (12)$$

Estas funciones de transferencia se clasifican en directas, $G_{vdd}(z)$ y $G_{vqq}(z)$, y de acoplamiento $G_{vqd}(z)$ y $G_{vqd}(z)$, las que son función del valor de la ganancia del controlador como era esperado.

En la sección 2.2 se explicó que la diferencia de las magnitudes de las respuestas en frecuencia de las funciones directa y de acoplamiento, determina el desacoplamiento de las tensiones v_d y v_q . A partir de las respuestas en frecuencia indicadas en la Figura 3, puede observarse que existe un valor de frecuencia para el cual la diferencia entre las funciones directas y de acoplamiento alcanza un valor mínimo. Realizando la evaluación de (12) para diferentes valores de K_{Pidq} , se obtienen resultados similares.

A partir de lo anterior, se propone definir el factor de desacoplamiento (FD), el cual se expresa como:

$$FD = \min(|G_{vdd}(z)| - |G_{vqd}(z)|) \quad (\text{dB}) \quad (13)$$

La Figura 7 muestra la evolución del factor FD en función de la ganancia K_{Pidq} , donde existe un valor de ganancia para el cual el desacople alcanza su valor máximo, siendo para el caso considerado en este trabajo igual a 21.11 dB, cuando $K_{Pidq} = 0.01$.

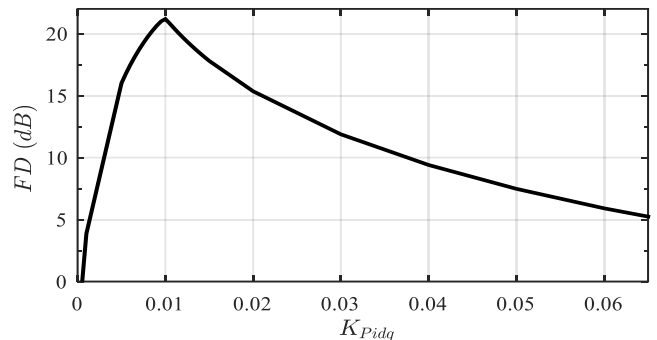


Figura 7: Evolución del factor de desacoplamiento en función de K_{Pidq} .

En la Figura 8 se muestran las respuestas en frecuencia para la ganancia seleccionada. Para esta condición el sistema de control de corriente resulta estable y posee un margen de fase de 56° , como se analizó anteriormente en la Sección 3.1.1.

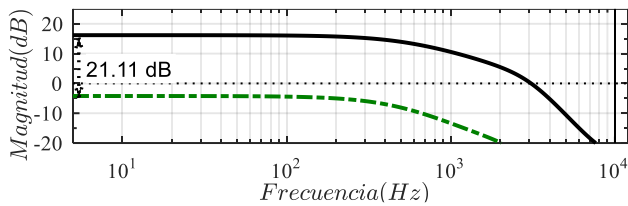


Figura 8: Magnitudes de las respuestas en frecuencia directas, $G_{vd}(z)$ y $G_{vq}(z)$ en línea continua, y de acoplamiento, $G_{vdq}(z)$ y $G_{vqd}(z)$ en línea de trazos, para el valor de K_{Piq} seleccionado.

De acuerdo con los resultados que se publicaron en el trabajo (R. Zhang and Lee, 2000), una diferencia superior a 20 dB entre las respuestas de ambas funciones, puede considerarse como suficiente para diseñar los controladores de los ejes d y q como sistemas SISO independientes.

3.2. Diseño del controlador de corriente del eje 0

En esta sección, se diseña el controlador del lazo interno del eje 0. Como se analizó en la sección 2, las variables de este eje se encuentran naturalmente desacopladas de las variables de los ejes d y q . El diagrama de bloques de este sistema se muestra en la Figura 9, donde $D_{i0}(z)$ representa el controlador a diseñar y $P_{i0}(z)$ es la planta dada en (9).

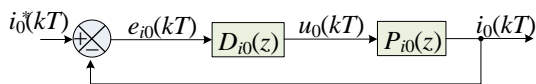


Figura 9: Diagrama de bloques del lazo de control de corriente del eje 0.

Cuando el inversor alimenta cargas lineales desequilibradas, la referencia de corriente generada por el lazo externo será sinusoidal y con una frecuencia igual a f_0 . Para lograr un seguimiento de esta referencia sin error en régimen permanente, en este trabajo se propone implementar un controlador Proporcional-Resonante (P+R) en configuración *plug-in*, indicado en (14), cuyo diagrama de bloques se muestra en la Figura 10.

$$D_{i0}(z) = (R(z) + 1) K_{Pi0}. \quad (14)$$

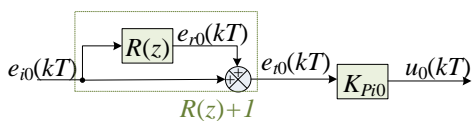


Figura 10: Diagrama del controlador P+R para controlar el eje 0.

La configuración *plug-in* permite el diseño en dos etapas, primero se estabiliza la planta con la acción de control proporcional y luego se incorpora la acción de control resonante, preservando la estabilidad alcanzada con la acción proporcional (Cosner et al., 1990). Por lo tanto, primero se considera $R(z)=0$, resultando en las funciones de transferencia de lazo abierto (15) y de lazo cerrado (16).

El valor de la ganancia K_{Pi0} se diseña para amortiguar los polos dominantes de la planta, incrementando la estabilidad relativa del sistema (Carballo et al., 2016).

En la Figura 11 se muestra el lugar geométrico de las raíces de $G_{i0,P}(z)$ (16) cuando el inversor opera en vacío para diferentes valores de K_{Pi0} . Para $K_{Pi0}=0.01887$, los polos dominantes alcanzan el amortiguamiento crítico.

