

# CONTROL EN LAZO CERRADO PARA ELIMINACIÓN DE ARMÓNICOS EN INVERSORES FUENTE DE TENSIÓN

Pedro Luis Roncero Sánchez-Elípe

E.T.S. Ingenieros Industriales, Universidad de Castilla-La Mancha,  
Avda. Camilo José Cela S/N, Ciudad Real, Pedro.Roncero@uclm.es

Aurelio García Cerrada

Escuela Superior de Ingeniería ICAI, Universidad Pontificia Comillas,  
Alberto Aguilera 23, Madrid 28015, aurelio@iit.upco.es

Vicente Feliu Batlle

E.T.S. Ingenieros Industriales, Universidad de Castilla-La Mancha,  
Avda. Camilo José Cela S/N, Ciudad Real, Vicente.Feliu@uclm.es

Pablo García González

Escuela Superior de Ingeniería ICAI, Universidad Pontificia Comillas,  
Alberto Aguilera 23, Madrid 28015, pablo@dea.icaei.upco.es

## Resumen

*En este trabajo se investiga el diseño y la aplicación de controles selectivos para inversores fuente de tensión. Estos controles se pueden aplicar para minimizar el contenido de armónicos de baja frecuencia en la tensión de salida de un inversor. Se investiga detalladamente la estabilidad del sistema en lazo cerrado y se explica el procedimiento del diseño del control basado en la respuesta en frecuencia.*

**Palabras clave:** Inversores fuente de tensión, eliminación selectiva de armónicos, control en lazo cerrado, tensión de salida de un inversor.

## 1 INTRODUCCIÓN

El aumento de los sistemas electrónicos de potencia conectados a la red eléctrica puede causar un impacto negativo en la misma, así como en los usuarios finales debido, entre otras causas, a los armónicos de tensión que producen [6]. Para mantener la calidad de la energía eléctrica y minimizar los armónicos de la corriente inyectada en la red se han desarrollado varios estándares que limitan la amplitud de los armónicos de corriente y la distorsión armónica de la tensión. Algunos de éstos son el estándar IEEE Std. 519-1992 o el estándar EN 50 006 (ver [6] y [10]).

Habitualmente se emplean convertidores multipulso, multiconvertidores y convertidores multinivel, entre otros, para mejorar el contenido de armónicos de la tensión de salida en convertidores

electrónicos. De esta forma se consiguen eliminar armónicos de alta frecuencia y conseguir una tensión con baja distorsión armónica a la salida de los convertidores. No obstante, la tensión de salida de los convertidores puede tener armónicos de baja frecuencia (como por ejemplo 5° y 7°) debido a diferencias entre los interruptores de los convertidores, a los tiempos muertos necesarios para evitar cortocircuitos, etc. Para intentar eliminar los armónicos producidos por estas causas se pueden emplear esquemas de control en lazo cerrado y, de esta forma, disminuir aún más la distorsión de la tensión a la salida.

En los últimos años, se han empezado a utilizar los inversores para suministrar armónicos de tensión (compensación serie) o inyectar armónicos de corriente (compensación paralelo) necesarios para el funcionamiento de cargas no lineales. Este tipo de aplicaciones se ha centrado en el campo de los filtros activos trifásicos y han motivado la aparición de esquemas de control en lazo cerrado para los armónicos de la tensión de salida en inversores fuentes de tensión (ver [11], [4] y [8], entre otros).

En este tipo de aplicaciones, se suelen utilizar controles de corriente en lazo cerrado empleando, para ello, la transformada de Park para cada armónico de corriente, y usando un sistema de referencia que gira con cada uno de los armónicos de corriente que se quiere controlar. Con este método la acción de control es muy sencilla de entender ya que todas las variables son magnitudes continuas en régimen permanente [3], aunque la implantación de estos controles resulta complicada. Así se pueden diseñar controles PI para anular el error en

régimen permanente entre la referencia y la salida. No obstante, en [12] se demuestra que el control también se puede hacer en un sistema de referencia estático empleando determinados reguladores, además se explica cómo deben diseñarse los reguladores en un sistema de referencia estático y en otro móvil.

En la Sección 2 se presentan los fundamentos del control selectivo de armónicos, mientras que en la Sección 3 se presenta el modelo de un inversor fuente de tensión y el método de diseño del control para eliminar los armónicos de tensión en el inversor. Por último, en la Sección 4, se presenta un ejemplo de aplicación donde se cancelan los armónicos de tensión en un inversor, producidos por los tiempos muertos.

## 2 FUNDAMENTOS DEL CONTROL

### 2.1 ERROR DE SEGUIMIENTO CERO ANTE ENTRADAS EN REFERENCIA Y EN PERTURBACIÓN TIPO SENOIDAL

Supóngase un sistema de regulación en lazo cerrado con realimentación unitaria como el representado en la figura 1. En dicho sistema  $C(s)$  es la función de transferencia del control y el comportamiento de la planta se modela mediante las funciones de transferencia  $P_1(s)$  y  $P_2(s)$ , y mediante la perturbación  $D(s)$ .

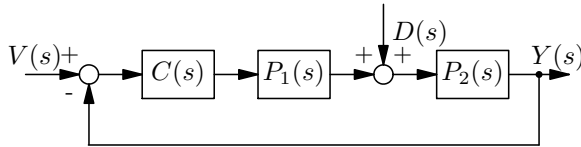


Figura 1: Sistema de control realimentado.

Supóngase que el sistema en lazo cerrado es estable con un control  $C(s)$  de la forma:

$$C(s) = \frac{N(s)}{s^2 + \omega_h^2} \quad (1)$$

donde la función de transferencia  $N(s)$  es el numerador de  $C(s)$  y la pulsación  $\omega_h$  es un múltiplo de la pulsación fundamental  $\omega_1$  ( $\omega_h = h\omega_1$  con  $h = 1, 2, 3, \dots$ ).

La función de transferencia en lazo abierto es:

$$G(s) = \frac{N(s)P_1(s)P_2(s)}{s^2 + \omega_h^2} = \frac{\hat{G}(s)}{s^2 + \omega_h^2} \quad (2)$$

Si las funciones de transferencia  $N(s)$ ,  $P_1(s)$  y  $P_2(s)$  son distintas de cero para  $s = \pm j\omega_h$ , entonces la función de transferencia  $G(s)$  tiene dos polos imaginarios de valor  $p_{1,2} = \pm j\omega_h$ .

