

# LPV Control of Current Source Inverter synchronized with the grid

Alejandro S. Ghersin, *Member, IEEE*, Pablo Cossutta, *Member, IEEE* and Miguel Pablo Aguirre, *Senior Member, IEEE*

**Abstract**—Power inverters are widely used in grid connected applications, specially with the increasing use of renewable energies, to improve power quality and increase efficiency. However some parameter associated to the grid and/or the inverters, such as the grid frequency, needs to be known or properly estimated. This estimation introduces an uncertainty in the system and suffer transients due to the estimator. Linear Parameter Varying (LPV) control can be used to account for those uncertainties. This paper presents a feedback control based on a LPV control law to improve the power quality of a grid connected Current Source Inverter (CSI), significantly reducing the total harmonic distortion (THD) of the grid generator current. A linear model of the interconnection is presented, where the frequency of the grid is assumed variable being estimated together with its phase through a Phase Locked Loop (PLL). The LPV control law is implemented through state feedback achieving both, harmonic suppression and reference tracking, using the estimation of the frequency of the PLL. Implicitly, this allows for the estimation of the magnitude and phase of the harmonic distortion canceling it up to the CSI current limit. An analytic proof of the filtering guarantees of the method is presented along with simulation results that show the practical viability of this technique. It is shown that this control approach is capable of an appealing adaptation to changes in the frequency of the power grid with a low computational burden being able to also cope with disturbances in the estimation of the frequency due to the PLL.

**Index Terms**—Current Source Inverter, LPV Control, Power system harmonics

## I. INTRODUCCIÓN

En las últimas décadas, los progresos en las técnicas digitales y en los dispositivos semiconductores de conmutación, han permitido una serie de grandes avances en el área de los convertidores electrónicos, en particular los convertidores de corriente directa a corriente alterna (DC/AC). Entre estos últimos se destacan los convertidores multinivel, tanto fuente de tensión (VSI por su sigla en inglés, *Voltage Source Inverters*), [1] como fuente de corriente [2], [3] (CSI por su sigla en inglés, *Current Source Inverters*).

La necesidad de recurrir al uso de energías renovables para reducir la huella de carbono, ha alentado la proliferación de

fuentes de energía cada vez más distribuidas, las cuales se interconectan con la red eléctrica a fin de intercambiar energía según las condiciones de carga y generación lo permitan, garantizando y eventualmente mejorando la calidad de la energía eléctrica disponible.

En el uso de la energía eléctrica en AC, y en especial cuando se utilizan convertidores en la generación, suelen aparecer armónicos no deseados en las corrientes y tensiones de los sistemas y de las cargas que se conectan con ellos debido a diversos fenómenos no lineales. Existen numerosas referencias que tratan esta temática. En [4] y en referencias que allí se citan, se discute el origen de la distorsión armónica y sus efectos clasificándose las fuentes de la distorsión armónica en dos grupos. Por un lado las originadas por el uso de dispositivos de conmutación para electrónica de potencia, y por otro lado las que son originadas por las cargas no lineales. Por causa de las llaves de conmutación, el uso de sistemas como rectificadores y convertidores, suele introducir armónicos de frecuencias altas los cuales suelen eliminarse mediante el uso de filtros pasivos. Sin embargo, las cargas naturalmente no lineales, suelen generar distorsión armónica de más baja frecuencia y ésta es susceptible de ser compensada de diversas formas, entre las cuales debe mencionarse el control por realimentación.

El hecho de estar o no conectado a la red eléctrica, cambia considerablemente las posibilidades para la solución del problema. De hecho en [4], donde se trata el caso de un convertidor no conectado a la red, se recurre a un filtrado de las corrientes medidas a la salida a los efectos de identificar la magnitud y fase de los armónicos de corriente de órdenes superiores a la frecuencia fundamental a la cual el convertidor genera tensión senoidal.

En el caso de los convertidores conectados a la red, la sincronía con la misma es una condición *sine-qua-non* para la operación del sistema. Mediante un *lazo de seguimiento de fase* (PLL por su sigla en inglés, *Phase Locked Loop*), se consigue, a partir de las tensiones de la red, las cuales son señales que normalmente poseen reducido contenido armónico, identificar tanto la frecuencia de la red como su fase, a fin de poder sincronizar el convertidor [2], [5].

Por su parte en [6], se desarrolla el estudio de un método para la compensación adaptativa de los armónicos para el caso particular de una aplicación de energía solar utilizando convertidores VSI. En dicho trabajo, se utiliza un esquema de múltiples PLL en cascada para conseguir la detección de los armónicos de corriente no deseados, los cuales se cancelan mediante el control adaptativo. De esta manera el control se

Este artículo fue enviado para revisión el 15 de enero de 2020.

A. S. Ghersin, Profesor, Dpto. de Ingeniería Electrónica, Instituto Tecnológico de Buenos Aires (ITBA), Argentina y Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Tecnológicas (CONICET), aghersin@itba.edu.ar .

P. Cossutta, Profesor, Dpto. de Ingeniería Electrónica, ITBA y Director del Centro de Investigación y Desarrollo en Electrónica Industrial (CIDEI), pcossutt@itba.edu.ar .

M. P. Aguirre, Profesor y Director, Dpto. de Ingeniería Electrónica, ITBA, miembro CIDEI, maguir@itba.edu.ar .

Este trabajo fue financiado por el subsidio PICT-2015-3040, otorgado por la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPyCT) y ejecutado en el ITBA.

adapta a cambios de frecuencia y fase de los armónicos y de la frecuencia fundamental.

El problema de distorsión armónica, se trata también en [7]. En este trabajo se busca eliminar la distorsión armónica debida a cargas no lineales mediante el uso de filtros activos de potencia (APF por su sigla en inglés, *Active Power Filters*). Estos filtros se implementan mediante el uso de técnicas de control lineal tiempo invariante por realimentación.

En lo relacionado al control *Lineal de Parámetros Variantes* (LPV), los métodos han estado desarrollándose desde mediados de la década de 1990 y su uso se ha visto en diversos campos de aplicación. Deben mencionarse trabajos pioneros en el área – ver [8] y referencias que allí se citan. También es posible citar trabajos donde se demuestra la aplicación de controles LPV a sistemas electrónicos de potencia [9], [10].