Por otro lado, en la Figura 12 se muestra la respuesta en frecuencia de $G_{i0,P,LA}(z)$, para el valor de ganancia seleccionado (línea a trazos). El margen de fase resulta ser superior a 60° .

$$G_{i0,P,LA}(z) = \left[\frac{I_0(z)}{E_{i0}(z)} \right]_{R(z)=0} = K_{Pi0} P_{i0}(z) \quad (15)$$

$$G_{i0,P}(z) = \left[\frac{I_0(z)}{I_0^*(z)} \right]_{R(z)=0} = \frac{G_{i0,P,LA}(z)}{1 + G_{i0,P,LA}(z)} \quad (16)$$

Una vez diseñado K_{Pi0} , se incorpora el bloque $R(z)+1$ indicado en la Figura 10, resultando en las funciones de transferencia de lazo abierto (17) y de lazo cerrado (18).

$$G_{i0,LA}(z) = \frac{I_0(z)}{E_{i0}(z)} = D_{i0}(z) P_{i0}(z) \quad (17)$$

$$G_{i0}(z) = \frac{I_0(z)}{I_0^*(z)} = \frac{G_{i0,LA}(z)}{1 + G_{i0,LA}(z)} \quad (18)$$

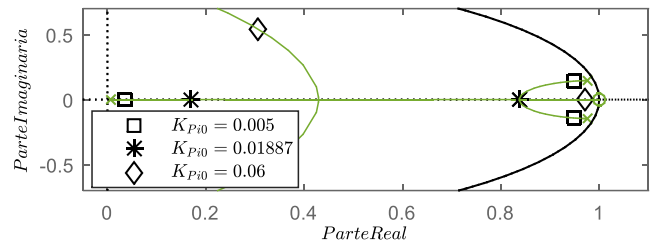


Figura 11: Lugar geométrico de las raíces de $G_{i0,P}(z)$ para diferentes valores de K_{Pi0} .

La función de transferencia del controlador resonante se discretiza mediante la aproximación de primer orden (FOH), por presentar una buena correlación entre la respuesta en frecuencia en tiempo continuo con la correspondiente a tiempo discreto (Yepes et al., 2010), resultando,

$$R(z) = \frac{(z-1)^2}{Tz} Z \left\{ K_r \frac{s \cos(\theta) - \omega_0 \sin(\theta)}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \right\} = \frac{az^2 + bz + c}{z^2 + dz + f} \quad (19)$$

donde la ganancia K_r determina la velocidad de convergencia del error, ω_0 es la frecuencia angular de resonancia, θ es la fase aportada por el controlador resonante en $\omega = \omega_0$ para compensar el atraso de fase de la planta y ω_c es un factor de amortiguamiento que facilita su implementación digital, en este trabajo se emplea $\omega_c = 0.5 \text{ rad/seg}$ (Carballo et al., 2016).

Para el diseño de θ se analiza la fase que posee la función de transferencia (16) en ω_0 para las condiciones de carga nominal y operación en vacío, obteniéndose los valores de $\theta = 77.9^\circ$ y 14.27° , respectivamente. A partir de estos resultados, θ se diseñará igual al valor negativo del promedio de estas fases, como se propuso en (Carballo et al., 2016), resultando: $\theta = -46.1^\circ$.

El diseño de la ganancia K_r se realiza en función de la velocidad de convergencia del error deseada, sin comprometer la estabilidad alcanzada previamente con la ganancia K_{Pi0} . Para ello, en la Figura 13 se muestra la evolución temporal del error de seguimiento, $e_{i0}(kT) = i_0^*(kT) - i_0(kT)$, para diferentes valores de K_r , cuando el inversor alimenta la carga nominal. En esta figura $i_0(kT)$ representa la salida de la función de transferencia de lazo cerrado (18), para la referencia

sinusoidal: $i_0^*(kT) = \sqrt{2}I_{nom} \cos(\omega_0 kT)$. Seleccionando una ganancia $K_r=2500$, el error $e_{i0}(kT)$ se extingue en menos de 20 ms. Para este valor de ganancia, cuando el inversor opera en vacío, el margen de fase de la función de transferencia de lazo abierto $G_{i0,LA}(z)$ (17), resulta ser de 60° , ver Figura 12.

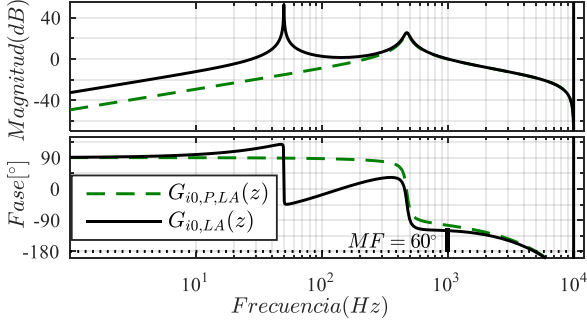


Figura 12: Respuesta en frecuencia de $G_{i0,P,LA}(z)$ y $G_{i0,LA}(z)$ para $K_{P10}=0.01887$.

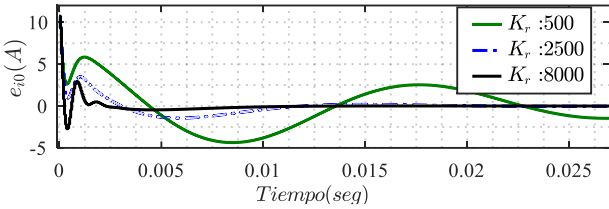


Figura 13: Error de seguimiento $e_{i0}(kT)$ para diferentes K_r .

3.3. Diseño de los controladores del lazo externo de control de tensión

El diseño de los controladores del lazo externo de tensión correspondientes a los tres ejes d , q y 0 , se realiza considerando a cada uno como un sistema SISO independiente.