La salida del sistema realimentado,  $Y(s)$ , se calcula como  $Y(s) = F(s)V(s) + F_w(s)D(s)$ ,

donde:

$$F(s) = \frac{\hat{G}(s)}{s^2 + \omega_h^2 + \hat{G}(s)} \quad (3)$$

$$F_w(s) = \frac{(s^2 + \omega_h^2)P_2(s)}{s^2 + \omega_h^2 + \hat{G}(s)} \quad (4)$$

Claramente se observa que  $F(j\omega_h) = 1$  y  $F_w(j\omega_h) = 0$ , por lo tanto, el error en régimen permanente entre la entrada  $v(t)$ , y la salida  $y(t)$ , es cero para entradas en referencia del tipo  $v(t) = A \sin(\omega_h t + \varphi_v)$  y para entradas en perturbación del tipo  $d(t) = B \sin(\omega_h t + \varphi_d)$ .

### 2.2 FORMAS ELEMENTALES DE LOS REGULADORES

En la Sección anterior se introdujo la función de transferencia genérica (1) para el control  $C(s)$ . Existen tres alternativas básicas para dicha función de transferencia:  $C_1(s) = \frac{K}{s^2 + \omega_h^2}$ ,  $C_2(s) = \frac{Ks}{s^2 + \omega_h^2}$  y  $C_3(s) = \frac{Ks^2}{s^2 + \omega_h^2}$ .

Las figuras 2, 3 y 4 muestran los diagramas de Bode de los controles  $C_1(s)$ ,  $C_2(s)$  y  $C_3(s)$ , respectivamente, particularizados para  $K = 1$  y  $\omega_h = 1$  rad/s. Los tres controles presentan amplitud  $\infty$  y un cambio de fase de  $180^\circ$  a la frecuencia  $\omega_h$ . El control  $C_1(s)$  atenúa las señales de alta frecuencia, pero no las de baja frecuencia. El control  $C_2(s)$  atenúa las señales de alta y baja frecuencia, mientras que el control  $C_3(s)$  sólo atenúa las señales de baja frecuencia.

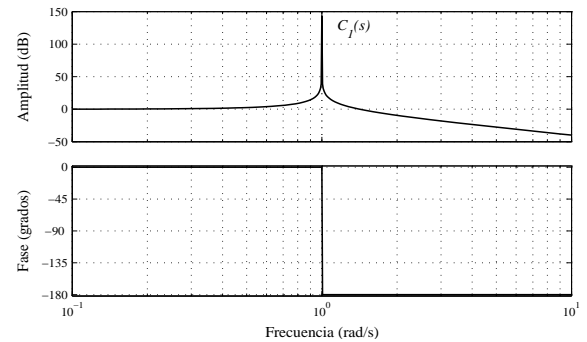


Figura 2: Diagramas de Bode para el control  $C_1(s)$  ( $K = 1$  y  $\omega_h = 1$  rad/s).

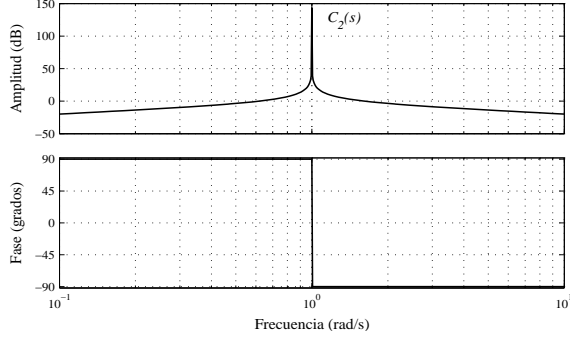


Figura 3: Diagramas de Bode para el control  $C_2(s)$  ( $K = 1$  y  $\omega_h = 1$  rad/s).

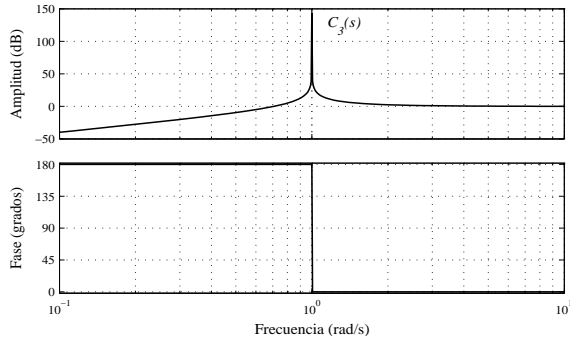


Figura 4: Diagramas de Bode para el control  $C_3(s)$  ( $K = 1$  y  $\omega_h = 1$  rad/s).

Por lo tanto, si se emplean varios controles en paralelo para seguir (o rechazar) varias frecuencias, el control  $C_2(s)$  es el más apropiado ya que con él se consigue un efecto paso-banda para cada uno de los controles. De esta forma, cada control actuará a la frecuencia seleccionada y se reducirá la interacción con el resto de controles calculados para diferentes frecuencias.

La expresión básica del control  $C_2(s)$  puede modificarse añadiendo una red de adelanto de fase o una red de retraso de fase para poder diseñar el sistema de control con el fin de obtener los márgenes de estabilidad deseados (margen de fase y margen de ganancia), dentro de unos límites.

### 3 ELIMINACIÓN DE ARMÓNICOS EN LA TENSIÓN DE UN INVERSOR

#### 3.1 MODELO DEL INVERSOR Y CONTROL PROPUESTO

El sistema de control de la tensión de salida en un inversor monofásico puede describirse según la figura 1, donde las funciones de transferencia  $P_1(s)$  y  $P_2(s)$  son:

$$P_1(s) = e^{-t_0 s} \quad (5)$$

$$P_2(s) = 1 \quad (6)$$

El inversor se modela, de esta forma, como un retardo puro donde  $t_0 = \frac{3}{2}t_s$ , siendo  $t_s$  el periodo de muestreo. Dicho retardo consiste en un retraso de un periodo de muestreo debido a los cálculos, más un retraso de la mitad de un periodo de muestreo como aproximación de la discretización.

En la figura 1,  $V(s)$  es la referencia de la tensión de salida del inversor,  $Y(s)$  es la tensión de salida del inversor y  $D(s)$  modela posibles perturbaciones como, por ejemplo, errores en la tensión de salida debidos a los tiempos muertos del inversor, interruptores no ideales, etc.

