

Diseño de Reguladores Resonantes en Tiempo Discreto para un Restaurador Dinámico de Tensión

J. Roldán-Pérez*, A. Rodríguez-Cabero*, M. Ochoa-Giménez†, A. García-Cerrada, and J.L. Zamora-Macho
*IMDEA Energy Institute, Spain. †Gamesa Electric, Spain. ‡Universidad Pontificia Comillas, Spain.

Abstract—La calidad de la potencia se ha convertido en una temática muy relevante en los sistemas eléctricos de potencia debido al número creciente de cargas sensibles, así como de fuentes generadoras de armónicos. En este escenario, los convertidores de electrónica de potencia se utilizan comúnmente para compensar armónicos de corriente y tensión. Estos dispositivos necesitan sistemas de control sofisticados, como reguladores resonantes, que se implementan en procesadores digitales de señales (DSP). Sin embargo, los reguladores resonantes pueden resultar tediosos de diseñar e implementar en tiempo discreto. En este trabajo, se presenta un método sistemático para diseñar e implementar reguladores resonantes. El método de diseño propuesto se analiza en detalle. Las mejoras de control se prueban en un prototipo de 5 kVA de un restaurador dinámico de tensión (DVR) que protege cargas sensibles frente a huecos y armónicos de tensión.

I. INTRODUCTION

Recientemente, la calidad de la potencia ha atraído la atención de muchos investigadores debido al número creciente de cargas sensibles y fuentes generadoras de armónicos. En este escenario, los filtros activos de potencia se usan comúnmente para aliviar los problemas derivados de la polución armónica [1]. Estos dispositivos necesitan sistemas potentes de procesamiento de señales (DSPs) en los que implementar los sistemas de control para eliminación de armónicos [2].

Los controles proporcional-resonante (PRC) se aplican a menudo en convertidores electrónicos para abordar problemas de calidad de potencia. Con este tipo de controlador, los armónicos eliminados se pueden elegir uno a uno, lo cual puede verse como una ventaja o una desventaja, con respecto a otros controladores armónicos. Por ejemplo, si los armónicos a eliminar no se saben de antemano o pueden variar significativamente durante la operación del dispositivo, un regulador repetitivo (RC) puede ser una alternativa adecuada [3]. Además, los RCs se pueden adaptar fácilmente a cambios en la frecuencia de la red, como se muestra en [3] y, de manera más detallada, en [4]. Sin embargo, los RCs necesitan una gran cantidad de memoria y la acción sobre cada armónico no se puede modificar de manera individual.

Los armónicos en convertidores electrónicos también se pueden eliminar modificando el hardware [5] o los patrones de conmutación [6]. Sin embargo, las técnicas de lazo cerrado son más populares debido a su versatilidad. Otra razón del éxito de los PRCs es que existen métodos simples para diseñarlos [7–9], la mayoría de ellos basados en criterios de estabilidad clásicos, como el de Nyquist [10]. Aparte, existen alternativas de diseño basadas en la respuesta transitoria [7, 11] o en el posicionamiento de los polos de lazo cerrado [12].

La estabilidad de sistemas con PRCs se ha estudiado ampliamente, tanto para sistemas en tiempo continuo [13] como en tiempo discreto [14]. En este sentido, es ampliamente conocido que es necesario utilizar un compensador de fase para obtener márgenes de estabilidad adecuados [13]. La implementación en tiempo discreto de PRCs también ha recibido mucha atención en los últimos años debido a que, si los PRCs no se discretizan cuidadosamente, se puede empeorar el funcionamiento y los márgenes de estabilidad del sistema. Yepes *et al.* [14] estudia diversos métodos de implementación de controladores resonantes y se dan ciertas ideas clave. Por otra parte, Khajehodini *et al.* [15] aborda problemas relacionados con la implementación en coma fija. El diseño directo de controladores en tiempo discreto se ha abordado en detalle en [10]. Sin embargo, no existe ningún método para diseñar controladores resonantes de altas prestaciones de manera sencilla, y este es el objetivo principal de este trabajo.

En este artículo, se propone un método para diseñar PRCs de altas prestaciones en tiempo discreto. Se mostrará que, utilizando este método de diseño, se pueden obtener márgenes de estabilidad amplios sin renunciar a un diseño sencillo. El procedimiento de diseño se aplicará para diseñar los controles resonantes que se aplicarán en un restaurador dinámico de tensión (DVR) que protege una carga sensible frente a huecos, armónicos de tensión y desequilibrios. Todos los desarrollos teóricos se validan en un prototipo de un DVR de 5 kVA.

II. CONTROLADORES RESONANTES: VISIÓN GENERAL

El principio del modelo interno (IMP) para sistemas de control estable que un sistema debe tener polos en $s = \pm j\omega_g h$ para seguir una señal sinusoidal de frecuencia $h\omega_g$ sin error en régimen permanente [16]. Los polos equivalentes para una implementación en tiempo discreto son $z = e^{\pm j\omega_g h t_s}$, los cuales están incluidos en la siguiente función de transferencia:

$$PR(z) = \sum_{h=1}^{\infty} PR_h(z) = \sum_{h=1}^{\infty} K_h \frac{N_h(z)}{z^2 - 2 \cos(\omega_g h t_s) z + 1}, \quad (1)$$

donde K_h es una constante y $N_h(z)$ es el numerador en el dominio z . Este tipo de controladores deben discretizarse de manera cuidadosa para evitar problemas de estabilidad [14].