El diagrama de bloques para cada uno de los ejes es el que se muestra en la Figura 14, donde las plantas a controlar $G_{vh}(z)$, representan las funciones de transferencia $G_{vdd}(z)$, $G_{vqq}(z)$ y $G_{v0}(z)$ para los ejes d , q y 0 , respectivamente.

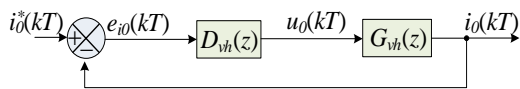


Figura 14: Diagrama de bloques del lazo externo de control de tensión para cada uno de los ejes.

Para implementar el controlador $D_{vh}(z)$, en este trabajo se propone emplear controladores PI, discretizados mediante aproximación *backward* según,

$$D_{vh}(z) = K_{pvh} + K_{ivh} \frac{Tz}{z-1}. \quad (20)$$

Las funciones de transferencia de lazo abierto y lazo cerrado resultan en (21) y (22), respectivamente.

Los controladores PI permiten rechazar perturbaciones y lograr un error de seguimiento nulo para señales de CC. No obstante, la componente de tensión de secuencia negativa, producto del desequilibrio de cargas, provoca una oscilación

de frecuencia igual a $2f_0$ en las formas de onda de las tensiones v_d y v_q y de frecuencia f_0 en v_0 (Richard Zhang, 1998). Por esta razón, en este trabajo se diseñarán los controladores para obtener una ganancia mayor a 15 dB en la respuesta en frecuencia de lazo abierto en las frecuencias indicadas, cuando el inversor alimenta la carga nominal (Thandi et al., 1999).

$$F_{vh,LA}(z) = \frac{V_h(z)}{E_{vh}(z)} = D_{vh}(z) G_{vh}(z) \quad (21)$$

$$F_{vh}(z) = \frac{V_h(z)}{V_h^*(z)} = \frac{F_{vh,LA}(z)}{1 + F_{vh,LA}(z)}. \quad (22)$$

Por otra parte, según los requerimientos más exigentes de la norma IEC 62040-3 para UPS's comerciales, el máximo sobrepaso permitido para transitorios de la tensión de salida es del 30%, lo que requiere de un margen de fase superior a 39° , cuando el inversor opera en vacío.

Para obtener la nueva planta para el diseño del lazo externo de control de tensión del eje 0, en este trabajo se propone utilizar la representación del lazo interno en espacio de estados. Para ello, se representa al bloque $R(z)+1$, indicado en la Figura 10, mediante la ecuación en el espacio de estados dada en (23), la cual se obtuvo siguiendo el procedimiento descrito en (Phillips et al., 2015). A partir de esta representación, puede obtenerse el diagrama de bloques del lazo interno del eje 0 que se muestra en la Figura 15.

$$\mathbf{x}_{R0}[(k+1)T] = \mathbf{A}_{R0}\mathbf{x}_{R0}(kT) + \mathbf{B}_{R0}e_{i0}(kT) \quad (23)$$

$$e_{i0}(kT) = \mathbf{C}_{R0}\mathbf{x}_{R0}(kT) + D_{R0}e_{i0}(kT),$$

donde

$$\mathbf{x}_{R,0} = \begin{bmatrix} x_{R1} \\ x_{R2} \end{bmatrix}; \mathbf{A}_{R0} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -f & -d \end{bmatrix}; \mathbf{B}_{R0} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \mathbf{C}_{R0} = \begin{bmatrix} c-fa \\ b-da \end{bmatrix}^T; D_{R0} = a+1,$$

siendo a , b , c , d y f , los coeficientes de $R(z)$ (19).

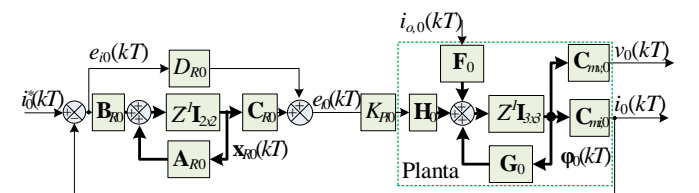


Figura 15: Diagrama de bloques de lazo interno del eje 0, en espacio de estados.

Analizando el diagrama de la Figura 15, puede obtenerse la nueva ecuación en el espacio de estados (24), correspondiente al lazo interno del eje 0, la cual contiene los dos nuevos estados aportados por el controlador resonante. A partir de (24), para la condición $i_{o,0}(kT)=0$, puede obtenerse la planta correspondiente al lazo externo de control de tensión del eje 0, $G_{v0}(z)$, indicada en (25).

Las ganancias proporcional e integral necesarias para cumplir con estos requerimientos se resumen en la Tabla 2.

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\varphi}_0(k+1)T \\ \mathbf{x}_{R0}(k+1)T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_0 - \mathbf{H}_0 K_{P10} D_{R0} \mathbf{C}_{mi,0} & \mathbf{H}_0 K_{P10} \mathbf{C}_{R0} \\ -\mathbf{B}_{R0} \mathbf{C}_{mi,0} & \mathbf{A}_{R0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varphi}_0(kT) \\ \mathbf{x}_{R0}(kT) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_0 K_{P10} D_{R0} \\ \mathbf{B}_{R0} \end{bmatrix} i_0^*(kT) + \begin{bmatrix} \mathbf{D}_0 \\ \mathbf{0}_{2x1} \end{bmatrix} i_{o,0}(kT) \quad (24)$$

$$G_{v0}(z) = \frac{V_0(z)}{I_0^*(z)} = [\mathbf{C}_{mv,0} \quad \mathbf{0}_{2x1}] \left(z\mathbf{I}_{5x5} - \begin{bmatrix} \mathbf{G}_0 - \mathbf{H}_0 K_{P10} D_{R0} \mathbf{C}_{mi,0} & \mathbf{H}_0 K_{P10} \mathbf{C}_{R0} \\ -\mathbf{B}_{R0} \mathbf{C}_{mi,0} & \mathbf{A}_{R0} \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_0 K_{P10} D_{R0} \\ \mathbf{B}_{R0} \end{bmatrix} \quad (25)$$

Las respuestas en frecuencia de las funciones de transferencias resultantes para los ejes d y q , tanto para carga nominal como en vacío, se muestran en la Figura 16a, mientras que las del eje 0 indican en la Figura 16b. Puede observarse que se cumplen los requerimientos de ganancia en las frecuencias de interés cuando el inversor alimenta la carga nominal y con márgenes de fase elevados cuando opera en vacío.