El sistema monovariante de la figura 1 puede emplearse también para el control de la tensión de salida en inversores trifásicos. En este caso se suele utilizar la transformada de Park. De esta forma, el sistema de la figura 1 se puede utilizar, independientemente, para controlar la tensión de cada uno de los ejes (componentes  $d$ ,  $q$  y homopolar). Por simplicidad, el desarrollo y análisis del sistema de control se realizarán suponiendo un sistema monovariante.

La función de transferencia  $C(s)$  propuesta para el control es:

$$C(s) = \underbrace{\frac{1 + \frac{\alpha_c}{\omega_h} s}{1 + f \frac{\alpha_c}{\omega_h} s}}_{C_a(s)} K \underbrace{\frac{\omega_h s}{s^2 + \omega_h^2}}_{C_b(s)}, \quad K > 0 \quad (7)$$

donde el término  $C_a(s)$  es una compensación que funciona como adelanto de fase si  $f < 1$  y como retraso de fase si  $f > 1$  y que permite, dentro de unos límites, diseñar el control para obtener determinados márgenes de estabilidad. La función de transferencia  $C_b(s)$  se obtiene a partir de la función de transferencia  $C_2(s)$ .

#### 3.2 ANÁLISIS DE LA ESTABILIDAD DEL LAZO CERRADO

El sistema en lazo abierto se puede escribir como:

$$G(s) = \frac{1 + \frac{\alpha_c}{\omega_h} s}{1 + f \frac{\alpha_c}{\omega_h} s} K \frac{\omega_h s}{s^2 + \omega_h^2} e^{-t_0 s} \quad (8)$$

Para estudiar la estabilidad del sistema en lazo cerrado resulta útil emplear magnitudes unitarias en la ecuación (8). Para ello se tomará como frecuencia base  $\omega_h$  y como tiempo base  $t_{base} = \frac{2\pi}{\omega_h}$ .

De esta forma, el lazo abierto en magnitudes unitarias o p.u. es:

$$G(s') = \underbrace{\frac{1 + \alpha_c s'}{1 + f \alpha_c s'}}_{C_a(s')} K \underbrace{\frac{s'}{(s')^2 + 1}}_{C_b(s')} e^{-t'_0 2\pi s'} \quad (9)$$

donde  $t'_0$  es el tiempo en magnitudes unitarias y puede verse como el número de ciclos de la frecuencia base  $\omega_h$  y los polos del término  $C_b(s')$  son ahora  $\pm j$ .

Para analizar la estabilidad del lazo cerrado de una forma cualitativa y sencilla, se aplicará el criterio de Nyquist al sistema en lazo abierto sin tener en cuenta el término  $C_a(s')$ .

El estudio de la estabilidad del lazo cerrado mediante el criterio de Nyquist puede dividirse en 3 posibilidades:

1. El retraso de fase que introduce el término  $t'_0$  es menor que  $90^\circ$  para frecuencias  $\omega' < 1$ . El diagrama de Nyquist es, cualitativamente, el representado en la figura 5.

En el punto A el lazo abierto tiene fase  $-180^\circ$ , en dicho punto se cumple:

$$t'_0 \omega' = \frac{1}{4} \quad (10)$$

Por lo tanto, para que el sistema en lazo cerrado sea estable, el punto A ha de tener módulo menor que 1:

$$\left| K \frac{\omega'}{1 - \omega'^2} \right| < 1 \quad (11)$$

donde  $\omega' = \frac{1}{4t'_0}$ .

2. El retraso de fase que introduce el término  $t'_0$  está comprendido entre  $90^\circ$  y  $270^\circ$  para  $\omega' < 1$ . En este caso, el diagrama de Nyquist cualitativo se representa en la figura 6. Claramente el sistema en lazo cerrado es siempre inestable, ya que se producen rodeos en sentido horario al punto  $(-1, 0)$ .

El sistema en lazo cerrado se puede hacer estable si se elige  $K < 0$ , lo que equivale a girar la figura 6 en sentido horario.

3. El retraso de fase que introduce el término  $t'_0$  es mayor que  $270^\circ$  para  $\omega' < 1$ . El diagrama de Nyquist es el representado en la figura 7.

En el punto A se cumple:

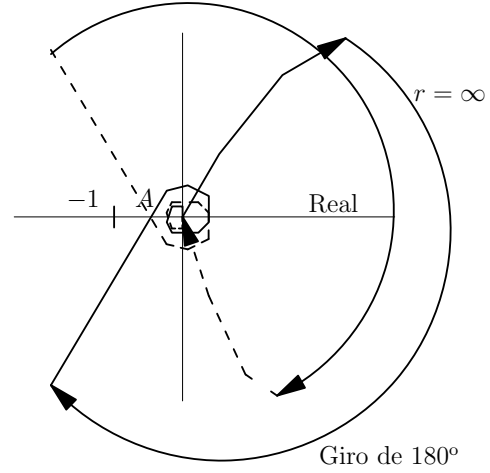


Figura 5: Retraso de fase menor de  $90^\circ$ .

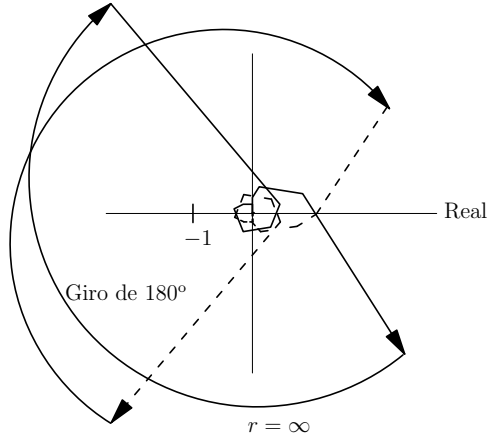


Figura 6: Retraso de fase entre  $90^\circ$  y  $270^\circ$ .

$$t'_0 \omega' = \frac{3}{4} \quad (12)$$

Para que el sistema en lazo cerrado sea estable, el punto A ha de quedar a la derecha del punto  $(-1, 0)$ . La condición de estabilidad es:

$$\left| K \frac{\omega'}{1 - \omega'^2} \right| < 1 \quad (13)$$

### 3.3 DISEÑO DEL CONTROL PROPUESTO

El diseño del sistema de control se basa en la respuesta en frecuencia del lazo abierto (ver [9]). Se utilizarán el margen de fase,  $M_f$ , y la pulsación de cruce de ganancia,  $\omega'_0$ , como especificaciones de diseño. El diseño se hará considerando siempre magnitudes unitarias. El cálculo de la ganancia  $K$  y de la función de transferencia  $C_a(s')$  se puede