A. Estabilidad de Sistemas con PRCs

La Fig. 1 (a) muestra el diagrama de bloques de un sistema con PRCs aplicados en configuración plug-in. La función de transferencia $G_p(z)$ consiste en la planta y un controlador principal, el cual se encarga de seguir cambios rápidos en

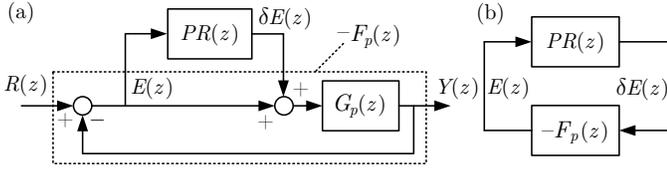


Fig. 1. (a) Implementación plug-in de PRCs y (b) sistema equivalente para estudiar la estabilidad de lazo cerrado.

la referencia ($R(z)$), así como de rechazar perturbaciones no periódicas. La estabilidad de lazo cerrado de este sistema se puede estudiar con el diagrama de bloques de la Fig. 1 (b), donde la función de transferencia de lazo abierto es

$$G(z) = PR(z)F_p(z), \quad (2)$$

con $F_p(z) = G_p(z)/(1 + G_p(z))$. Si $F_p(z)$ no tiene polos inestables, la estabilidad de lazo cerrado se puede estudiar mediante $G(z)$.

La Fig. 2 muestra la respuesta en frecuencia del DVR con PRCs en configuración plug-in. Los parámetros del DVR y del controlador se encuentran en la Sección V. El modelo de la planta se puede encontrar en [3] y [17], entre otras referencias. Un sistema con PRCs tiene múltiples márgenes de estabilidad, como se muestra en la Fig. 2. Los márgenes de fase son ϕ_m^h , mientras que los márgenes de ganancia son A_m^h . Por cada PRC hay (típicamente) dos márgenes de fase. El primero se encuentra antes de $+180$ deg, mientras que el segundo se encuentra después de -180 deg. A estos márgenes de fase se les nombra ϕ_m^{h+} y ϕ_m^{h-} , respectivamente.

Comunmente, el diseño de cada PRC se realiza sin tener en cuenta el resto de PRCs. Esto es posible ya que un controlador PRC tiene ganancia prácticamente nula a todas las frecuencias, excepto a su propia frecuencia de resonancia [13].

La función de transferencia de un sistema con n controladores resonantes en paralelo se puede escribir como [18, 19]:

$$G(z) = \sum_{h=1}^n G_h(z) = \sum_{h=1}^n PR_h(z)F_p(z), \quad (3)$$

donde $G_h(z)$ es la función de transferencia individual de un PRC en serie con $F_p(z)$. El compensador $N_h(z)$ se suele diseñar para garantizar que la fase de lazo abierto es cero a la frecuencia de resonancia. En este caso, $\phi_m^{h+} \approx \phi_m^{h-}$. Por otro lado, los márgenes de ganancia se suelen ajustar con K_h .

III. PROPUESTA DE DISEÑO EN TIEMPO DISCRETO

A. Selección del Núcleo del PRC

El núcleo de un PRC con un efecto paso-banda se puede definir como:

$$PR_h^r(z) = K_h \frac{\eta_h(z-1)}{z^2 - 2 \cos(\omega_g ht_s)z + 1}, \quad (4)$$

el cual contiene dos polos en el círculo unidad, acción derivativa, y un coeficiente de normalización (η_h). El compensador

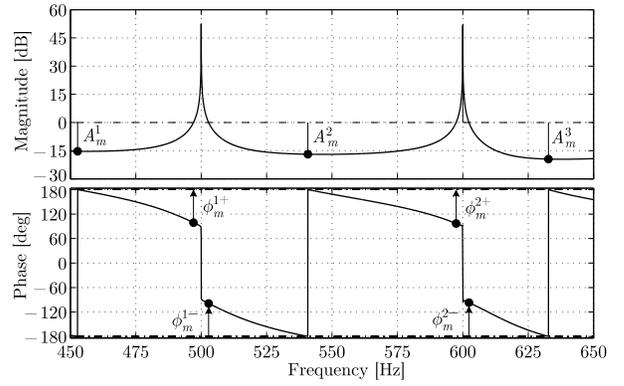


Fig. 2. Respuesta en frecuencia de lazo abierto de un sistema con PRCs aplicados en configuración plug-in.

serie utilizado para garantizar la estabilidad de lazo cerrado se llama $PR_h^c(z)$, y se aplica de la siguiente manera

$$PR_h(z) = \underbrace{\beta_h(\alpha_h z + 1)}_{PR_h^c(z)} PR_h^r(z), \quad (5)$$

donde α_h y β_h son parámetros que se diseñarán para dar forma a la respuesta en frecuencia de lazo abierto.