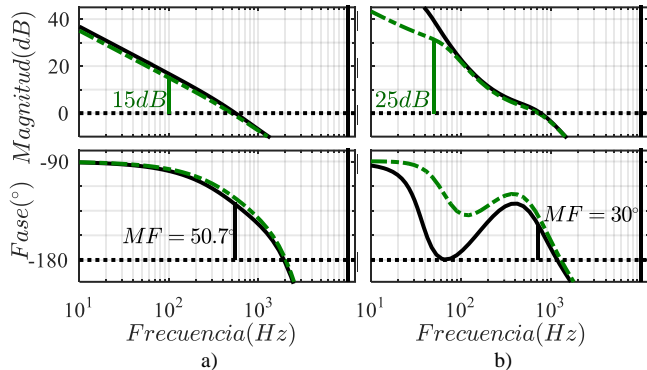


Figura 16: Respuesta en frecuencia del sistema de control de tensión a lazo abierto, en vacío (-) y carga nominal (-.-). a) $F_{vd,LA}(z)$ y $F_{vq,LA}(z)$; b) $F_{v0,LA}(z)$.

Tabla 2: Parámetros de los controladores del lazo externo

Ejes	Ganancia	Valor
d y q	$K_{Pvd} = K_{Pvq}$	0.0652739
	$K_{Ivd} = K_{Ivq}$	694.52
0	K_{Pv0}	0.172466
	K_{Iv0}	430.28

Para evaluar la estabilidad del sistema resultante ante variaciones paramétricas del filtro de salida, en la Figura 17 se muestran los diagramas de Nyquist de las funciones de transferencia de lazo abierto $F_{vh,LA}(z)$, indicadas en (21), con $h=d, q, 0$, para diferentes valores de L, Ln y C , con el inversor operando en vacío.

Puede observarse que, ante la variación simultánea de los parámetros desde el 50% hasta el 200% de sus valores nominales, los sistemas de control se mantienen estables.

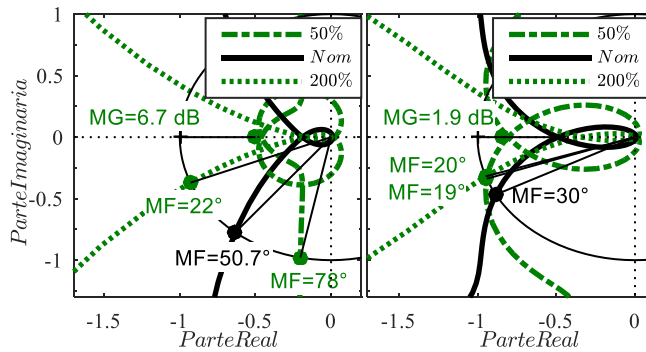


Figura 17: Diagramas de Nyquist ante variaciones paramétricas del filtro LC. a) $F_{vd,LA}(z)$, $F_{vq,LA}(z)$, b) $F_{v0,LA}(z)$

4. Resultados

En esta sección, se presentan los resultados de simulación y experimentales que permiten validar los análisis y diseños presentados anteriormente. Se implementó el inversor trifásico de cuatro piernas mostrado en la Figura 1, cuyos parámetros fueron indicados en la Tabla 1, utilizando PSim para obtener

los resultados de simulación y utilizando un prototipo de laboratorio de 5 kVA para obtener los resultados experimentales.

Para la implementación digital 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). El muestreo de las señales, la estrategia de control y la modulación vectorial en tres dimensiones se programaron en lenguaje C.

Los instantes de muestreo se producen cuando un contador en modo *up-down* simétrico alcanza el valor máximo, mientras que las señales de control se actualizan cuando el contador alcanza el valor cero; resultando en un retardo de transporte $T_d = T/2$, como se indicó anteriormente.

En la Figura 18 se muestra una fotografía del prototipo experimental, cuyos componentes principales se detallan en la Tabla 3.

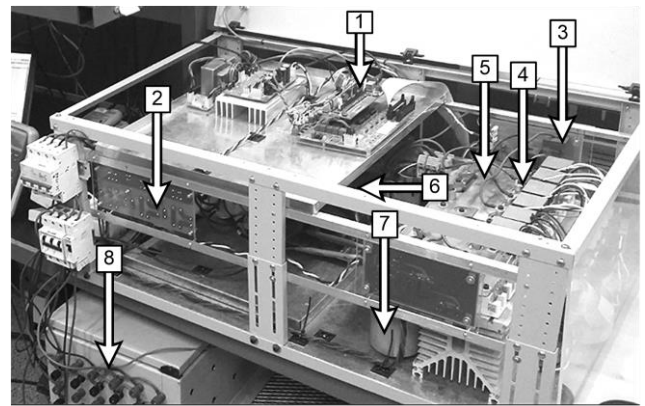


Figura 18: Fotografía del prototipo experimental implementado

Tabla 3: Componente principales del prototipo experimental

Número	Descripción del componente
1	DSC TMS320F28335
2	Sensores de tensión, LEM LV-25p
3	Sensores de corriente LEM LA-55p
4	Módulos de piernas de transistores IGBT con diodos en anti paralelo INFINEON FF50R12RT4
5	Barra de CC
6	Filtro de salida LC
7	Banco de capacitores de la barra de CC de 4700 μ F
8	Banco de resistencias