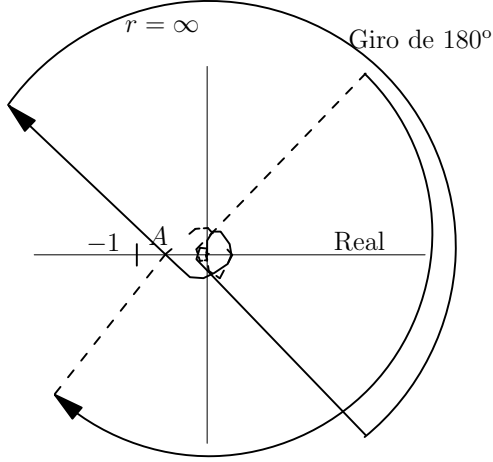


Figura 7: Retraso de fase mayor que  $270^\circ$ .

realizar para una pulsación de cruce de ganancia y un margen de fase deseados:

$$C_a(j\omega'_0)K = -\frac{e^{jM_f}}{C_b(j\omega'_0)P_1(j\omega'_0)} \quad (14)$$

De esta forma se obtiene un sistema de dos ecuaciones (una para el módulo y otra para la fase) con tres incógnitas ( $K$ ,  $\alpha_c$  y  $f$ ). Se fija el valor del parámetro  $f$  con algunas restricciones: si se requiere un adelanto de fase, entonces  $f < 1$ , y si se requiere un retraso de fase, entonces  $f > 1$ .

Para ilustrar el procedimiento de diseño se ha realizado un ejemplo para el esquema de la figura 1 donde se ha elegido un periodo de muestreo  $t_s = 1500^{-1}$  s y una pulsación fundamental de valor  $\omega_1 = 100\pi$  rad/s. Con estos valores se obtiene un retardo en el inversor de valor  $t'_0 = 0,05h$  en magnitudes unitarias, donde  $h$  indica el armónico que se quiere anular.

Se ha fijado un margen de fase  $M_f = 60^\circ$  para varias pulsaciones de cruce de ganancia y se han considerado los armónicos  $3^\circ$ ,  $5^\circ$  y  $7^\circ$ . Los resultados obtenidos se resumen en la tabla 1:

Para  $h = 3$  y  $h = 5$ , el sistema en lazo abierto se corresponde con el caso 1 de la Sección anterior. Con  $K > 0$  y un adelanto de fase ( $f < 1$ ) se consigue obtener un margen de fase de  $60^\circ$ . Para  $h = 7$ , el sistema en lazo abierto se corresponde con el caso 2 de la Sección anterior. Para que el sistema sea estable,  $K$  ha de ser menor que cero. Por lo tanto se necesita  $K < 0$  y un retraso de fase  $f > 1$  para obtener un margen de fase de  $-90^\circ$ .

La tabla 1 muestra los parámetros  $\alpha_c$  y  $f$  de la función de transferencia  $C_a(s')$ .

La figura 8 muestra los diagramas de Bode de am-

Tabla 1: Valores de  $K$  y de  $C_a(s')$  y diferentes pulsaciones de cruce de ganancia para  $h = 3$ ,  $h = 5$ ,  $h = 7$ .

$h$	$M_f$	$\omega_0/\omega_h$	$f$	$\alpha_c$	$K$
3	$60^\circ$	1,02	0,1	0,5244	0,0350
		1,10	0,1	0,5934	0,1602
		1,20	0,1	0,6873	0,2838
5	$60^\circ$	1,02	0,005	1,8711	0,0184
		1,10	0,005	2,4679	0,0660
		1,20	0,005	4,5198	0,0665
7	$-60^\circ$	0,98	10	0,0584	-0,0465
		0,90	10	0,0990	-0,2816
		0,80	10	0,2036	-0,8489

plitud y fase de la función de transferencia en lazo abierto en (9) para  $h = 3$  con los tres controles calculados en la tabla 1. La figura 9(a) muestra el diagrama de Bode de amplitud de la función de transferencia en lazo cerrado  $F(s')$ : la amplitud es igual a 1 (0 dB) a la frecuencia  $\omega_h$  ( $\omega' = 1$  p.u.). En la figura 9(b) se observa el diagrama de Bode de amplitud de la función de transferencia debida a la perturbación,  $F_w(s')$ . Dicha amplitud es cero (tiende a  $-\infty$  dB en la figura) a la frecuencia  $\omega_h$ .

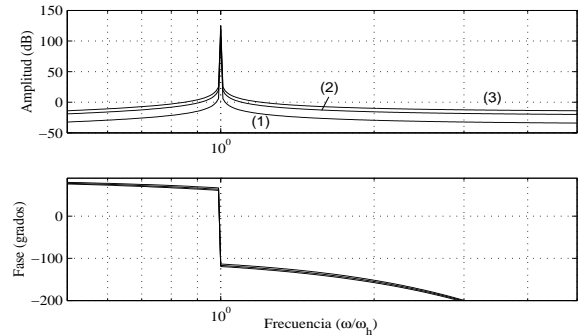


Figura 8: Respuesta en frecuencia del lazo abierto,  $G(s')$  para  $h = 3$ : (1)  $\omega_0/\omega_h = 1,02$ , (2)  $\omega_0/\omega_h = 1,10$  y (3)  $\omega_0/\omega_h = 1,20$ .

La figura 10 muestra las respuestas del sistema descrito en la figura 1 ante perturbación senoidal de pulsación  $\omega = 3\omega_1$  y amplitud unidad, con los controles de la tabla 1 para  $h = 3$ . La respuesta representada en la figura 10(a) es la más lenta, mientras que la representada en la 10(c) es, claramente, la más rápida. Observando las figuras 9 y 10 se puede deducir que el sistema que presenta la respuesta más rápida es también el menos selectivo.

La figura 11 muestra los diagramas de Bode de amplitud y fase de la función de transferencia en lazo abierto (9) para  $h = 7$  con los tres controles

calculados en la tabla 1. Para que el sistema en lazo cerrado sea estable ahora se necesita un retraso de fase. La figura 12(a) muestra el diagrama de Bode de amplitud de la función de transferencia en lazo cerrado  $F(s')$  en el que la amplitud es igual a 1 (0 dB) a la pulsación  $\omega_h$ . La figura 12(b) refleja el diagrama de Bode de amplitud de la función de transferencia debida a la perturbación,  $F_w(s')$ , el cual muestra amplitud cero a la pulsación  $\omega_h$ .