El regulador de armónicos completo se puede definir como:

$$PR(z) = \sum_{h=1}^n PR_h^c(z) PR_h^r(z) = \sum_{h=1}^n \frac{K_h \eta_h \beta_h (\alpha_h z + 1) (z - 1)}{z^2 - 2 \cos(\omega_g ht_s)z + 1}. \quad (6)$$

B. Normalización del Núcleo del PRC

Si el núcleo de los PRCs se elige como en (4), η_h se puede calcular de manera que todos los PRCs tengan la misma amplificación a la frecuencia de resonancia. Con este propósito, un núcleo no ideal de un PRC se puede definir como:

$$PR_h^r(z) = \frac{K_h \eta_h (z - 1)}{z^2 - 2a \cos(\omega_g ht_s)z + a^2}, \quad (7)$$

donde a ($0 < a < 1$) aporta una ganancia no infinita a la frecuencia de resonancia. La respuesta en frecuencia de (7) a la frecuencia de resonancia es:

$$\begin{aligned} PR_h^r(e^{j\omega_g ht_s}) &= \\ &= \left(\frac{1}{1-a} \right) \frac{K_h \eta_h \sin(\omega_g ht_s/2)}{\cos(2\omega_g ht_s) - a + j \sin(2\omega_g ht_s)}. \end{aligned} \quad (8)$$

Si $a \approx 1$ en (8), $\cos(2\omega_g ht_s) - a \approx \cos(2\omega_g ht_s) - 1$ y (8) se puede simplificar a:

$$\begin{aligned} |PR_h^r(e^{j\omega_g ht_s})| &\approx \left(\frac{1}{1-a} \right) \frac{K_h \eta_h \sin(\omega_g ht_s/2)}{2 \sin(\omega_g ht_s)} = \\ &= \left(\frac{1}{1-a} \right) \frac{K_h \eta_h}{4 \cos(\omega_g ht_s/2)}. \end{aligned} \quad (9)$$

Por tanto, fijando $K_h = 1$, el valor de η_h se puede seleccionar de manera que todos los PRCs tengan la misma amplificación a la frecuencia de resonancia. En este caso:

$$\eta_h = 4 \cos(\omega_g ht_s/2). \quad (10)$$

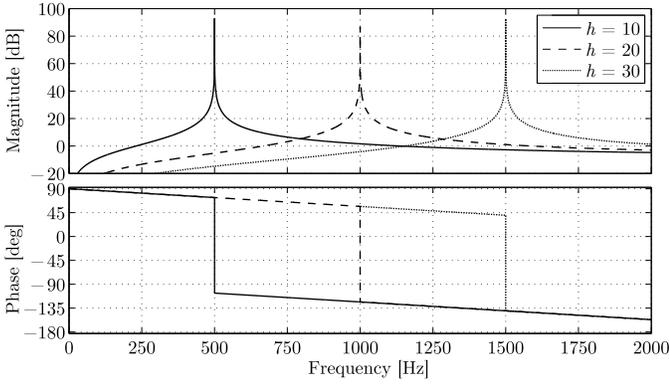


Fig. 3. Respuesta en frecuencia de (4) para $\omega_g = 2\pi 50$ rad/s, $t_s = 1/5400$ s y $h = 10, 20$ y 30 ($a = 1$).

La Fig. 3 muestra la respuesta en frecuencia de tres PRCs como (4), con $\eta_h = 4 \cos(\omega_g h t_s / 2)$. Los PRCs están ajustados a $h = 10, 20$, y 30 , con $\omega_g = 2\pi 50$ rad/s y $t_s = 1/5400$ s. Se puede observar que los PRCs producen una amplificación similar a la frecuencia de resonancia, sin importar el armónico al cual están sintonizados.

C. Parametrización y Condiciones de Diseño

La respuesta en frecuencia de $G_h(z)$ a la frecuencia de resonancia es:

$$\begin{aligned} G_h(e^{j\omega_g h t_s}) &= A_h^g e^{j\phi_h^g} = \\ &= \underbrace{(A_h^c e^{j\phi_h^c})}_{PR_h^c(e^{j\omega_g h t_s})} \cdot \underbrace{(A_h^r e^{j\phi_h^r})}_{PR_h^r(e^{j\omega_g h t_s})} \cdot \underbrace{(A_h^p e^{j\phi_h^p})}_{F_p(e^{j\omega_g h t_s})}, \end{aligned} \quad (11)$$

donde

$$\phi_h^g = \phi_h^c + \phi_h^r + \phi_h^p. \quad (12)$$

Por tanto, la fase de lazo abierto a la frecuencia de resonancia (ϕ_h^g) se puede modificar cambiando ϕ_h^c . Esto se conseguirá diseñando los parámetros α_h y β_h .

D. Diseño de los Parámetros del Compensador

Si $F_p(z)$ es estable, forzar que la fase a la frecuencia de resonancia sea cero es una buena opción ya que en este caso los márgenes de fase tienen valores parecidos: $\phi_m^- \approx \phi_m^+$.