En la Figura 19 se muestran los resultados de simulación cuando el inversor alimenta la carga nominal a lazo abierto (sin control). En esta figura se indican las tensiones de salida, $v_d(t)$, $v_q(t)$ y $v_0(t)$ ante un escalón de la señal de entrada $\mathbf{u}_{dq0} = [0.5 \ 0 \ 0]^T$. Debido al acoplamiento existente entre las tensiones $v_d(t)$ y $v_q(t)$, una perturbación en la señal u_d afecta las tensiones de los dos ejes. Mientras que la tensión $v_0(t)$ se mantiene invariante.

Anteriormente se determinó que para el caso en que el inversor alimente la carga nominal, el acoplamiento es menor al que se obtiene cuando el inversor opera en vacío, con $|P_{vdd}(z)|$ superando más de 10 dB a $|P_{vdq}(z)|$, de acuerdo con el análisis de la sección 2.2. Los resultados mostrados en la Figura 19 muestran que este acoplamiento es suficiente para producir una oscilación en la tensión v_q .

En la Figura 20 se muestran los resultados de simulación de las tensiones de salida, $v_d(t)$, $v_q(t)$ y $v_0(t)$, cuando se emplea la

estrategia de control propuesta. Los resultados corresponden a la respuesta del sistema ante un escalón de referencia de tensión $V_{dq0}^* = [311V \ 0 \ 0]^T$, cuando el inversor opera en vacío, demostrando que se logró desacoplar las tensiones de manera significativa. La respuesta de v_d cumple con el requerimiento de sobrepaso, inferior al 30%, y no presenta error en régimen permanente.

En la misma figura se muestra la respuesta al escalón obtenida del modelo de la función de transferencia de lazo cerrado $F_{vd}(z)$, $v_d(kT)$ indicada en (24), la cual asume un completo desacople de las tensiones, presentando una buena correlación entre $v_d(t)$ y $v_d(kT)$.

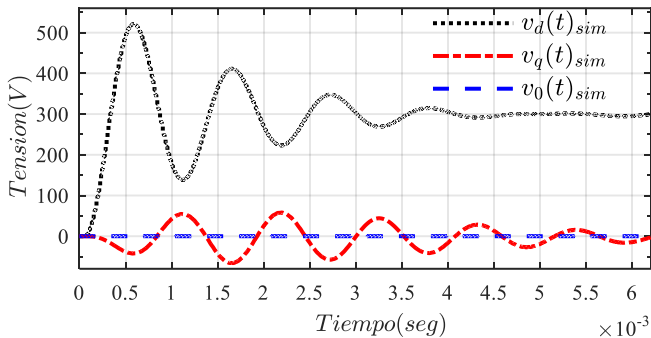


Figura 19: Tensiones de salida obtenidas a partir de simulación numérica en PSim del inversor a lazo abierto y sin control, ante un escalón de la señal de control u_d , con el inversor operando en vacío.

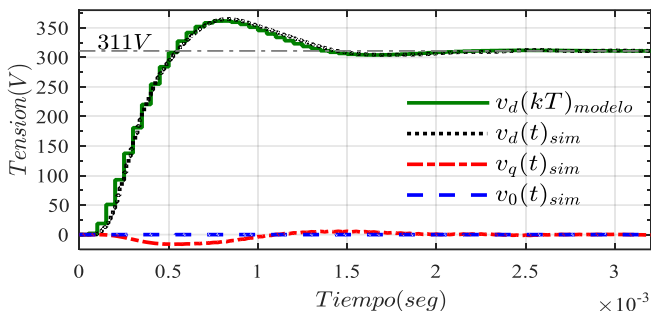


Figura 20: Respuesta al escalón de $F_{vd}(z)$, $v_d(kT)$, y tensiones de salida obtenidas a partir de simulación en PSim, a lazo cerrado, con los controladores diseñados, y con el inversor operando en vacío.

Este mismo ensayo se realizó de manera experimental, con el inversor operando en vacío. Durante el ensayo las variables correspondientes a $v_d(kT)$, $v_q(kT)$ y $v_0(kT)$, adquiridas por el DSC, son almacenadas en un vector y luego son graficadas utilizando Matlab como se muestra en la Figura 21, junto con la respuesta al escalón de $F_{vd}(z)$. La diferencia entre la respuesta del modelo y la tensión $v_d(kT)$ se debe principalmente a la presencia de los filtros anti-aliasing, y a tolerancias de los valores L y C del filtro de salida del prototipo experimental, no obstante, la respuesta presenta un significativo desacoplamiento, un sobrepaso menor al 30%, y no presenta error de régimen permanente.

Los resultados obtenidos permiten concluir que la diferencia de 20 dB entre las respuestas en frecuencia directa y de acoplamiento de las plantas para el lazo externo, logrados con la estrategia de control propuesta, es suficiente para poder diseñar los controladores del lazo externo considerando sistemas SISO independientes, cumpliendo con los requerimientos de diseño.

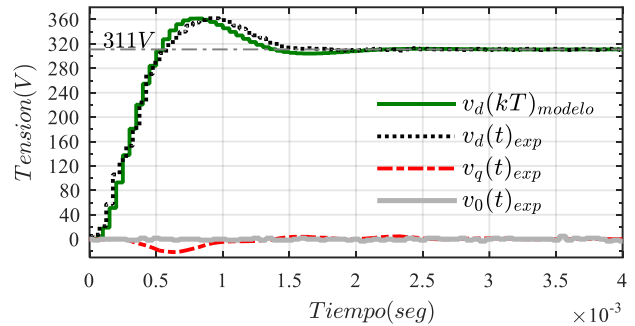


Figura 21 Respuesta al escalón de $F_{vd}(z)$, $v_d(kT)$, y tensiones de salida obtenidas experimentalmente, a lazo cerrado, con los controladores diseñados y con el inversor operando en vacío.