Por el lado de los convertidores DC-AC, debe mencionarse [11] donde se desarrolla un controlador LPV con cancelación de distorsión armónica, el cual tiene la capacidad de adaptarse a los cambios en la frecuencia de la red. Este diseño se aplica a un convertidor VSI. A través de un PLL, se estima la frecuencia de red y se adapta un observador de estados aumentado para detectar la presencia de armónicos hasta órdenes superiores de interés práctico (esto puede ser 7, 9 o más, según la aplicación). La frecuencia de la red puede variar y el observador permanece sintonizado garantizando la estabilidad del lazo y dando información relevante para cancelar la distorsión armónica.

Sobre las ventajas y desventajas del uso de los convertidores CSI, se pueden citar trabajos que discuten la cuestión respecto del uso de los VSI. En [2], [12], se tratan en detalle aspectos del control predictivo basado en modelos (MPC por su sigla en inglés, *Model Predictive Control*) de CSI, así como sus ventajas y desventajas respecto de los VSI. También en [13] se desarrolla esta temática dejando en evidencia que entre las ventajas de los CSI están la robustez, la tolerancia a fallas y la posibilidad de configurarlos de forma paralelizada, por ende escalable. Entre las desventajas hay que mencionar el uso de inductores voluminosos y costosos.

Sobre el enfoque que se presenta a partir de lo hecho en [11], el presente trabajo se propone una solución basada en un regulador LPV por realimentación de estados aumentados el cual se demuestra es capaz de cancelar armónicos hasta un orden práctico elegido. La diferencia entre este trabajo y [11], radica en que por estar aquel diseño desarrollado para un VSI, se puede modelar la distorsión armónica desde el punto de vista del control lineal como una perturbación *de entrada* a la planta la cual es posible estimar y cancelar directamente a través de la acción de control [14, Cap. 18, Sec.7]. En cambio aquí, por tratarse del control de la distorsión armónica con un CSI, cambia la estrategia para modelar la distorsión armónica. Esta es tratada desde el punto de vista del control lineal como una perturbación *de salida* de la planta la cual, si bien puede estimarse, no puede cancelarse directamente mediante la acción de control sino a través de un regulador de estados aumentado con la forma de la perturbación.

En relación a [7], debe decirse que si bien el presente trabajo no está inspirado en dicha referencia, hay ciertas similitudes en el resultado y en el hecho de que ambos trabajos implementan

bancos de filtros lineales. Las diferencias están dadas por el hecho de que el enfoque de [7] es tiempo invariante, por lo cual la solución no se adapta a variaciones de la frecuencia de la red. Por otra parte dicho trabajo está enfocado en una aplicación de filtrado de armónicos y el análisis de robustez allí desarrollado no es extensible al trabajo aquí planteado. De todas formas, los resultados obtenidos en [7] serán utilizados a los fines de comparar la distorsión armónica total en estado estacionario con la que se consigue en el presente trabajo.

El trabajo está organizado de la siguiente forma. En la sección II se ofrece el material de base sobre control LPV necesario para llevar a cabo el diseño propuesto. En la sección III, se discute el modelo de la interconexión del convertidor a la red eléctrica a partir del cual se lleva a cabo el diseño y las simulaciones. En la sección IV se plantea el esquema de control propuesto el cual consiste de un controlador LPV por realimentación de estados con supresión de distorsión armónica. En la sección V se muestran los resultados de las simulaciones llevadas a cabo. Finalmente en la sección VI se desarrollan las conclusiones que surgen del trabajo.

## II. ELEMENTOS DE CONTROL LPV

*Conjunto de Trayectorias del Parámetro LPV:* Definimos  $\mathcal{P} \subset \mathbb{R}^s$  tal que para cada  $\rho = (\rho_1, \dots, \rho_s) \in \mathcal{P}$ , con  $\rho_i \in [\underline{\rho}_i, \bar{\rho}_i]$  y  $\underline{\rho}_i < \bar{\rho}_i$ . Por otro lado, dado un vector  $\bar{\nu} = (\bar{\nu}_1, \dots, \bar{\nu}_s) \in \mathbb{R}^s$  con  $\bar{\nu}_i > 0$ , todo  $\nu = (\nu_1, \dots, \nu_s) \in \mathcal{V} \subset \mathbb{R}^s$ , será tal que  $|\nu_i| \leq \bar{\nu}_i$ . En el estudio de sistemas LPV, hemos de suponer que las matrices de las descripciones en espacio de estados de los sistemas, dependerán funcionalmente de trayectorias del parámetro  $s$ -dimensional que evolucionan en el siguiente conjunto:  $\mathcal{F}_p^\nu = \{\rho \in \mathcal{C}^1(\mathbb{R}^+, \mathbb{R}^s) : \rho(t) \in \mathcal{P}, \dot{\rho}(t) \in \mathcal{V}, \forall t \in \mathbb{R}^+\}$  donde  $\mathcal{C}^1(\mathbb{R}^+, \mathbb{R}^s)$  es el conjunto de funciones continuas y diferenciables del tiempo sobre  $\mathbb{R}^s$ .

Para plantear el problema de control LPV por realimentación de estados en la forma en la cual es abordado en el presente trabajo, considérese la planta LPV dada por

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_a(t) \\ \zeta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_a(\rho(t)) & B_w & B_a \\ C_\zeta & D_{\zeta w} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a(t) \\ w(t) \\ u(t) \end{bmatrix} \quad (1)$$

donde  $\rho(t) \in \mathcal{P}$ ,  $\dot{x}_a, x_a \in \mathbb{R}^{n_x}$ ,  $w \in \mathbb{R}^{n_w}$  representa la entrada de perturbación,  $\zeta \in \mathbb{R}^{n_\zeta}$  representa la variable a controlar y  $u \in \mathbb{R}^{n_u}$  es la acción de control. El tipo de control LPV por realimentación de estados que se propone es de la forma

$$u(t) = -K_a x_a(t). \quad (2)$$

Para llevar a cabo el análisis del Lazo Cerrado LPV, suponiendo que puede hallarse un controlador como (2), la dinámica completa resulta de la forma

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_a(t) \\ \zeta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{cl}(\rho(t)) & B_w \\ C_\zeta & D_{\zeta w} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a(t) \\ w(t) \end{bmatrix} \quad (3)$$

donde

$$A_{cl}(\rho) = A_a(\rho) - B_a K_a. \quad (4)$$

*Estabilidad LPV:* Se recurrió a las soluciones numéricas provistas en [15] para sintetizar un controlador LPV con el fin de garantizar la estabilidad a lazo cerrado. El cómputo del controlador está basado por simplicidad en una única función cuadrática de Lyapunov – SQLF por su sigla en inglés, *Single Quadratic Lyapunov Function* [8]. El resultado en el que se basa el diseño se enuncia a continuación.