La fase introducida por el núcleo del PRC ($PR_h^r(z)$) a la frecuencia de resonancia es:

$$\phi_h^r = -\omega_g h t_s / 2, \quad (13)$$

mientras que la fase del compensador es:

$$\phi_h^c = -\phi_h^p + \omega_g h t_s / 2. \quad (14)$$

El valor de α_h y β_h se debe calcular para satisfacer las condiciones de diseño. Por tanto:

$$A_h^c e^{j\phi_h^c} = \beta_h (\alpha_h e^{j\omega_g h t_s} + 1), \quad (15)$$

y resolviendo (15) para α_h y β_h se obtiene:

$$\alpha_h = \frac{\sin(\phi_h^c)}{\sin(\omega_g h t_s - \phi_h^c)}, \quad (16)$$

$$\beta_h = A_h^c \frac{\sin(\omega_g h t_s - \phi_h^c)}{\sin(\omega_g h t_s)}. \quad (17)$$

Llevando ϕ_h^c a (17) y (16), y forzando $A_h^c = 1$, el compensador introduce una fase ϕ_h^c a $\omega_g h$, pero sin modificar la amplificación del compensador. Este enfoque da lugar a un compensador similar al obtenido por Yepes *et al.* [14] pero, además, el módulo del compensador se puede elegir de manera independiente. Una alternativa con potencial es compensar no solo la fase de $F_p(z)$ a la frecuencia de resonancia, sino también su módulo, forzando $A_h^c = 1/A_h^p$ (ver (11)). Estas dos alternativas se discutirán en la siguiente sección y se han nombrado β_h^1 y β_h^2 , respectivamente:

$$\begin{aligned} \beta_h^1 &= \frac{\sin(\omega_g h t_s - \phi_h^c)}{\sin(\omega_g h t_s)}, \\ \beta_h^2 &= \frac{1}{A_h^p} \frac{\sin(\omega_g h t_s - \phi_h^c)}{\sin(\omega_g h t_s)}. \end{aligned} \quad (18)$$

El valor de K_h se puede modificar para mejorar la respuesta transitoria o los márgenes de estabilidad. En las siguientes secciones se verá que el mismo valor de K_h en cada PRC ($K_h = K \forall h$) da lugar a controladores de grandes prestaciones, reduciendo así el proceso de diseño a la selección de la ganancia K .

IV. VARIACIONES EN LA FRECUENCIA DE LA RED

A. Error debido a Variaciones de la Frecuencia Fundamental

El denominador de cada PRC contiene el término $2 \cos(\omega_g h t_s)$, el cual fija la frecuencia de resonancia. Por tanto, si la frecuencia de la red (ω_g) varía, los PRCs no estarán sintonizados a las frecuencias de armónicas, provocando errores de régimen permanente. Este efecto se puede cuantificar con la función de transferencia referencia-error de la Fig. 1:

$$F_e(z) = \frac{E(z)}{R(z)} = \frac{1}{1 + G_p(z)} \underbrace{\frac{1}{1 + PR(z)F_p(z)}}_{S(z)}. \quad (19)$$

Cuando la frecuencia varía, el error es $|F_e(e^{j\omega_g(1+\delta\omega_g)ht_s})|$, donde $\delta\omega_g$ es la desviación de frecuencia en por unidad. Idealmente, $|F_e(e^{j\omega_g(1+\delta\omega_g)ht_s})| = 0 \forall h$. De manera alternativa, el error se puede estudiar con $|S(e^{j\omega_g(1+\delta\omega_g)ht_s})|$, donde los efectos de $G_p(z)$ sobre el error no se incluyen y así el efecto de los PRCs es más sencillo de entender.

V. APLICACIÓN Y DESCRIPCIÓN DEL PROTOTIPO

A. Restaurador Dinámico de Tensión (DVR): Vista General

En la Fig. 5 se muestra un DVR. Este equipo se utiliza para proteger cargas sensibles frente a perturbaciones de tensión: huecos, armónicos y desequilibrios [20]. El convertidor fuente de tensión (VSC) está conectado en serie con el punto de acoplamiento común (PCC) mediante un filtro LC y un

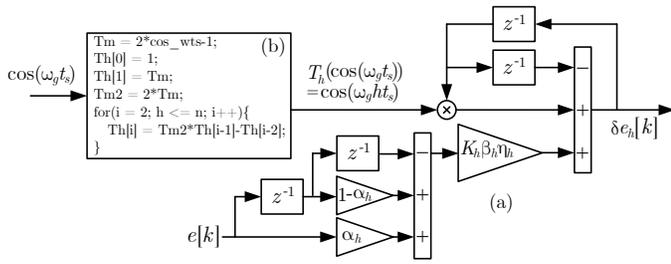


Fig. 4. Implementación del PRC: (a) resonador y (b) sistema de adaptación en frecuencia.

transformador de acoplamiento. El condensador de DC se ha nombrado C_{dc} . La estructura del controlador se muestra en la Fig. 1, el cual consiste en un controlador principal (incluido en $G_p(z)$, Fig. 1) y un controlador de armónicos (donde están incluidos los PRCs). La variable controlada en la Fig. 5 es la tensión de la red (u_l) y su valor de referencia (u_l^*) es generado por un bloque adicional de control.