A continuación, se presentan resultados experimentales que tienen por objetivo verificar el desempeño del inversor ante un desequilibrio de carga y cambios de carga equilibrada.

En la Figura 22 se muestran resultados experimentales de las tensiones de salida, con una de las fases en vacío y las dos restantes alimentando la carga nominal, según indica el procedimiento de ensayo descrito en la norma IEC 62040-3 (IEC, 2011). El desequilibrio se manifiesta por la circulación de corriente por el inductor de neutro. El factor de desequilibrio obtenido, según el método de cálculo por componentes simétricas descrito en la norma IEC 60146-2, resulta igual a 1.91%, inferior al límite del 5% establecido en la norma IEC 60146-1-1. La distorsión armónica total (THD) de las tensiones de fase en régimen permanente resulta del 0.4%, menor al 8% indicado en la norma IEC 62040-3.

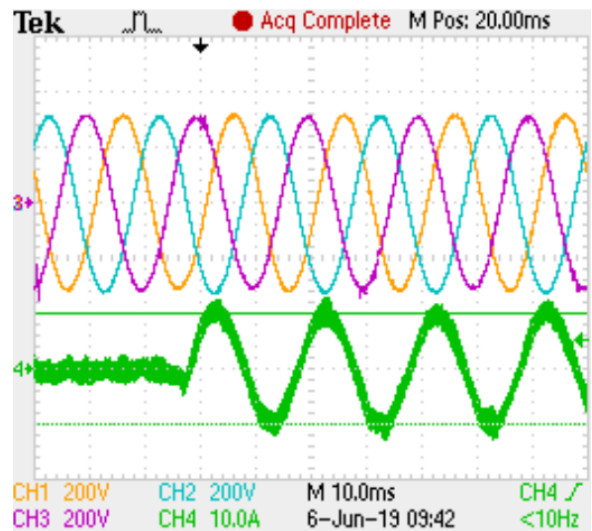


Figura 22: Resultado experimental ante desequilibrio de carga. (CH1: v_{AN} , CH2: v_{BN} , CH3: v_{CN} , CH4: i_n).

Para evaluar el desempeño del inversor ante cambios de carga equilibrada, en la Figura 23a se muestran las respuestas transitorias de las tensiones de salida ante un escalón de carga trifásica equilibrada, representada por la corriente de salida $i_{o,a}$, del 20% al 100% de la carga nominal y viceversa, según indica el procedimiento de ensayo descrito por la norma IEC 62040-3. Un detalle de la región indicada en línea de trazos, durante el aumento de carga, se muestra en la Figura 23b, efectuando el aumento cuando la tensión de una de las fases alcanza el máximo, la reducción de tensión en esta fase es de 31 V, lo cual representa el 10% de la tensión nominal, recuperándose en menos de 10 ms.

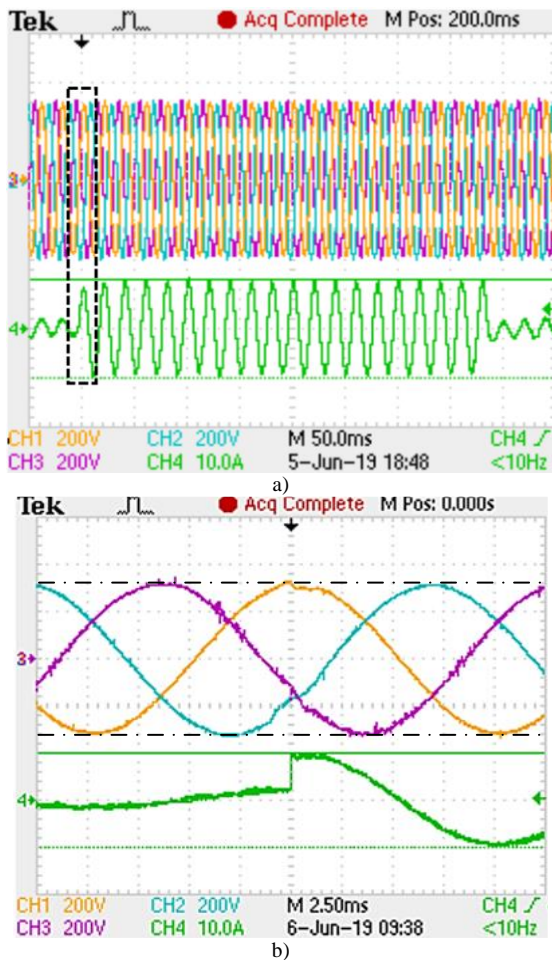


Figura 23: Resultados experimentales ante cambios de carga. (CH1: v_{AN} , CH2: v_{BN} , CH3: v_{CN} , CH4: $i_{o,a}$). a) Variación del 20 al 100% de la carga nominal y viceversa; b) Detalle de las tensiones de fase y corriente de salida $i_{o,a}$ durante el aumento de carga.

Para evaluar el desempeño del controlador ante una carga no lineal, en la Figura 24 se presenta un resultado experimental con el inversor alimentando una carga no lineal normalizada, diseñada según se indica en la norma IEC 62040-3, la cual consiste en tres rectificadores monofásicos idénticos conectados en cada una de sus fases. Los valores de THD de las tres tensiones de fase resultan del 5%, siendo este valor de THD inferior al límite de 8% establecido en la norma IEC 62040-3.