Sea  $\rho \in \mathcal{F}_p^v$  la trayectoria del parámetro. El problema de Estabilidad Cuadrática a lazo cerrado en base a una SQLF, consiste en encontrar un controlador LPV como (2), tal que para el lazo cerrado (3) la siguiente LMI de análisis,

$$A_{cl}^T(\rho)X + XA_{cl}(\rho) < 0 \quad (5)$$

sea factible para alguna matriz simétrica definida positiva  $X \in \mathbb{R}^{n_x^a \times n_x^a}$ . Si tal matriz existe, se dice que el sistema a lazo cerrado es *Cuadráticamente Estable* [8]. La desigualdad (5), que constituye una condición basada en una matriz de Lyapunov constante, plantea un problema de programación semidefinida basado en un número infinito de restricciones. Concretamente (5) debe satisfacerse  $\forall \rho \in \mathcal{P}$ .

En el presente trabajo se calcula la matriz de ganancias constante para la realimentación de estados aumentados en la cual se basa el diseño. A los efectos del desarrollo realizado, las matrices  $A_a(\rho)$  en (1) y  $A_{cl}(\rho)$  en (3) son lineales en el parámetro  $\rho$ . En este caso tendremos que  $\rho = \omega = 2\pi f$  siendo  $f$  la frecuencia de la red. Esto simplifica la resolución del problema, ya que para este tipo de dinámicas, suponiendo que  $f \in [f_{min}, f_{max}]$ , se puede demostrar que es suficiente con que (5) se satisfaga en

$$\rho_{min} = \omega_{min} = 2\pi f_{min}$$

y en

$$\rho_{max} = \omega_{max} = 2\pi f_{max}$$

para asegurar que se cumplirá  $\forall \rho$  en el intervalo  $[\rho_{min}, \rho_{max}]$ . Esto reduce el problema planteado en (5) a un problema con un número finito de restricciones, concretamente, dos.

Aunque de tedioso desarrollo algebraico, alternativas a la LMI de análisis (5) permiten conseguir un diseño que realice ubicación de polos a lazo cerrado además de garantizar la Estabilidad Cuadrática de acuerdo con [16]. También es posible especificar requerimientos de performance más elaborados mediante LMIs.

### III. MODELO DE SIMULACIÓN

La representación monofásica del circuito que se utiliza para el diseño del controlador basado en el regulador LPV propuesto, se muestra en la Fig. 1.

Se asume que  $C_f$ ,  $L_f$  y sus respectivas resistencias parásitas  $R_C^f$  y  $R_L^f$ , son conocidas y cumplen funciones de filtrado y acoplamiento. A los efectos de este estudio, se supone que el generador de red es ideal midiéndose su corriente y su tensión en el punto de conexión con el convertidor, las cuales se denominan  $i_g$  y  $v_g$  respectivamente. Por su parte, se ha incluido un generador de corriente  $\xi$  que representa las corrientes con contenido armónico no deseado y  $Z_L$  representa una carga lineal.

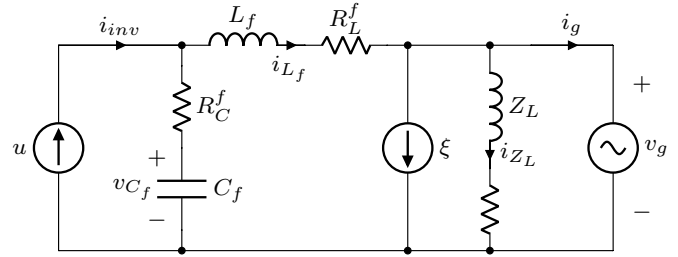


Fig. 1. Circuito equivalente por fase.

Siendo  $i_{L_f}$  la corriente del inductor  $L_f$  y  $v_{C_f}$  la tensión del capacitor  $C_f$ , se define el vector de estados del convertidor como  $x = [i_{L_f} v_{C_f}]^T$ , en virtud de lo cual el modelo en espacio de estados resulta ser

$$\dot{x} = Ax + Bu + B_g v_g \quad (6)$$

con

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_C^f + R_L^f}{L_f} & \frac{1}{L_f} \\ -\frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{R_C^f}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \quad B_g = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

La acción de control  $u$  es la corriente del convertidor comandada a través de la modulación elegida para las llaves del mismo. Considerando que la corriente del generador de red  $i_g$  se mide, se la considerará como salida a los efectos de este modelo siendo la misma

$$i_g = Cx - \xi - i_{Z_L} \quad (7)$$

con  $C = [1 \ 0]$ , siendo  $i_{Z_L}$  la corriente de la impedancia  $Z_L$ . A diferencia de [11], el utilizar un convertidor fuente de corriente permite reducir convenientemente en uno el orden del modelo.

En la Fig. 2 puede verse el diagrama de simulación implementado en el cual se incluye la carga no lineal dada por la rama del diodo junto con la fuente de corriente  $i_{nl_2}$  así como la carga lineal  $Z_L$ . La fuente  $i_{nl_2}$  se utiliza en las simulaciones para introducir armónicos de magnitud y fase arbitrarias.

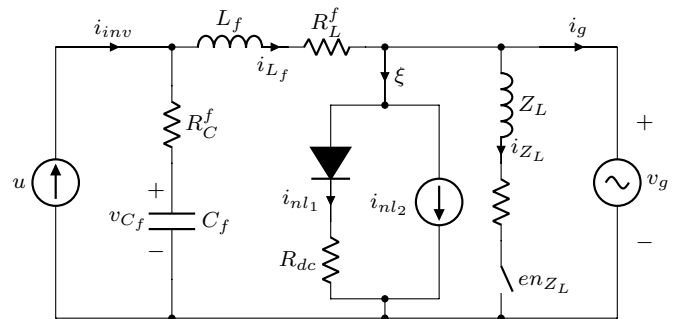


Fig. 2. Diagrama de simulación.

### IV. DISEÑO DEL CONTROLADOR

#### IV-A. Esquema de Control Propuesto

El rechazo de perturbaciones de forma conocida es un problema estudiado en sistemas de control, denominado a

veces como *Principio del Modelo Interno* [14]. En los textos (e.g. [17], [18]), para conseguir seguimiento con error nulo en estado estacionario a señales de referencia constantes así como rechazo a la salida de perturbaciones constantes de entrada a la planta, se suele plantear este problema en espacio de estados bajo el rótulo “*acción integral en espacio de estados*” [17, Sec. 7.4].