Se ha utilizado la transformada de Park para modelar el sistema eléctrico en un sistema de referencia síncrono (SRF) dq que rota de manera síncrona con el eje d de la secuencia positiva (+) del vector espacial de la tensión de la red (\vec{u}_g). Las ecuaciones dinámicas de los ejes d y q están acopladas entre sí, y por tanto son necesarias unas ecuaciones de desacople para controlarlas de manera independiente [21]. El controlador principal se utiliza para amortiguar la resonancia del filtro LC y para seguir referencias constantes de u_{l-d} y u_{l-q} . El bloque del controlador armónico (uno para cada eje) se ha añadido en formato plug-in, y se utiliza para eliminar las componentes armónicas y los desequilibrios de la tensión de la carga. La configuración anterior tiene muchas ventajas: (a) el controlador principal se puede diseñar en primer lugar, sin tener en cuenta el controlador de armónicos, (b) el controlador de armónicos actúa sobre una planta $G_p(z)$ donde los problemas tales como resonancias han sido aliviados por el control principal y (c) el controlador de armónicos se puede apagar o encender sin necesidad de parar el resto del sistema de control.

B. Descripción del Prototipo

La Fig. 6 muestra el diagrama unifilar del prototipo que se ha construido para probar los desarrollos de este trabajo. La tensión nominal de la red son 230 V (fase-fase) y 50 Hz. La red se emula con una fuente de tensión trifásica programable AMX-Pacific 3120 de 12 kVA. La impedancia de la línea se emula con un inductor, con los siguientes parámetros: $L_g = 700 \mu\text{H}$ y $R_g = 40 \text{ m}\Omega$. Se utiliza un convertidor fuente de tensión (VSC) trifásico de 2 niveles, con un condensador de DC de 1.3 mF. El transformador utilizado tiene conexión Ynz11 (190 V:190 V), con una potencia nominal de 6 kVA. Los devanados en zig-zag del transformador están conectados al lado de la red. Este transformador tiene una resistencia e inductancia serie equivalente de $R_t = 0.15 \Omega$ y $L_t = 3 \text{ mH}$, respectivamente. Los componentes del filtro LC de conexión son $C_f = 20 \mu\text{F}$ y $L_f = 1.5 \text{ mH}$. El sistema de control se ha

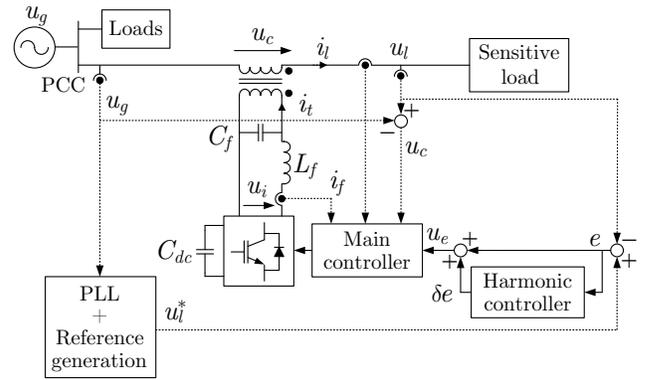


Fig. 5. Diagrama eléctrico y de control de un DVR con compensación selectiva de armónicos.

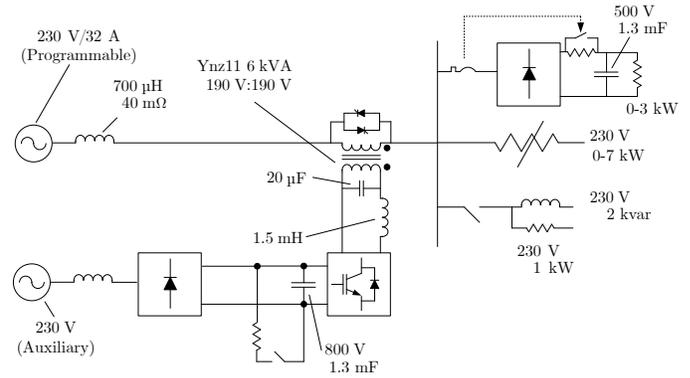


Fig. 6. Diagrama del DVR utilizado para la validación de los algoritmos.

implementado en una plataforma *dSpace* DS1103 (ver [3, 22] para más detalles).

VI. APLICACIÓN DE LOS PRCs A UN DVR

A. Diseño del Controlador

El DVR se ha diseñado para compensar huecos de tensión, además de armónicos equilibrados y desequilibrados de la tensión de la red, que son de frecuencias $(2h \pm 1)\omega_g$ (en un sistema trifásico, abc). Por tanto, el controlador $PR(z)$ debe incluir PRCs para los armónicos pares (en dq) hasta el número deseado, que se ha fijado en el armónico 30.

La Fig. 7 (a) y (b) muestra la respuesta en frecuencia de $G(z)$ cuando los PRCs están diseñados utilizando β_h^1 y β_h^2 . En ambos casos $K_h = K \forall h$, y el valor de K se ha ajustado manualmente para que el margen de fase más pequeño sea de 17 dB. La Fig. 7 (a) muestra que la respuesta en frecuencia de lazo abierto está afectada por la respuesta en frecuencia de la planta. Por tanto, la amplificación de los PRCs a alta frecuencia es menor, dando lugar a márgenes de estabilidad más reducidos. Por otra parte, la Fig. 7 (b) muestra que la amplificación de los PRCs está muy poco afectada por la respuesta en frecuencia de la planta.

