

# Jornadas de Automática

## Control basado en datos e implementación en convertidores electrónicos

Merchán-Riveros, M. C.<sup>a,\*</sup>, Albea, Carolina.<sup>a</sup>, Seuret, Alexandre.<sup>a</sup>

<sup>a</sup>Departamento de Ingeniería de Sistemas y Automática de la Universidad de Sevilla, Avenida Camino de los Descubrimientos s/n, 41092, Sevilla, España.

**To cite this article:** Merchán-Riveros, M. C., Albea, Carolina., Seuret, Alexandre. 2024. Data-driven control and implementation in electronic converters.

Jornadas de Automática, 45. <https://doi.org/10.17979/ja-cea.2024.45.10790>

### Resumen

Este trabajo presenta un método de diseño de control basado en datos para convertidores de potencia que pueden aproximarse como sistemas afines conmutados, proporcionando garantías de estabilidad global. A diferencia de las técnicas convencionales que *a priori*, requieren una identificación del modelo no lineal, nuestra contribución relaja este requisito al utilizar la información de la planta adquirida a partir de una colección de datos experimentales del sistema en bucle abierto. Este enfoque basado en datos permite la síntesis directa de una ley de control estabilizadora. La efectividad del método propuesto se valida en una plataforma experimental de Imperix. Los resultados experimentales no solo corroboran la viabilidad de las estrategias de control basadas en datos para sistemas conmutados afines, sino que también resaltan su aplicabilidad en escenarios prácticos del mundo real.

**Palabras clave:** Control basado en datos, control de sistemas conmutados, sistemas de potencia.

### Data-driven control and implementation in electronic converters.

### Abstract

This research presents a data driven control design for power converters that can be approximated as switched affine systems, providing guarantees of global stability. Different from conventional techniques that *a priori*, require nonlinear model identification, our contribution relaxes this requirement by using plant information acquired from a collection of experimental data from the open-loop system. This data-driven approach enables the direct synthesis of a stabilizing control law. The proposed method's effectiveness is validated through experimental evaluation on an Imperix power test bench. The experimental outcomes not only validate the viability of the proposed data-driven control method for switched affine systems, but also underscore their applicability in practical real-world scenarios.

**Keywords:** Data-based control, Control of switched systems, Power systems.

## 1. Introducción

Los convertidores de potencia juegan un papel fundamental en los sistemas eléctricos modernos, desde dispositivos ubicuos como teléfonos inteligentes y computadoras portátiles hasta extensos sistemas de energía renovable (Carrasco et al., 2006; Erickson and Maksimovic, 2007). El diseño de estrategias de control eficientes para estos sistemas ha atraído una atención significativa en el campo interdisciplinar de la Electrónica de Potencia y el Control Automático. Esto se de-

be a los desafíos que, en la práctica, plantean los parámetros variables, los retrasos inherentes en las señales de entrada/salida, el ruido de medición y, especialmente, los efectos no deseados de difícil identificación, como saturaciones, modo de conducción discontinua, tiempos de establecimiento, entre otros. Cuando las incertidumbres son considerables, resulta pertinente desarrollar una estrategia de control basada directamente en datos, en lugar de intentar inicialmente identificar un modelo preciso pero aproximado, seguido del empleo

de estrategias de control clásicas con parámetros fijos (Hasan et al., 2022). Recientemente, ha surgido un notable interés en el diseño de control basado en datos dentro del área de Control Automático debido al potencial de este enfoque para manipular sistemas con incertidumbres significativas, ya que no requiere un conocimiento de la planta (De Persis and Tesi, 2019; Van Waarde et al., 2022). Para paliar esta falta de conocimiento, se realizan múltiples experimentos aleatorios antes de las fases de diseño de control. Los datos recopilados deben ser lo suficientemente significativos como para estimar la planta con un error mínimo (Berberich et al., 2020; De Persis and Tesi, 2019). Sin embargo, la mayoría de estos métodos se han desarrollado asumiendo que la planta puede aproximarse como un sistema lineal, o como un sistema polinomial (Bisoffi et al., 2022).