La extensión de este planteo aplicado a un CSI es la siguiente. La presencia de cargas desconocidas posiblemente no lineales en la red eléctrica con la cual se interconecta el convertidor, genera la presencia de los armónicos que se desean eliminar de la corriente del generador  $i_g$ . Esta última se desea senoidal pura. En la Fig. 2, este efecto resulta modelado por la inclusión del diodo por un lado, y de la fuente  $i_{nl2}$  por otro, sumadas, lo que da lugar a la corriente  $\xi$  representada como una fuente de corriente en la Fig. 1.

Modificando ligeramente el planteo realizado en [11] para agregar la componente de continua a la perturbación  $\xi$  la cual se considera en este caso como una corriente, dicha señal puede escribirse como

$$\begin{aligned}\xi &= \xi_0 + \xi_1 + \dots + \xi_m \\ \xi_0 &= g_0 \\ \xi_k &= g_k \sin(k\omega t + \phi_k)\end{aligned}\quad (8)$$

siendo  $g_0$ ,  $g_k$  y  $\phi_k$  constantes a priori desconocidas, con  $k = 1, \dots, m$ .

Como se explica en [11], cada término de (8) puede escribirse como la respuesta a condiciones iniciales del sistema descrito por la siguiente ecuación diferencial:

$$\ddot{\xi}_k = -(k\omega(t))^2 \xi_k, \quad (9)$$

siendo  $\omega(t)$  la frecuencia angular de línea variante en el tiempo, la cual se estimará en tiempo real con el PLL. Por su lado,  $\xi_0$  surge de la respuesta a condiciones iniciales de la ecuación diferencial

$$\dot{\xi}_0 = 0. \quad (10)$$

Siguiendo el planteo de [11],  $\xi$  resulta ser la respuesta a condiciones iniciales del sistema

$$\dot{x}_z = A_z(\omega)x_z \quad \xi = C_z x_z \quad (11)$$

siendo la condición inicial  $x_z(0)$  desconocida. En (11)

$$A_z(\omega) = \begin{bmatrix} A_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & A_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & A_m \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$C_z = [C_0 \quad C_1 \quad \dots \quad C_m]$$

con

$$A_0 = 0 \quad C_0 = 1 \quad (13)$$

$$A_k = \omega \begin{bmatrix} 0 & k \\ -k & 0 \end{bmatrix} \quad C_k = [1 \quad 0] \quad (14)$$

siendo  $k = 1, \dots, m$ .

El valor de  $m$ , es decir la cantidad finita de armónicos que serán tenidos en cuenta, es una consideración de diseño sujeta

a consideraciones prácticas. En la literatura suelen proponerse valores para  $m$  desde 7 hasta 13.

Tomando esta descripción de la perturbación como base y extendiendo el planteo de rechazo de perturbaciones de forma conocida en espacio de estados se propone el esquema de la Fig. 3 donde puede verse el filtro FF puesto a los efectos de filtrar los armónicos de  $i_g$  el cual tiene la representación en espacio de estados:

$$\dot{x}_z = A_z(\omega)x_z + B_z \left[ i_g - \overbrace{(i_{ref} + \xi + i_{Z_L})}^{i_R} \right]. \quad (15)$$

La matriz  $A_z(\omega)$  de esta última ecuación está definida en (12).  $B_z$  se define en base a la matriz  $C_z$  de dicha ecuación siendo  $B_z = C_z^T$ .

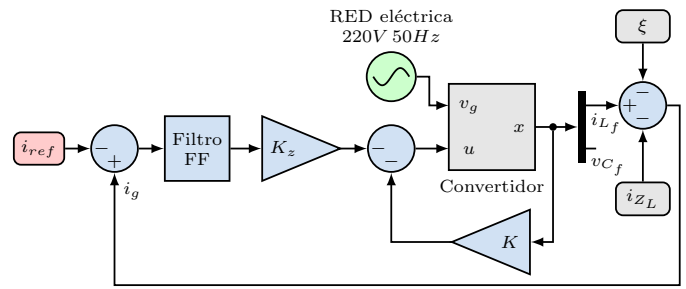


Fig. 3. Esquema del problema lineal con realimentación de estados aumentados.

#### IV-B. Regulador con Rechazo de Perturbaciones

El control por *realimentación de estados con rechazo de perturbaciones de forma conocida* se describe a continuación. En el diagrama de la Fig. 3, el convertidor se representa mediante un bloque lineal rotulado como “*Convertidor*”, el cual se rige por (6). Este bloque tiene como entradas a  $v_g$  y a  $u$  mientras que las salidas corresponden a  $i_{L_f}$  y a  $v_{C_f}$ . Notar que se suman  $\xi$  e  $i_{Z_L}$  como si fueran señales exógenas. En la Fig. 4, puede verse cómo mediante una transformación de bloques se han llevado las señales  $\xi$  e  $i_{Z_L}$  junto con señal  $i_{ref}$  de referencia para la corriente de salida del convertidor  $i_{L_f}$ . Esta señal de referencia podrá usarse con un control anticipado

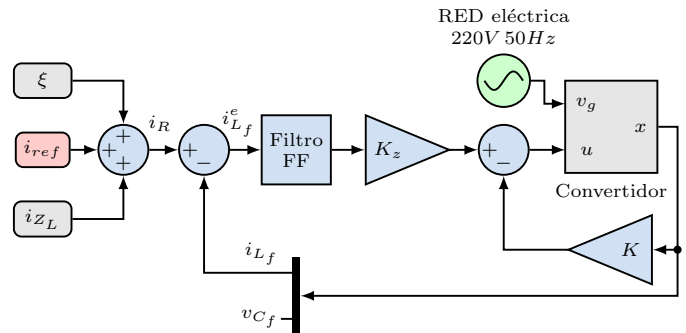


Fig. 4. Transformación de bloques aplicada al esquema de la Fig. 3.

(*feedforward* en inglés) a los efectos de comandar la corriente del convertidor de acuerdo a la potencia máxima que puede

entregar el convertidor y a una estimación de la corriente que esté demandando  $Z_L$ .