La Fig. 4, parte (a), muestra la implementación de un PRC, mientras que la parte (b) muestra una porción de código C utilizado para actualizar el valor de los cosenos en el

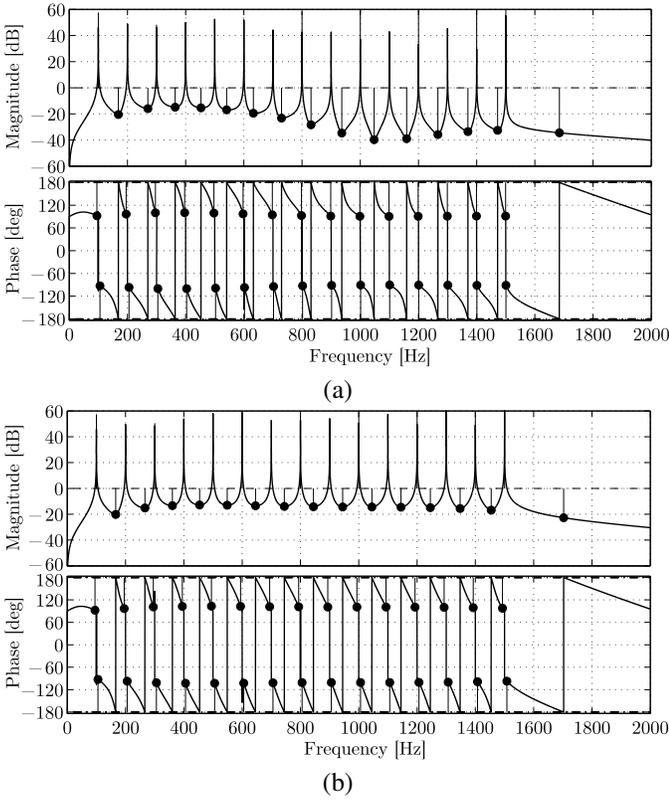


Fig. 7. Respuesta en frecuencia de $G(z)$ cuando los PRCs se diseñan con (a) β_h^1 y (b) β_h^2 .

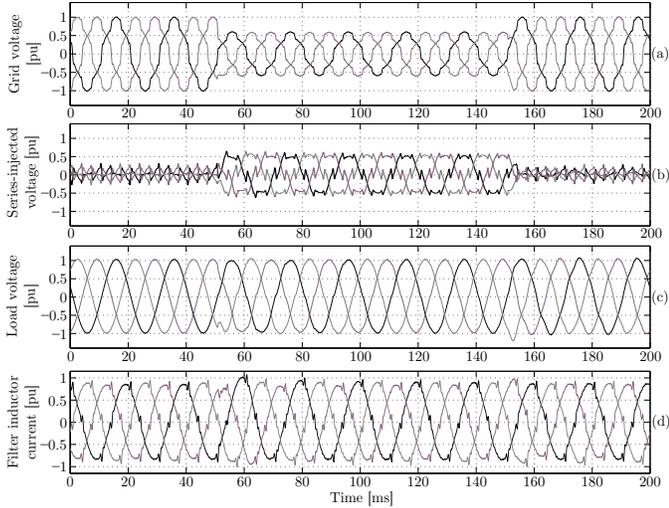


Fig. 8. Funcionamiento del DVR cuando tiene lugar un hueco de tensión con armónicos en la red.

denominador. El valor de $\cos(\omega_g t_s)$ se toma del PLL, y se filtra con un filtro paso de bajo de segundo orden con una frecuencia de corte de 3 Hz.

Todos los resultados mostrados en las siguientes secciones provienen de la plataforma experimental.

1) *Transitorio y Régimen Permanente*: La Fig. 8 muestra los resultados experimentales obtenidos cuando el DVR com-

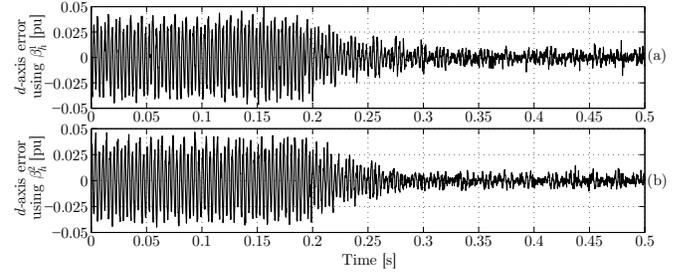


Fig. 9. Error del eje d cuando se encienden los PRCs. (a) β_h^1 y (b) β_h^2 .

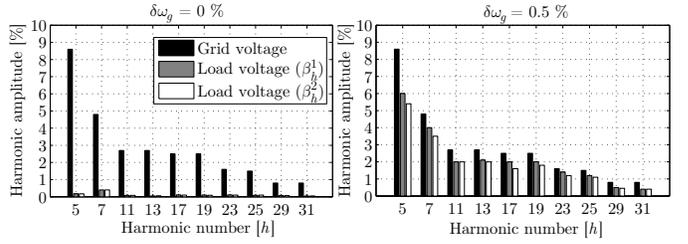


Fig. 10. FFT de (negro) la tensión de la red y la carga cuando se utiliza (gris) β_h^1 y (blanco) β_h^2 . (izquierda) Frecuencia nominal y (derecha) $\delta\omega_g = 0.5\%$.