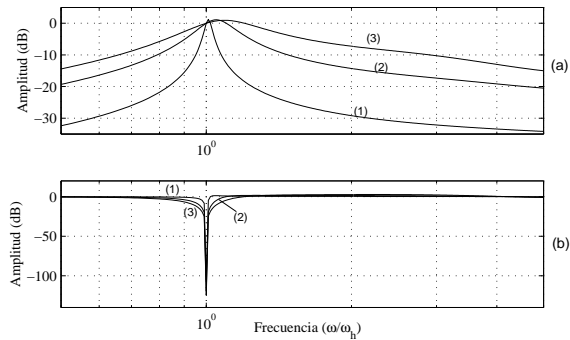


Figura 9: Respuesta en frecuencia: (a) función de transferencia del lazo cerrado,  $F(s')$ , y (b) función de transferencia debida a la perturbación,  $F_w(s')$ . (1)  $\omega_0/\omega_h = 1,02$ , (2)  $\omega_0/\omega_h = 1,10$  y (3)  $\omega_0/\omega_h = 1,20$ .

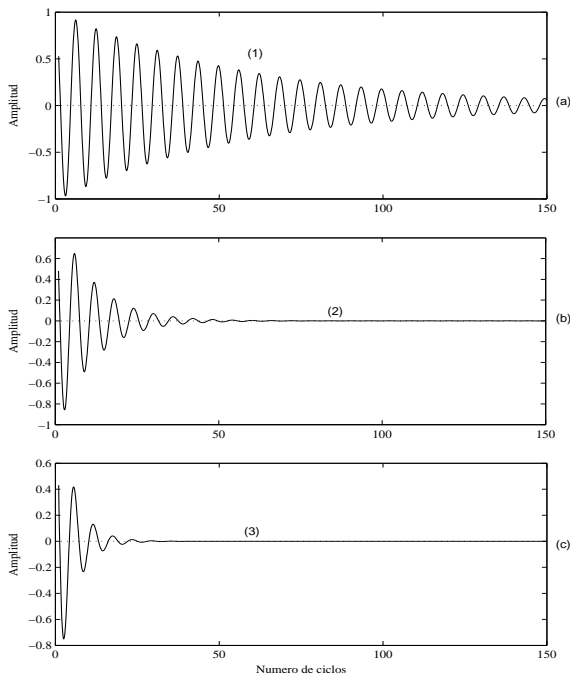


Figura 10: Respuesta temporal del lazo cerrado ante perturbación senoidal para  $h = 3$ : (a)  $\omega_0/\omega_h = 1,02$ , (b)  $\omega_0/\omega_h = 1,10$ , y (c)  $\omega_0/\omega_h = 1,20$ .

En la figura 13 se puede observar la respuesta del sistema en lazo cerrado ante entrada en pertur-

bación senoidal de pulsación  $\omega = 7\omega_1$  y amplitud unidad, empleando los controles calculados en la tabla 1 para  $h = 7$ . La respuesta más lenta se obtiene para el caso de  $\omega_0/\omega_h = 0,98$  (figura 13(a)). Esta respuesta es más lenta que la obtenida para  $h = 3$  con  $\omega_0/\omega_h = 1,10$  a pesar de tener una pulsación de cruce de ganancia mayor. De hecho, la rapidez del sistema en lazo cerrado puede medirse por la diferencia entre la pulsación de cruce de ganancia,  $\omega_0$ , y la pulsación a la cual se sintoniza el regulador,  $\omega_h$ . La respuesta más rápida se obtiene en el caso de la mayor diferencia entre ambas pulsaciones. Sin embargo, si se requiere que la eliminación de armónicos sea muy selectiva y que no se amplifiquen armónicos no deseados, la diferencia entre las dos pulsaciones ha de ser pequeña.

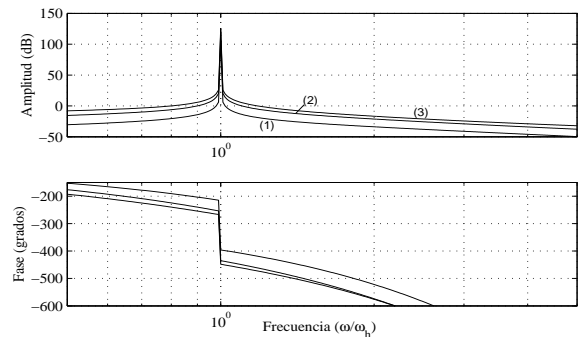


Figura 11: Respuesta en frecuencia del lazo abierto,  $G(s')$ , según los controles de la tabla 1 para  $h = 7$ . (1)  $\omega_0/\omega_h = 0,98$ , (2)  $\omega_0/\omega_h = 0,90$  y (3)  $\omega_0/\omega_h = 0,80$ .

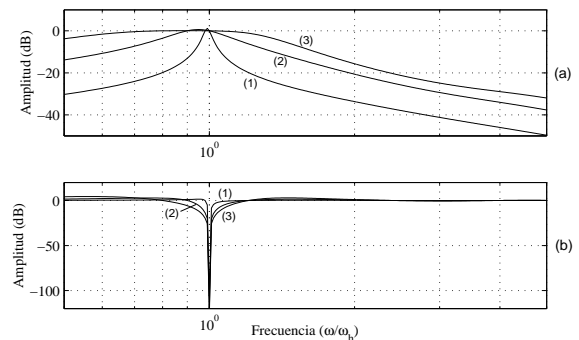


Figura 12: Respuesta en frecuencia según los controles de la tabla 1 para  $h = 7$ : (a) función de transferencia del lazo cerrado,  $F(s')$ , y (b) función de transferencia debida a la perturbación,  $F_w(s')$ . (1)  $\omega_0/\omega_h = 0,98$ , (2)  $\omega_0/\omega_h = 0,90$  y (3)  $\omega_0/\omega_h = 0,80$ .

Para eliminar varios armónicos de distintas frecuencias simultáneamente, pueden usarse varios controles en paralelo (ver [11]).