Como se muestra para el caso de los reguladores con acción integral [17], [18], en tanto la combinación de  $i_R = i_{ref} + i_{Z_L} + \xi$  tenga componentes armónicos dados por el espectro de la matriz  $A_z(\omega)$  definida en (12), la corriente denotada como  $i_{L_f}^e$  en la Fig. 4, tenderá a cero luego de un cierto transitorio.

En base a lo anterior, el problema queda planteado de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu + B_g v_g \\ i_g &= Cx - \xi - i_{Z_L} \\ \dot{x}_z &= A_z(\omega)x_z + B_z(i_g - i_R) \\ u &= -Kx_p - K_z x_z \end{aligned} \quad (16)$$

Reescribiendo (16) matricialmente la misma resulta:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_a \\ \dot{x}_z \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A & 0 \\ B_z C & A_z(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_z \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K & K_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_z \end{bmatrix} + \\ & \underbrace{\begin{bmatrix} B_g \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{ga}} v_g - \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ B_z \end{bmatrix}}_{B_{za}} i_g^{ref} \end{aligned} \quad (17)$$

La ecuación anterior puede escribirse como

$$\begin{aligned} \dot{x}_a &= (A_a(\omega) - B_a K_a) x_a + B_{ga} v_g - B_{za} i_R \\ i_g &= [C \ 0] x_a - \xi - i_{Z_L} \end{aligned} \quad (18)$$

Para llevar el problema de la forma (18) a un formato compatible con (3) se define

$$\begin{aligned} B_w &= [B_{ga} \quad -B_{za}] & w(t) &= \begin{bmatrix} v_g \\ i_R \end{bmatrix} \\ C_\zeta &= [-C \quad 0] & \zeta &= i_{L_f}^e \\ D_{\zeta w} &= [0 \quad 1] \end{aligned}$$

De esta manera queda planteado el problema LPV de calcular la ganancia de una realimentación de estados para la denominada dinámica aumentada dada por la ecuación

$$\dot{x}_a = (A_a(\omega) - B_a K_a) x_a. \quad (19)$$

Se debe tener en cuenta que la dependencia de  $A_a(\omega)$  a través de la matriz  $A_z(\omega)$  con la frecuencia de la red, la cual se estima a través del PLL, es aquello que le da el carácter LPV al modelo lineal.

Se calculó  $K_a$  en base a los algoritmos provistos en [15] para  $\omega \in [2\pi 47 \frac{rad}{s}, 2\pi 53 \frac{rad}{s}]$ . A partir de una determinada  $K_a$  calculada, se obtienen  $K$  y  $K_z$ . De esta forma la implementación LPV del control, tiene lugar al adaptar la matriz  $A_z(\omega)$  a la frecuencia de red estimada por el PLL.

## V. RESULTADO DE LAS SIMULACIONES Y DISCUSIÓN

Se llevaron a cabo simulaciones en base al esquema circuital para una sola fase de la Fig. 2, en el cual el convertidor está representado por la fuente de corriente  $u$ . El modelo dinámico lineal del CSI está representado por las ramas  $R_C^f$ - $C_f$  y  $R_L^f$ - $L_f$ . Finalmente están el generador de red  $v_g$  y la carga no lineal representada por la rama que contiene un diodo

con una resistencia en serie. Además de esto, se agregó una fuente de corriente señalizada como  $i_{nl_2}$  a fin de inyectar una perturbación adicional con el contenido armónico dado por el espectro de la matriz  $A_z(\omega)$  que se desea filtrar, con  $A_z(\omega)$  definida como en (12).

Para todas las simulaciones aquí presentadas, en base a los resultados preliminares obtenidos, se decidió implementar el filtro FF filtrando los armónicos,  $2^{do}$ ,  $3^{ro}$ ,  $4^{to}$ ,  $5^{to}$ ,  $7^{mo}$  y  $9^{no}$ , más la componente de continua. El obviar los armónicos  $6^{to}$  y  $8^{vo}$  mejoró la estabilidad numérica en el cálculo de la ganancia  $K_a$  de la ecuación (19). En la Fig. 3 se ve el esquema de la realimentación de estados con el filtro de armónicos FF más su ganancia asociada  $K_z$  y la ganancia  $K$  asociada a la realimentación de los estados del convertidor. La señal de referencia  $i_{ref}$  que se desea seguir, está representada por el bloque correspondiente. Se llevaron a cabo tres simulaciones, que se distinguen por la frecuencia utilizada para el generador de red la cual se fijó como se describe a continuación.

### V-A. Simulación a la Frecuencia Nominal de 50Hz

La primera simulación se realizó con una frecuencia fija de 50Hz para el generador de red. En las Figuras 5 y 6, pueden verse las respuestas transitorias de la misma.

La primera curva en la Fig. 5 representa la corriente del convertidor  $u$ , la segunda representa la corriente del generador de red  $i_g$  y la tercera es la corriente de referencia  $i_{ref}$ , la cual debe ser seguida por  $i_g$ , teniendo contenido senoidal puro de la misma frecuencia y fase que la red y de magnitud adaptable a la potencia que puede entregar el convertidor.

En la Fig. 6, la primera curva representa la corriente de perturbación  $\xi$  la cual resulta de sumar la corriente del diodo con la corriente del generador  $i_{nl_2}$  (ver la Fig. 2). En esta corriente de perturbación puede notarse que hasta el comienzo del quinto ciclo,  $t = 100ms$ , solo el diodo está presente como carga no lineal lo que ocasiona armónicos indeseados. Esto es compensado por la corriente del convertidor. En dicho instante se activa la fuente  $i_{nl_2}$  la cual puede describirse como

$$\begin{aligned} i_{nl_2} &= \mu(t - 0,1) (1 + \sin 3\omega t + \sin 5\omega t \\ & \quad + \sin 7\omega t + \sin 9\omega t) \end{aligned} \quad (20)$$

siendo  $\mu(t)$  la función escalón de Heaviside. Esta señal de perturbación contiene los armónicos 3, 5, 7 y 9 más un término constante. Nótese como luego de un transitorio, el control compensa el sistema y cancela esta corriente armónica de forma tal que  $i_g$  vuelve a ser senoidal.

La segunda curva de la Fig. 6 representa la corriente  $i_{Z_L}$  correspondiente a la carga lineal  $Z_L$ , la cual se conecta al circuito en el instante  $t = 200ms$ , con corriente inicial nula. Esta corriente es senoidal pura y queda determinada por  $v_g$  y por la impedancia  $Z_L$ . La tercera curva de la Fig. 6 es la respuesta del PLL en la cual se observa que la frecuencia permanece estable en su valor nominal de 50Hz.