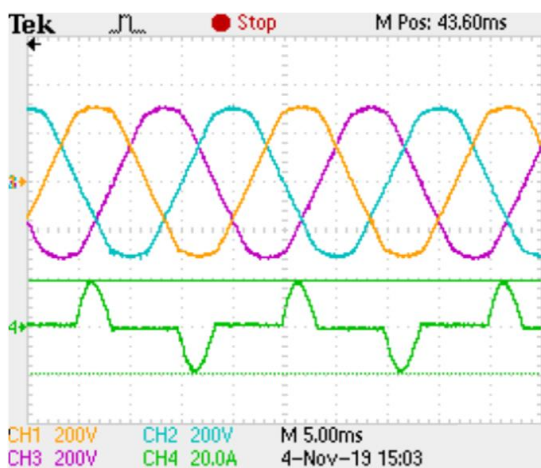


Figura 24 Resultado experimental ante carga no lineal. (CH1: v_{AN} , CH2: v_{BN} , CH3: v_{CN} , CH4: $i_{o,a}$).

Estos resultados demuestran que las tensiones de fase cumplen con las especificaciones de diseño para los diferentes ensayos presentados, los cuales se establecieron en base a los requerimientos impuestos por la norma IEC 62040-3.

5. Conclusiones

En este trabajo se presentó una estrategia de control digital para inversores trifásicos de cuatro piernas, con el objetivo controlar la tensión de salida cuando se alimentan cargas equilibradas y desequilibradas, cumpliendo con requerimientos de transitorio y régimen permanente impuestos por normas internacionales de calidad de energía.

Se propuso una estrategia de control desarrollada en el marco de referencia $dq0$ en tiempo discreto, considerando los retardos de la implementación digital. La estrategia posee un lazo interno para controlar la corriente de los inductores y un lazo externo para controlar la tensión de salida.

Utilizando el modelo obtenido, se obtuvieron las funciones de transferencias directa y de acoplamiento, que permitieron analizar el acoplamiento entre las tensiones de los ejes d y q ante diferentes condiciones de carga. Este análisis mostró que el acoplamiento es mayor cuando el inversor opera a carga reducida o en vacío.

Para disminuir el acoplamiento se propuso emplear para el lazo interno un controlador proporcional, el cual también cumple la función de estabilizar la planta. Para ello se definió un factor que permitió diseñar el valor de ganancia para conseguir el mayor desacoplamiento posible.

A partir del desacoplamiento logrado, se diseñaron controladores para el lazo externo de manera independiente para cada uno de los ejes, empleando herramientas de control clásico para sistemas SISO, verificándose mediante los resultados obtenidos que las tensiones de salida cumplen con los requerimientos de diseño.

Para mejorar el desempeño del inversor cuando se alimentan cargas desequilibradas, se propuso utilizar un controlador Proporcional-Resonante únicamente en el lazo interno del eje 0.

Los resultados obtenidos mostraron que es posible conseguir una buena respuesta dinámica ante los ensayos de variaciones bruscas de carga y un factor de desequilibrio de tensión menor al permitido según la norma IEC 60146-1-1, a su vez, cumplir con el límite de THD de las tensiones de fase cuando el inversor alimenta cargas no lineales, utilizando una estrategia de control simple y, en consecuencia, de bajo costo computacional.

Agradecimientos

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.

Referencias

- Astrada, J., DeAngelo, C., 2019. Reducción de la impedancia de salida en inversores monofásicos para UPS con multi-lazo convencional y plug-in repetitivo. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial 16 (4), 391. DOI:10.4995/riai.2019.11034