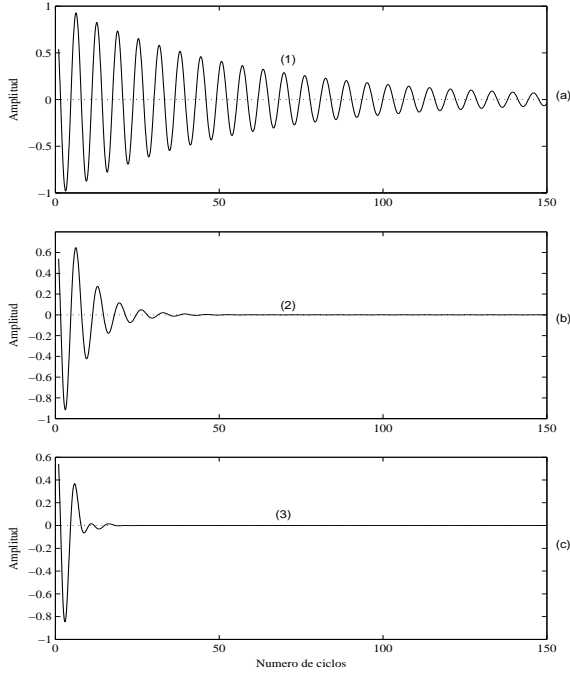


Figura 13: Respuesta temporal del lazo cerrado ante perturbación senoidal para  $h = 7$ . (a)  $\omega_0/\omega_h = 0,98$ , (b)  $\omega_0/\omega_h = 0,90$  y (c)  $\omega_0/\omega_h = 0,80$ .

En la Sección siguiente se presentan resultados experimentales sobre un ejemplo de aplicación para compensación de armónicos de tensión producidos por los tiempos muertos de un inversor, empleando una serie de reguladores sintonizados a distintas frecuencias.

#### 4 EJEMPLO DE APLICACIÓN: COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS DE TENSIÓN EN UN INVERSOR PRODUCIDOS POR LOS TIEMPOS MUERTOS

En inversores que emplean esquemas de modulación basados en modulación de ancho de pulso, idealmente, los armónicos en la tensión de salida se producen alrededor de la frecuencia de conmutación y de sus múltiplos. Si esta frecuencia es elevada, los armónicos de la tensión de salida se pueden filtrar fácilmente por la carga (por ejemplo un motor de inducción) o empleando un filtro. Sin embargo, los tiempos muertos, necesarios para evitar cortocircuitos en la parte de continua del inversor, producen armónicos no deseados de baja frecuencia en la tensión de salida del inversor.

En la literatura existen varios métodos para compensar los armónicos de tensión producidos por

los tiempos muertos que emplean técnicas de lazo abierto (ver [1] y [7], por ejemplo). Aunque errores de cuantificación pueden hacer que estos métodos no eliminen correctamente los armónicos de tensión.

En este trabajo se propone una estructura de reguladores como la desarrollada en la Sección 3 para eliminar los armónicos de tensión producidos por los tiempos muertos empleando técnicas de lazo cerrado. Para ello se ha construido un prototipo con un inversor trifásico y se han implantado una serie de reguladores en paralelo para eliminar armónicos no deseados en la tensión de salida debidos a los tiempos muertos.

##### 4.1 ESQUEMA DEL SISTEMA DE CONTROL

El sistema monofásico equivalente del prototipo se representa en la figura 14: el inversor alimenta una carga trifásica formada por una resistencia y una inductancia. El inversor se ha modelado como una fuente de tensión ideal  $u$ . La variable  $i$  es la corriente por la carga.



Figura 14: Esquema monofásico del prototipo experimental.

El modelo en variables de estado del sistema representado en la figura 14 empleando la transformada de Park con un sistema de referencia que gire con velocidad angular  $\omega_1$ , es [2]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & \omega_1 \\ -\omega_1 & -\frac{r}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (15)$$

En este ejemplo, el objetivo del sistema de control es doble: por un lado controlar la componente fundamental de la corriente por la carga y, por otro lado, eliminar una serie de armónicos en la tensión de salida del inversor producidos por los tiempos muertos.

Una de las ventajas de usar un sistema de referencia que gira a la frecuencia fundamental  $\omega_1$  es que el armónico fundamental de corriente se puede controlar con un regulador PI, ya que la componente fundamental se transforma en una magnitud

continua. Además, si se considera que el sistema trifásico es equilibrado, los armónicos 5° y 7° de la tensión de salida, por ejemplo, se transforman en un único armónico de frecuencia  $6\omega_1$  en dicho sistema de referencia [5]. Por lo tanto, sólo se necesita un regulador en un sistema de referencia giratorio para eliminar dos armónicos de la tensión de salida en el sistema trifásico. No obstante, si el sistema no es equilibrado, los armónicos 5° y 7° pueden producir también armónicos 4° y 8° en el sistema de referencia giratorio, por lo que se necesitarían más reguladores para eliminar dichos armónicos.

La estructura del sistema de control se representa en la figura 15: la componente fundamental de la corriente se controla utilizando un regulador PI, mientras que para eliminar  $n$  armónicos no deseados en la tensión de salida del inversor ( $Y(s)$ ) se emplean  $n$  reguladores en paralelo, con función de transferencia como en (7). El bloque del inversor incluye el retraso modelado en la función de transferencia  $P_1(s)$ . La tensión de salida del inversor se mide mediante un filtro de primer orden,  $H(s)$ , siendo  $Y_f(s)$  la salida del filtro. El esquema de la figura 15 se refiere, indistintamente, al eje  $d$  o al eje  $q$ . El acoplamiento entre ejes se ha incluido en la perturbación  $D(s)$ . Todos los controles se han implantado utilizando un único sistema de referencia.

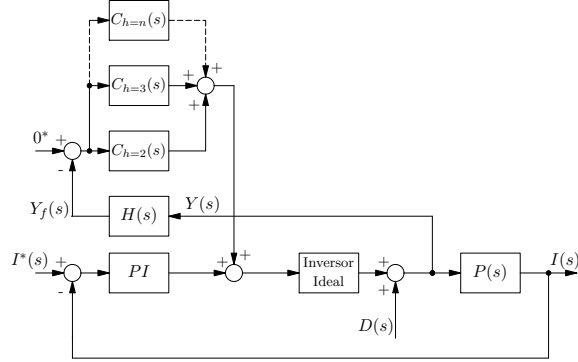


Figura 15: Esquema de control para la compensación de tiempos muertos.