Queda en evidencia con esta simulación que el método logra generar una corriente que cancela la perturbación  $\xi$  de la corriente  $i_g$ . A su vez, de acuerdo a  $i_{ref}$ , la corriente de la carga lineal es suministrada en parte por la corriente de la red  $i_g$  y en parte por la corriente del convertidor  $u$ .

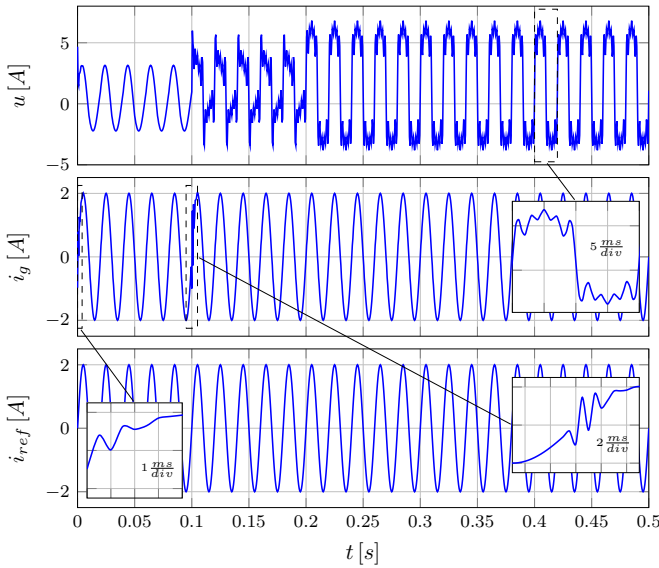


Fig. 5. Respuesta transitoria a la frecuencia de línea nominal de 50Hz.

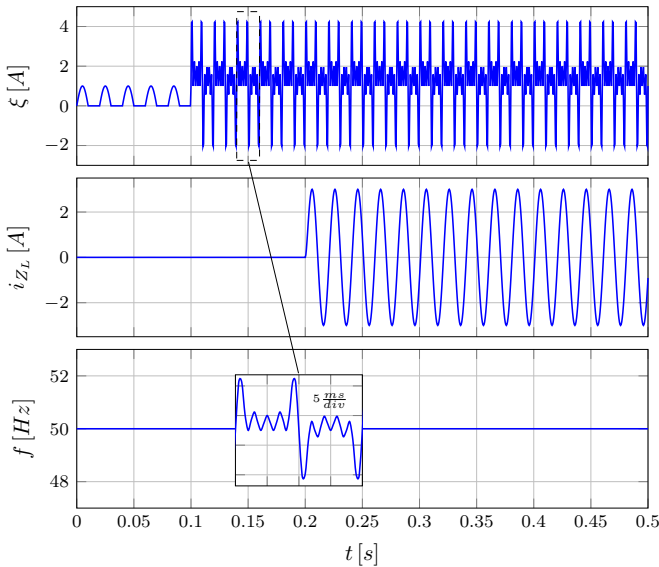


Fig. 6. Respuesta transitoria a la frecuencia de línea nominal de 50Hz.

El control propuesto logra compensar prácticamente la totalidad de la distorsión armónica presente en la corriente del generador ya que la THD de la corriente  $i_g$ , en el instante  $t = 480ms$ , la cual se muestra en la Fig. 7, es de solo 0,78% mientras que la THD de las corrientes  $\xi$  y  $i_{ZL}$  combinadas es del 57,82%. Si el convertidor sincronizado no tuviera un control activo de la distorsión armónica, o bien si el convertidor no estuviese conectado a la red eléctrica, este nivel de distorsión armónica del 57,82% estaría presente en la corriente del generador  $i_g$ .

V-B. Simulación con un Salto en la Frecuencia de Red de 48Hz a 52Hz

La segunda simulación se realizó con una frecuencia de red que arranca con un valor de 48Hz. En el instante  $t = 300ms$ , la frecuencia de red sufre un salto de 48Hz a 52Hz lo cual

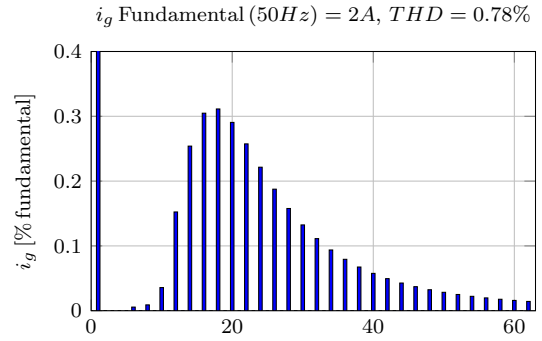


Fig. 7. THD de la corriente  $i_g$  en el instante  $t = 480ms$ .

no representa un escenario necesariamente realista pero es útil a los fines de probar el algoritmo. Las curvas de las Figuras 8 y 9 son similares a sus contrapartes anteriores (Figuras 5 y 6) en su descripción general. Se siguen manteniendo en el quinto ciclo la activación de  $i_{nl2}$  y en  $t = 200ms$  la conexión de  $Z_L$  al circuito con sus correspondientes efectos. Notar que el cambio en la frecuencia en  $t = 300ms$  es evidente en las curvas siendo visible un transitorio a partir de dicho instante en la corriente  $i_g$  (segunda curva Fig. 8). Este transitorio se debe mayormente al tiempo que demora el PLL en estabilizar la estimación de la frecuencia lo cual se observa en la tercer curva de la Fig. 9.