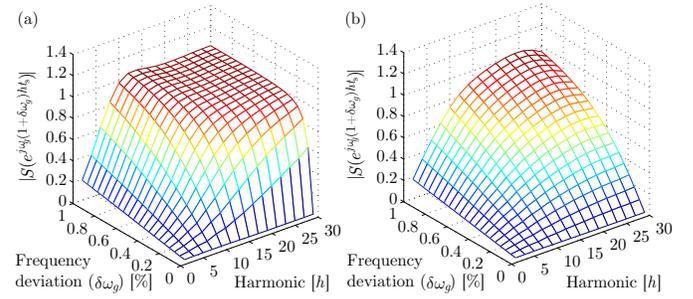


Fig. 11. $|S(e^{j\omega_g(1+\delta\omega_g)ht_s})|$ con (a) β_h^1 y (b) β_h^2 .

pensa un hueco trifásico con armónicos, y los PRCs están diseñados utilizando β_h^1 . En $t = 0$ ms, el DVR opera en régimen permanente, limpiando la tensión de la carga. Cuando el hueco tiene lugar, el DVR compensa tanto la componente fundamental de la tensión de la red, como sus armónicos. Cuando el hueco termina, el DVR vuelve a su modo de operación inicial.

La Fig. 9 muestra el error del eje d ($e_d(t)$) cuando los PRCs se encienden en $t = 0.2$ s. En (a) se utiliza β_h^1 , mientras que en (b), β_h^2 . Ambos diseños tienen una respuesta transitoria similar, aunque el diseño realizado con β_h^2 es ligeramente más rápido, ya que las ganancias del control son más altas (especialmente a altas frecuencias).

La Fig. 10 (izquierda) muestra la FFT de las tensiones de la red y la carga, a las frecuencia de interés. La frecuencia de la red es la nominal. El funcionamiento de ambos diseños es similar, obteniéndose un THD de 0.71 %.

2) *Funcionamiento con Variaciones de Frecuencia*: La Fig. 11 muestra $|S(e^{j\omega_g(1+\delta\omega_g)t_s})|$ para el diseño realizado con (a) β_h^1 y (b) β_h^2 . Para armónicos de baja frecuencia, ambos

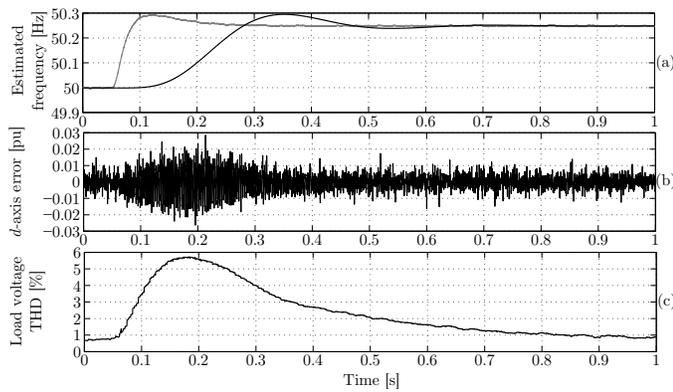


Fig. 12. (a) (gris) Frecuencia estimada por el PLL y (negro) su versión filtrada, (b) error del eje d , y (c) THD de la tensión de la carga, para un escalón en la frecuencia de la red. Los PRCs se actualizan con el valor de la frecuencia filtrada de la red.

diseños dan lugar a resultados similares. Sin embargo, el error crece rápidamente para armónicos altos cuando se utiliza β_h^1 . La Fig. 10 (derecha) muestra la FFT de las tensiones de la red y de la carga a las frecuencias clave, cuando varía la frecuencia de la red. El diseño realizado con β_h^2 arroja mejores resultados para pequeñas variaciones de frecuencia.

La Fig. 12 muestra la respuesta transitoria del DVR cuando hay un cambio tipo escalón en la frecuencia de la red. Inicialmente, el THD de la tensión de la carga empeora, pero vuelve a 0.7 % cuando la frecuencia de la red se estima y actualiza correctamente en los PRCs.

VII. CONCLUSIÓN

En esta trabajo, se ha propuesto un método novedoso para diseñar e implementar controladores resonantes en un DVR. En primer lugar, se compensa la fase de la planta en lazo abierto, de manera que se maximizan los márgenes de fase. Por otra parte, se ha realizado una normalización de la ganancia del controlador de manera que el mismo valor de K en cada uno de ellos produce amplificaciones similares. Con el método que se propone es posible diseñar controladores resonantes de altas prestaciones de una manera sistemática, reduciendo el diseño del todo el control a la selección de una única ganancia (K). Todos los desarrollos han sido probados en un prototipo de 5 kVA de un DVR que protege una carga sensible frente a huecos, armónicos de tensión y desequilibrios. Los resultados experimentales han confirmado la validez del método de diseño propuesto.