## 4.2 DESCRIPCIÓN DE LA PLATAFORMA EXPERIMENTAL Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

El inversor trifásico se ha construido empleando interruptores MOSFET de tensión nominal 100 V y corriente nominal 42 A. Se ha utilizado una frecuencia de conmutación,  $f_{sw}$ , de 3150 Hz, y una frecuencia de muestreo,  $f_s$ , de 6300 Hz. Se ha empleado modulación PWM senoidal, los tiempos

muestrados se han fijado en  $25 \mu s$  y la tensión de continua del inversor se ha fijado en 48 V. La frecuencia fundamental es  $f_1 = 50 \text{ Hz}$  ( $\omega_1 = 100\pi \text{ rad/s}$ ).

La tensión de salida del inversor se mide mediante un filtro RC de primer orden ( $H(s)$ ) que consiste en una estrella formada por un divisor resistivo por fase con una resistencia de 20 k $\Omega$  en serie con otra resistencia de 5 k $\Omega$ , y en paralelo con esta última resistencia un condensador de 47 nF. Aunque el filtro no se ha tenido en cuenta para el estudio realizado en la Sección 3, sí se ha considerado a la hora de diseñar el sistema de control del prototipo.

Se han realizado ensayos sin emplear la eliminación selectiva de armónicos y empleándola, comparando los resultados obtenidos. En todos los casos se ha mantenido el control de la componente fundamental.

La figura 16 muestra los resultados obtenidos sin el sistema de eliminación selectiva de armónicos. Las figuras 16(a) y 16(b) muestran las respuestas temporales de las componentes  $d$  y  $q$ , respectivamente, de la corriente fundamental por la carga expresadas en un sistema de referencia que gira a la pulsación  $\omega_1$ . La figura 16(c) muestra la tensión de salida del inversor después del filtro de medida en un sistema de referencia estático con una importante distorsión armónica debida a los tiempos muertos.

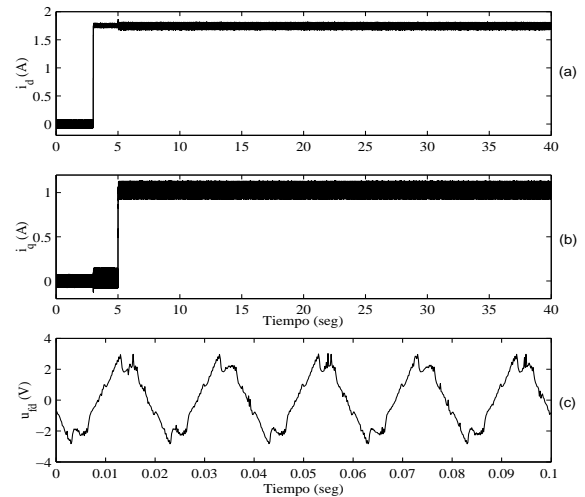


Figura 16: Resultados experimentales sin control de la tensión de salida y con armónicos debidos a los tiempos muertos: (a) y (b) respuestas temporales de las componentes  $d$  y  $q$ , respectivamente, de la corriente, (c) detalle de la componente  $d$  de la tensión del inversor filtrada,  $u_{fd}$ , expresada en el sistema de referencia estático.



La figura 17(a) muestra el espectro de la tensión representada en la figura 16(c). Los armónicos más importantes son:  $5^\circ$ ,  $7^\circ$ ,  $11^\circ$ ,  $13^\circ$ ,  $17^\circ$ ,  $19^\circ$ ,  $23^\circ$  y  $25^\circ$ . También se ha estudiado la tensión de salida expresada en el sistema de referencia giratorio (ver figura 17(b)), donde los armónicos anteriormente citados se transforman en  $6^\circ$ ,  $12^\circ$ ,  $16^\circ$  y  $24^\circ$ . Los resultados experimentales también muestran que la tensión de salida en el sistema de referencia giratorio tiene armónicos de amplitud menos importante, como son  $2\omega_1$ ,  $3\omega_1$ ,  $4\omega_1$  y  $5\omega_1$ . La distorsión total armónica de la onda representada en la figura 16(c) es  $THD_v = 16,90\%$ .

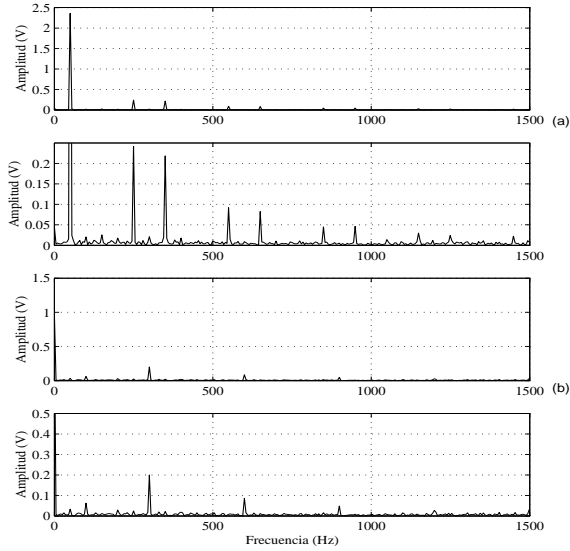


Figura 17: Resultados experimentales sin control de la tensión de salida y con armónicos debidos a los tiempos muertos: (a) espectro (y detalle) de la tensión de salida filtrada en un sistema de referencia estático, (b) espectro (y detalle) de la tensión de salida filtrada en un sistema de referencia síncrono con la pulsación  $\omega_1$ .

Se ha repetido el mismo ensayo incorporando controles sintonizados a las frecuencias  $3\omega_1$ ,  $4\omega_1$ ,  $5\omega_1$ ,  $6\omega_1$ ,  $12\omega_1$ ,  $18\omega_1$  y  $24\omega_1$  en un sistema de referencia que gira síncronamente con la pulsación fundamental  $\omega_1$ . Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 18 y 19. En las figuras 18(a) y 18(b) se muestran las componentes  $d$  y  $q$ , respectivamente, de la corriente por la carga, expresada en el sistema de referencia giratorio. Se aprecia una forma de onda mucho más limpia que la representada en las figuras 16(a) y 16(b). La figura 18(c) muestra la tensión del inversor después del filtro en un sistema de referencia estático. La distorsión total armónica de esta onda es, ahora,  $THD_v = 6,76\%$ .