V-C. Simulación con una Rampa en la Frecuencia de Línea Variando de 48Hz a 52Hz

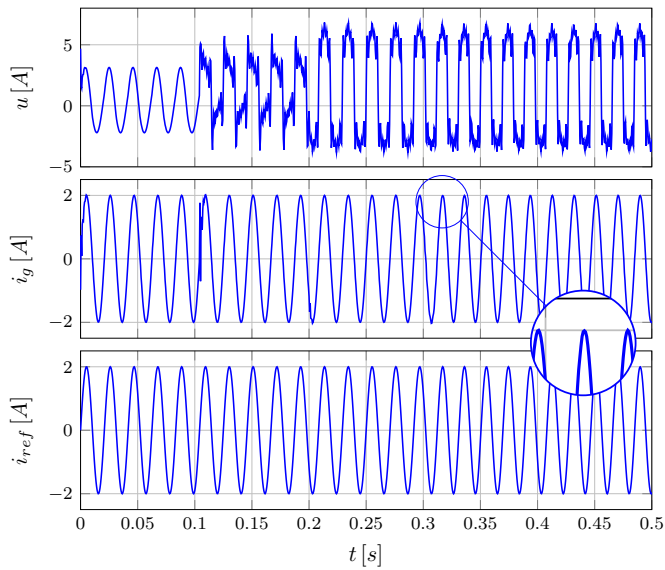
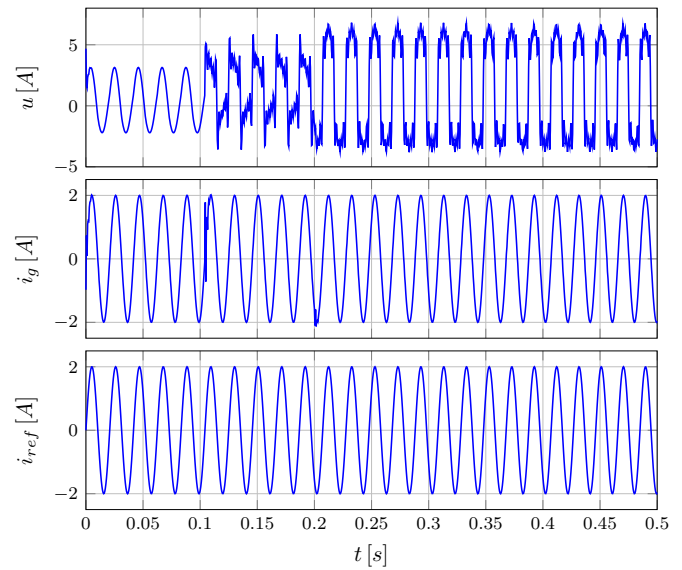
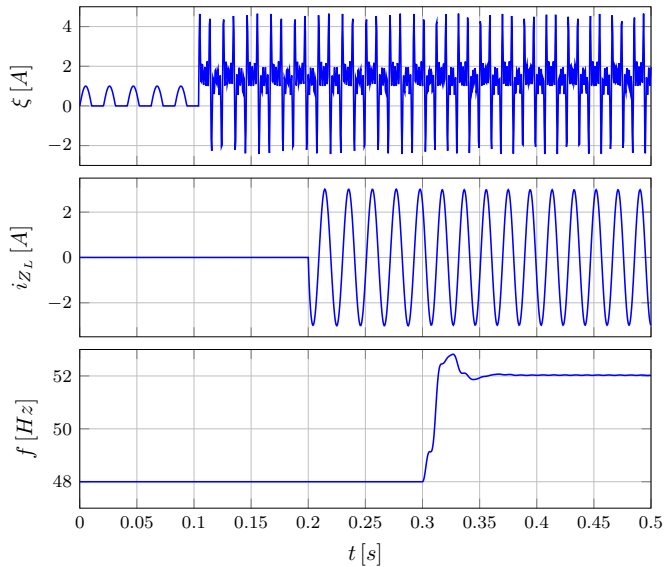
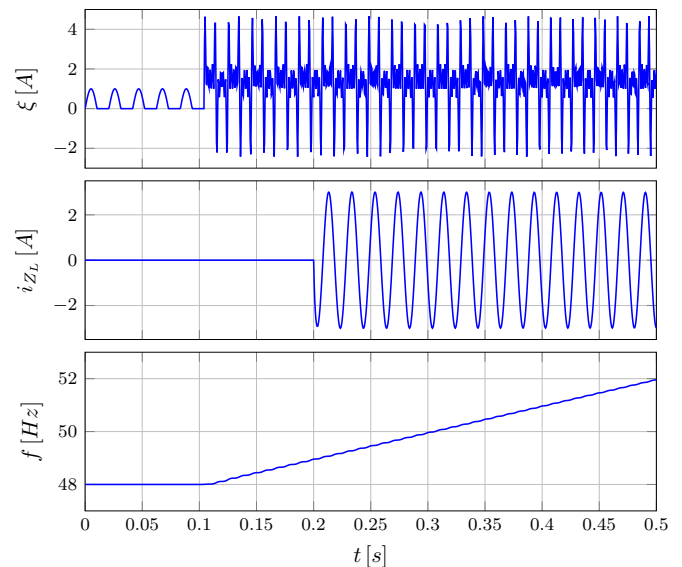
La tercer simulación se realizó utilizando una variación del tipo rampa aplicada sobre la frecuencia de la red en el instante  $t = 100ms$ , variando desde 48Hz hasta 52Hz en un lapso de un 400ms. En las Figuras 10 y 11, pueden verse las respuestas transitorias de la simulación que se corresponden en sus componentes con las simulaciones anteriores. Puede observarse en la Fig. 11 que el PLL sigue razonablemente bien la frecuencia. El resto de las curvas muestran que el control cumple adecuadamente su cometido, con una  $i_g$  de forma senoidal prácticamente sin armónicos.

Debe mencionarse que estando el algoritmo sintonizado con la frecuencia de la red, su mejor desempeño tiene lugar cuando la estimación llevada a cabo por el PLL es precisa. Otras simulaciones que no se exhiben aquí por brevedad, muestran que el desempeño del control ante perturbaciones de  $\pm 1Hz$  en la estimación de la frecuencia de red, resultan en una desadaptación leve de los filtros que de todas formas da valores de distorsión armónica razonables eliminando eficazmente los armónicos de órdenes altos.

VI. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

Se puede decir que el método propuesto consistente de un controlador LPV por realimentación de estados con supresión de distorsión armónica mostró un desempeño satisfactorio en simulaciones lineales del CSI.

En comparación con [7] y [11], se puede decir que los niveles de distorsión armónica conseguidos aquí están en los órdenes de magnitud conseguidos por estos trabajos los cuales

Fig. 8. Respuesta a un escalón en frecuencia de línea de  $48\text{Hz}$  a  $52\text{Hz}$ .Fig. 10. Respuesta a una rampa en frecuencia de línea de  $48\text{Hz}$  a  $52\text{Hz}$ .Fig. 9. Respuesta a un escalón en la frecuencia de línea de  $48\text{Hz}$  a  $52\text{Hz}$ .Fig. 11. Respuesta a una rampa en frecuencia de línea de  $48\text{Hz}$  a  $52\text{Hz}$ .

consiguen resultados similares en aplicaciones de filtrado y convertidores VSI respectivamente. Por su parte, en relación al control implementado en [3] el cual también es capaz de conseguir niveles de distorsión armónica adecuados en estado estacionario, se puede decir que el control aquí propuesto brinda por un lado garantías teóricas de estabilidad a lazo cerrado. Por otro lado, al prescindir de las transformaciones de coordenadas y del filtrado pasabajos que son requeridos en [3] para implementar el control, se consigue una respuesta transitoria más rápida a cambios en las condiciones de carga de la interconexión del convertidor con la red.