- Bai, H., Wang, F., Wang, D., Liu, C. L., Wang, T. Y., 2009. A pole assignment of state feedback based on system matrix for three-phase four-leg inverter of high speed pm generator driven by micro-turbine. 2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2009 1 , 1361–1366 . DOI:10.1109/ICIEA.2009.5138424
- Botterón, F., de Camargo, R., Pinheiro, H., 2003. New limiting algorithms for space vector modulated three-phase four-leg voltage source inverters. IEE Proceedings.-Electronics Power Applications 150 (6)
- Botteron, F., Pinheiro, H., 2007. A three-phase UPS that complies with the standard IEC 62040-3. IEEE Transactions on Industrial Electronics 54 (4) , 2120–2136 . DOI:10.1109/TIE.2007.894782
- Carballo, R. E., Botterón, F., Oggier, G. G., García, G. O., 2016. Design approach of discrete-time resonant controllers for uninterruptible power supply applications through frequency response analysis. IET Power Electronics 9 (15) , 2871–2879 . DOI:10.1049/iet-pel.2015.1059
- Chen, D., Zhang, J., Qian, Z., 2013. Research on fast transient and $6n \pm 1$ harmonics suppressing repetitive control scheme for three-phase grid-connected inverters. IET Power Electronics 6 (3) , 601–610 . DOI:10.1049/iet-pel.2012.0348
- Corcau, J. I., Grigorie, T. L., Jula, N., Cepisca, C., Popovicu, N., 2010. Dynamics and Control of Three-Phase Four-Leg Inverter. EHAC'10, 26–31
- Cosner, C., Anwar, G., Tomizuka, M., 1990. Plug in repetitive control for industrial robotic manipulators. Proceedings., IEEE International Conference on Robotics and Automation , 1970–1975 . DOI:10.1109/ROBOT.1990.126295
- Franklin, G. F. P., 1997. Digital Control of Dynamic Systems (Addison Wesley (ed.); 3rd ed.)
- Gannett, R. a., Sozio, J. C., Boroyevich, D., 2002. Application of synchronous and stationary frame controllers for unbalanced and nonlinear load compensation in 4-leg inverters. APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335) 2 (c) , 1–6 . DOI:10.1109/APEC.2002.989372
- Houari, A., Djeriou, A., Saim, A., Ait-ahmed, M., Machmoum, M., 2017. Improved control strategy for power quality enhancement in standalone systems based on four-leg voltage source inverters, 1–9 . DOI:10.1049/iet-pel.2017.0124
- IEC, 1990. 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
- IEC, 2011. Uninterruptible Power Systems (UPS)—Part 3: Method of Specifying the Performance and Test Requirements, Second Edition. IEC 62040-3
- Ismail, N. M., Mishra, M. K., 2017. Study on the design and switching dynamics of hysteresis current controlled four-leg voltage source inverter for load compensation . DOI:10.1049/iet-pel.2017.0118
- Li, Y. W., 2009. Control and resonance damping of voltage-source and current-source converters with LC filters. IEEE Transactions on Industrial Electronics 56 (5) , 1511–1521 . DOI:10.1109/TIE.2008.2009562
- Liang, J., Green, T. C., Feng, C., Weiss, G., 2009. Increasing voltage utilization in split-link, four-wire inverters. IEEE Transactions on Power Electronics 24 (6) , 1562–1569 . DOI:10.1109/TPEL.2009.2013351
- Lidozzi, A., Ji, C., Solero, L., Zanchetta, P., Crescimbeni, F., 2017. Digital Dead-Beat and Repetitive Combined Control for Stand-Alone Four-Leg VSI. IEEE Transactions on Industry Applications 9994 (c) . DOI:10.1109/TIA.2017.2734049
- Liu, C., Wang, F., Bai, H., 2009. High performance controller design with PD feedback inner loop for three-phase four-leg inverter. 2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2009 1 , 1057–1061 . DOI:10.1109/ICIEA.2009.5138363
- Miveh, M. R., Rahmat, M. F., Ghadimi, A. A., Mustafa, M. W., 2016. Control techniques for three-phase four-leg voltage source inverters in autonomous microgrids: A review. Renewable and Sustainable Energy Reviews 54 , 1592–1610 . DOI:http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2015.10.079
- Miveh, M. R., Rahmat, M. F., Mustafa, M. W., Ghadimi, A. A., Rezvani, A., 2016. An Improved Control Strategy for a Four-Leg Grid-Forming Power Converter under Unbalanced Load Conditions. Advances in Power Electronics 2016. DOI:10.1155/2016/9123747
- N. Mohan, T. Undeland, W. R., 2002. Power Electronics: Converters Applications and design 3rd Ed. Wiley
- Nasiri, R., Radan, A., 2011. Adaptive decoupled control of 4-leg voltage-source inverters for standalone photovoltaic systems: Adjusting transient state response. Renewable Energy 36 (10) , 2733–2741 . DOI:10.1016/j.renene.2011.03.007
- Ortega, R., Carranza, O., Sosa, J. C., García, V., Hernández, R., 2016. Diseño de controladores para inversores monofásicos operando en modo isla dentro de una microrred. RIAI - Revista Iberoamericana de Automática e Informatica Industrial 13 (1) , 115–126 . DOI:10.1016/j.riai.2015.09.010
- Phillips, C. L., Nagle, H. T., Chakraborty, A., 2015. State Variables In Digital control system analysis & design (4th ed., pp. 63–71)
- Pichan, M., Rastegar, H., 2017. Sliding-mode control of four-leg inverter with fixed switching frequency for uninterruptible power supply applications. IEEE Transactions on Industrial Electronics 64 (8) , 6805–6814 . DOI:10.1109/TIE.2017.2686346
- Pichan, M., Rastegar, H., Monfared, M., 2017. Deadbeat Control of the Stand-Alone Four-Leg Inverter Considering the Effect of the Neutral Line Inductor. IEEE Transactions on Industrial Electronics 64 (4) , 2592–2601 . DOI:10.1109/TIE.2016.2631459
- Ryan, M. J., De Doncker, R. W., Lorenz, R. D., 2001. Decoupled control of a 4-leg inverter via a new 4×4 transformation matrix. IEEE Transactions on Power Electronics 16 (5) , 694–701 . DOI:10.1109/PESC.1999.789001
- Thandi, G. S., Zhang, R., Xing, K., Lee, F. C., Boroyevich, D., 1999. Modeling, control and stability analysis of a PEBB based DC DPS. IEEE Transactions on Power Delivery 14 (2) , 497–505 . DOI:10.1109/61.754094
- Xing, Y., Tan, C., Chen, Q., Zhang, L., Zhou, K., 2017. An improved deadbeat plus plug-in repetitive controller for three-phase four-leg inverters. Proceedings IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society 2017-January (2) , 6325–6329 . DOI:10.1109/IECON.2017.8217101
- Yaramasu, V., Rivera, M., Narimani, M., Wu, B., Rodriguez, J., 2014. Model predictive approach for a simple and effective load voltage control of four-leg inverter with an output LC filter. IEEE Transactions on Industrial Electronics 61 (10) , 5259–5270 . DOI:10.1109/TIE.2013.2297291
- Yepes, A. G., Member, S., Freijedo, F. D., 2010. Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controllers 25 (7) , 1692–1712
- Yi, H., Jin, S., 2004. Study on control strategy for three-phase four-leg inverter power supply. IEEE Annual Conference of Industrial Electronics (IECON) , 805–809
- Zhang, M., 2013. Investigation of Switching Schemes for Three-phase Four-Leg Voltage Source Inverters Newcastle University
- Zhang, R., 1998. High performance power converter systems for nonlinear and unbalanced load/source Virginia Polytechnic Institute
- Zhang, R., Lee, F. C., 2000. New high power, high performance power converter systems. Power Electronics, IEEE ... 15 (3) , 456–463 . DOI:10.1109/63.844505