La figura 19(a) muestra el espectro de la onda de la figura 18(c): el contenido de armónicos se ha reducido notablemente respecto al caso anterior

(figura 17(a)). Las figuras 19(b) y 19(c) muestran las componentes  $d$  y  $q$ , respectivamente, de la suma de las salidas de los controles en paralelo en el sistema de referencia giratorio síncronamente con  $\omega_1$ .

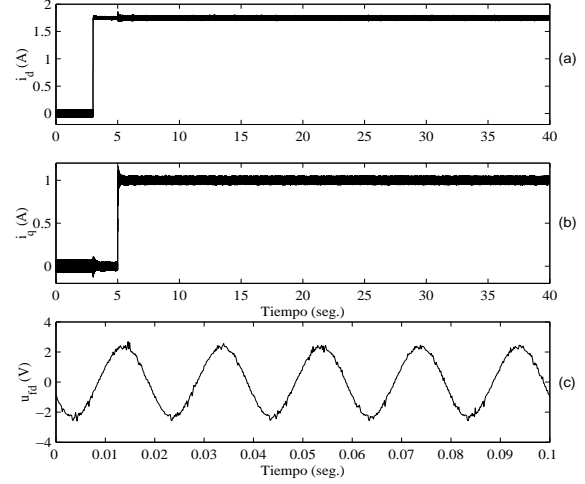


Figura 18: Resultados experimentales con controles para eliminar los armónicos no deseados en la tensión de salida: (a) y (b) respuestas temporales de las componentes  $d$  y  $q$ , respectivamente, de la corriente, (c) detalle de la componente  $d$  de la tensión del inversor filtrada,  $u_{fd}$ , expresada en el sistema de referencia estático.

### 4.3 CONCLUSIONES

Para eliminar armónicos mediante técnicas de lazo cerrado, pueden emplearse reguladores que presentan dos polos imaginarios conjugados a la frecuencia que se quiere eliminar. En este trabajo se ha estudiado el modelo de un inversor y se ha diseñado una estructura de control, mediante estos reguladores, para eliminar armónicos en la tensión de salida del inversor. También se ha analizado la estabilidad del sistema en lazo cerrado.

El diseño del sistema de control se ha llevado a cabo mediante la respuesta en frecuencia del lazo abierto utilizando el margen de fase y la pulsación de cruce de ganancia como especificaciones de diseño. Se ha demostrado que la rapidez del sistema en lazo cerrado se puede medir como la diferencia entre la pulsación de cruce de ganancia y la pulsación a la que se sintoniza el regulador. A medida que la rapidez aumenta, el sistema en lazo cerrado elimina armónicos de forma menos selectiva.

Se han validado las principales contribuciones mediante resultados experimentales en un prototipo de laboratorio construido a tal efecto.

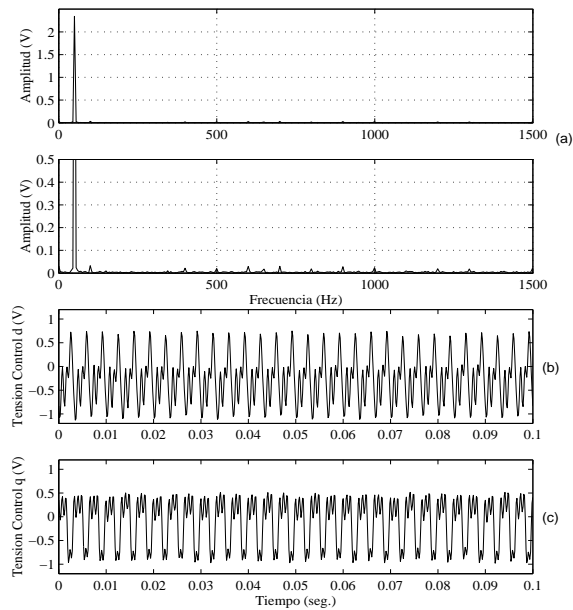


Figura 19: Resultados experimentales con controles para eliminar los armónicos no deseados en la tensión de salida: (a) espectro (y detalle) de la tensión de salida filtrada en un sistema de referencia estático, (b) y (c) componentes  $d$  y  $q$ , respectivamente, de la tensión de control para el inversor expresadas en un sistema de referencia giratorio a la velocidad  $\omega_1$ .

## Referencias

- [1] Choi, J.-W., and Sul, S.-K. Inverter output synthesis using novel dead time compensation. *IEEE Transactions on Power Electronics* 11, 2 (March 1996), 221–227.
- [2] Krause, P. C. *Analysis of Electric Machinery*. McGraw-Hill Inc., New York, 1986.
- [3] Lee, S.-J., and Sul, S.-K. A harmonic reference frame based current controller for active filter. In *Proceedings of the Applied Power Electronics Conference* (Feb. 2000), APEC, pp. 1073–1078.
- [4] Mattavelli, P. A closed-loop selective harmonic compensation for active filters. *IEEE Transactions on Industry Applications* 37, 1 (Jan/Feb 2001), 81–96.
- [5] Mattavelli, P., and Fasolo, S. Implementation of synchronous frame harmonic control for high-performance ac power supplies. In *Proceedings of the 2000 IAS Annual Meeting* (2000), IEEE Industry Applications Soc, pp. 1–8.
- [6] Mohan, N., Undeland, T., and Robbins, W. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, second ed. John Wiley & Sons, Inc., New York, 1995.
- [7] Muñoz, A. R., and Lipo, T. On-line dead time compensation technique for open-loop pwm-vsi drives. *IEEE Transactions on Power Electronics* 14, 4 (July 1999), 683–689.
- [8] Newman, M. J., Zmood, D.Ñ., and Holmes, D. G. Stationary frame harmonic reference generation for active filter systems. *IEEE Transactions on Industry Applications* 38, 6 (Nov./Dec. 2002), 1591–1599.
- [9] Nise, N. S. *Control System Engineering*. The Benjamin Cummings Publishing Company, Inc., Reedwood City, 1992.
- [10] Paice, D. A. *Power Electronic Converter Harmonics. Multipulse Methods for Clean Power*. IEEE Press, New York, 1996.
- [11] Yuan, X., Allmeling, J., Merk, W., and Stemmler, H. Stationary frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operation conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications* 38, 2 (March/April 2002), 523–532.
- [12] Zmood, D. N., Holmes, D. G., and Bode, G. H. Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators. *IEEE Transactions on Industry Applications* 37, 2 (March/April 2001), 601–610.