## REFERENCIAS

- [1] R. A. Rana, S. A. Patel, A. Muthusamy, C. w. Lee, and H.-J. Kim, "Review of multilevel voltage source inverter topologies and analysis of harmonics distortions in fc-mli," *Electronics*, vol. 8, no. 11, 2019. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2079-9292/8/11/1329>
- [2] P. Cossutta, "El convertidor multinivel fuente de corriente modular y sus aplicaciones," Ph.D. dissertation, Instituto Tecnológico de Buenos Aires (ITBA), 2019. [Online]. Available: <http://ri.itba.edu.ar/handle/123456789/1589>
- [3] P. Cossutta, M. P. Aguirre, A. Cao, S. Raffo, and M. I. Valla, "Single-stage fuel cell to grid interface with multilevel current-source inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 8, pp. 5256–5264, Aug 2015.
- [4] H. Li, Y. Qu, J. Lu, and S. Li, "A composite strategy for harmonic compensation in standalone inverter based on linear active disturbance rejection control," *Energies*, vol. 12, p. 2618, 07 2019. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1996-1073/12/13/2618>
- [5] P. Cossutta, M. P. Aguirre, M. A. Engelhardt, A. Cao, and M. I. Valla, "High speed fixed point dsogi pll implementation on fpga for synchronization of grid connected power converters," in *2014 IEEE 23rd*



*International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, June 2014, pp. 1372–1377.

- [6] 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. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779616303443>
- [7] J. Miret, M. Castilla, J. Matas, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, “Selective harmonic-compensation control for single-phase active power filter with high harmonic rejection,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 8, pp. 3117–3127, 2009.
- [8] F. Wu, “A generalized LPV system analysis and control synthesis framework,” *International Journal of Control*, vol. 74, no. 7, pp. 745–75, 2001.
- [9] W. Nwesity, A. Bratcu, and O. Seneme, “Reduced-order lpv controller for coordination of power sources within multi-source energy systems,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 48, no. 14, pp. 132 – 137, 2015, 8th IFAC Symposium on Robust Control Design ROCOND 2015. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2405896315015657>
- [10] Z. Liu, L. Xie, A. Bemporad, and S. Lu, “Fast linear parameter varying model predictive control of buck dc-dc converters based on fpga,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 52434–52446, 2018.
- [11] G. A. Ramos, R. A. Soto-Perez, and J. A. Cifuentes, “A varying frequency lpv-based control strategy for three-phase inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 9, pp. 7599–7608, Sep. 2017.
- [12] P. Cossutta, M. Aguirre, J. Muñoz, M. Rivera, P. Melin, and J. Rohten, “7-level asymmetric multilevel current source inverter with predictive control,” in *2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, Dec 2017, pp. 1–6.
- [13] S. A. Azmi, K. H. Ahmed, S. J. Finney, and B. W. Williams, “Comparative analysis between voltage and current source inverters in grid-connected application,” in *IET Conference on Renewable Power Generation (RPG 2011)*, Sep. 2011, pp. 1–6.
- [14] G. C. Goodwin, S. F. Graebe, and M. E. Salgado, *Control System Design*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTR, 2000.
- [15] A. Hjartarson, P. Seiler, and A. Packard, “Lpvttools: A toolbox for modeling, analysis, and synthesis of parameter varying control systems,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 48, no. 26, 2015.
- [16] M. Chilali and P. Gahinet, “ $H_\infty$  design with pole placement constraints: An LMI approach,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 41, no. 3, pp. 358–367, 1996.
- [17] K. J. Åström and R. M. Murray, *Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers*, 2nd ed. Princeton University Press, 2019. [Online]. Available: [http://www.cds.caltech.edu/~murray/amwiki/index.php/Second\\_Edition](http://www.cds.caltech.edu/~murray/amwiki/index.php/Second_Edition)
- [18] C. Chen, *Linear System Theory and Design*, 3rd ed. Oxford University Press, 1999.



**Alejandro S. Gherin** (M'09) Ingeniero Electrónico, Facultad de Ingeniería Universidad de Buenos Aires (UBA), Buenos Aires, Argentina (2000), Doctor en Ingeniería UBA (2009). Trabajó como miembro de la Comisión Nacional de Actividades Espaciales de Argentina (1999-2006), y posteriormente para el Departamento de Ciencia y Tecnología de la Universidad Nacional de Quilmes (2007-2008) como Profesor Adjunto. Se incorporó al Departamento de Ingeniería Electrónica del Instituto Tecnológico de Buenos Aires (ITBA) como Profesor Titular en 2009. En 2012 se incorporó a la Carrera del Investigador Científico del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Tecnológicas (CONICET), Argentina. Actualmente trabaja en las áreas de sistemas de control aplicados a robótica móvil y electrónica de potencia.



**Pablo Cossutta** M'12) Recibió el diploma de Ingeniero Electrónico con honores del Instituto Tecnológico de Buenos Aires (ITBA), Buenos Aires, Argentina en 2001. Recibió los títulos de Especialista en Diseño y Mantenimiento de Equipamiento Médico y Doctor en Ingeniería, del ITBA en 2004 y 2019 respectivamente. Es Director del Centro de Investigación y Desarrollo en Electrónica Industrial (CIDEI) del Departamento de Ingeniería Electrónica del ITBA desde 2018 siendo además Profesor Asociado del Departamento donde cumple tareas docentes y realiza investigación en las áreas de electrónica industrial y electrónica de potencia.



**Miguel P. Aguirre** (M'10-SM'16) Recibió el título de Ingeniero Electrónico del Instituto Tecnológico de Buenos Aires (ITBA), Buenos Aires, Argentina en 1995 y el de Doctor en Ingeniería de la Universidad Nacional de La Plata (UNLP), La Plata, Argentina en 2013. Actualmente es Director del Departamento de Ingeniería Electrónica del ITBA, participando en tareas de docencia e investigación como Profesor Titular, en las áreas de electrónica de potencia, calidad de la energía y energías renovables.