REFERENCES

- [1] I. Axente, J. Ganesh, M. Basu, M. Conlon, and K. Gaughan, "A 12-kVA DSP-Controlled laboratory prototype UPOC capable of mitigating unbalance in source voltage and load current," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 6, pp. 1471–1479, Jun. 2010.
- [2] L. S. Xavier, A. F. Cupertino, J. T. de Resende, V. F. Mendes, and H. A. Pereira, "Adaptive current control strategy for harmonic compensation in single-phase solar inverters," *Electric Power Systems Research*, vol. 142, pp. 84–95, 2017.

- [3] J. Roldán-Pérez, A. García-Cerrada, J. L. Zamora-Macho, P. Roncero-Sánchez, and E. Acha, "Troubleshooting a digital repetitive controller for a versatile dynamic voltage restorer," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 57, no. 0, pp. 105–115, 2014.
- [4] R. Nazir, K. Zhou, N. Watson, and A. Wood, "Analysis and synthesis of fractional order repetitive control for power converters," *Electric Power Systems Research*, vol. 124, pp. 110–119, 2015.
- [5] C. m. Young and S. f. Wu, "Selective harmonic elimination in multi-level inverter with zig-zag connection transformers," *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 4, pp. 876–885, April 2014.
- [6] B. Makhoulouf, O. Bouchhida, and M. Nibouche, "Design, analysis and implementation of real-time harmonics elimination: a generalised approach," *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 9, pp. 2424–2436, September 2014.
- [7] A. Kuperman, "Proportional-resonant current controllers design based on desired transient performance," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 10, pp. 5341–5345, Oct 2015.
- [8] S. Li, X. Wang, Z. Yao, T. Li, and Z. Peng, "Circulating current suppressing strategy for MMC-HVDC based on nonideal proportional resonant controllers under unbalanced grid conditions," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 387–397, Jan 2015.
- [9] A. Lidozzi, M. D. Benedetto, S. Bifaretti, L. Solero, and F. Crescimbeni, "Resonant controllers with three degrees of freedom for AC power electronic converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 6, pp. 4595–4604, Nov 2015.
- [10] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, O. Lopez, and J. Doval-Gandoy, "Analysis and design of resonant current controllers for voltage-source converters by means of nyquist diagrams and sensitivity function," *IEEE Transactions on Industrial Elec.*, vol. 58, no. 11, pp. 5231–5250, Nov 2011.
- [11] A. Vidal, F. D. Freijedo, A. G. Yepes, P. Fernandez-Comesana, J. Malvar, O. Lopez, and J. Doval-Gandoy, "Assessment and optimization of the transient response of proportional-resonant current controllers for distributed power generation systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 4, pp. 1367–1383, April 2013.
- [12] B. Li, W. Yao, L. Hang, and L. M. Tolbert, "Robust proportional resonant regulator for grid-connected voltage source inverter (vsi) using direct pole placement design method," *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 8, pp. 1367–1373, September 2012.
- [13] A. García-Cerrada, P. Roncero-Sánchez, P. García-González, and V. Feliu-Batlle, "Detailed analysis of closed-loop control of output-voltage harmonics in voltage-source inverters," *IEEE Proceedings on Electric Power Applications*, vol. 151, no. 6, pp. 734–743, 2004.
- [14] A. Yepes, F. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. López, J. Malvar, and P. Fernandez-Comesaña, "Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 7, pp. 1692–1712, 2010.
- [15] S. Khajehoddin, M. Karimi-Ghartemani, P. Jain, and A. Bakhshai, "A resonant controller with high structural robustness for fixed-point digital implementations," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 7, pp. 3352–3362, 2012.
- [16] B. Francis and W. Wonham, "The internal model principle of control theory," *Automatica*, vol. 12, pp. 456–465, 1976.
- [17] P. Roncero-Sánchez, E. Acha, J. Ortega-Calderón, V. Feliu, and A. García-Cerrada, "A versatile control scheme for a dynamic voltage restorer for power-quality improvement," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, pp. 277–284, 2009.
- [18] X. Quan, X. Dou, Z. Wu, M. Hu, and J. Yuan, "Harmonic voltage resonant compensation control of a three-phase inverter for battery energy storage systems applied in isolated microgrid," *Electric Power Systems Research*, vol. 131, pp. 205–217, 2016.
- [19] L. F. A. Pereira, J. V. Flores, G. Bonan, D. F. Coutinho, and J. M. G. da Silva, "Multiple resonant controllers for uninterruptible power supplies: A systematic robust control design approach," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 3, pp. 1528–1538, March 2014.
- [20] E. Babaei and M. F. Kangarlu, "Sensitive load voltage compensation against voltage sags/swells and harmonics in the grid voltage and limit downstream fault currents using DVR," *Electric Power Systems Research*, vol. 83, no. 1, pp. 80–90, 2012.
- [21] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, 2nd ed. Wiley-IEEE Press, Feb. 2002.
- [22] J. Roldán-Pérez, A. García-Cerrada, M. Ochoa-Giménez, and J. L. Zamora-Macho, "On the power flow limits and control in series-connected custom power devices," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 10, pp. 7328–7338, Oct 2016.