Los convertidores de potencia se caracterizan como sistemas afines conmutados no lineales (Albea et al., 2019; Deaceto et al., 2010), donde la entrada de control es la señal de conmutación. Algunos métodos basados en datos se aplicaron a convertidores de potencia como da Silva et al. (2018); Nicoletti et al. (2019), considerando que estos sistemas pueden aproximarse como sistemas lineales. Los enfoques basados en datos presentados en Wu et al. (2022); Nicoletti et al. (2019) fueron evaluados experimentalmente. El primero se basa en un control predictivo iterativo de aprendizaje Wu et al. (2022) aplicado a un convertidor de Punto Neutro Enclavado (NPC). El segundo Nicoletti et al. (2019) proporciona un enfoque basado en datos utilizando una respuesta en frecuencia para convertidores de potencia. Ambos métodos se basan en un modelo lineal del convertidor de potencia.

En este trabajo, se presenta un diseño de control basado en datos para convertidores de potencia modelados como un sistema conmutado afín y evaluarlo experimentalmente. Este trabajo se enfoca en convertidores de potencia controlados por dos modos de funcionamiento, lo que se refiere a arquitecturas como convertidores buck, boost, cuadráticos-boost, medio puente, inversores boost, etc. Para conseguir este objetivo, proponemos un método que abarca desde la adquisición de datos hasta el diseño de control. Seguidamente se describe cómo se adapta este marco teórico para alinearse con la configuración experimental. Concretamente, la configuración presenta un retardo en la señal de entrada y, por tanto, diseñamos un predictor que gestione dicha señal. Luego, se valida el diseño de control en un benchmark.

Las novedades que podemos destacar respecto a nuestro trabajo previo en Merchán-Riveros et al. (2024) es el diseño de un predictor para el retraso de la señal de control, un lazo de control externo para la regulación de la tensión de salida, así como una evaluación previa en Matlab de las señales.

**Notaciones:** A lo largo del documento,  $\mathbb{N}$ ,  $\mathbb{R}$ ,  $\mathbb{R}^{n \times m}$  y  $\mathbb{S}^n$  denotan el conjunto de números naturales, reales, el espacio euclídeo  $n$ -dimensional, las matrices reales de  $n \times m$  y las matrices simétricas en  $\mathbb{R}^{n \times n}$ , respectivamente. Para cualquier  $n$  y  $m$  en  $\mathbb{N}$ , las matrices  $I_n$ ,  $\mathbf{1}_n$  y  $\mathbf{0}$  representan la matriz identidad de  $\mathbb{R}^{n \times n}$ , el vector en  $\mathbb{R}^n$  cuyos elementos son todos iguales a 1 y la matriz nula de dimensión apropiada, respectivamente. Cuando no haya posibilidad de confusión, se omitirán los subíndices de estas matrices que precisen la dimensión. Para cualquier matriz  $M$  de  $\mathbb{R}^{n \times n}$ , la notación  $M > 0$  significa que  $M$  es simétrica definida posi-

tiva. Para cualquier matriz  $A = A^\top, B, C = C^\top$  de dimensiones apropiadas, la matriz  $\begin{bmatrix} A & B \\ * & C \end{bmatrix}$  denota la matriz simétrica  $\begin{bmatrix} A & B \\ B^\top & C \end{bmatrix}$ . Para cualquier matriz  $M > 0$  y cualquier vector  $h$  de dimensión apropiada, denotamos el elipsoide desplazado  $\mathcal{E}(M, h) := \{x \in \mathbb{R}^n, (x - h)^\top M^{-1}(x - h) \leq 1\}$ . El conjunto de coeficientes que generan combinaciones convexas se denota por  $\Lambda_{\mathbb{K}} := \{\lambda \in [0, 1]^N \mid \sum_{i \in \mathbb{K}} \lambda_i = 1\}$ .

## 2. Colección de Datos y Diseño de Control Basado en Datos para Convertidores de Potencia

### 2.1. Formulación del problema

Un modelo muy general de los convertidores de potencia se escribe como

$$\frac{dx}{dt} = f(x, \sigma, t, \pi), \quad (1)$$

donde  $x$  en  $\mathbb{R}^n$  es el vector de estado y  $\sigma$  es la acción de control que puede tomar valores en  $\mathbb{K} := \{1, 2\}$  dependiendo del modo del convertidor. La tensión de salida del convertidor,  $v_C$ , es un componente del vector de estado  $x$ . De hecho, muchos convertidores de potencia funcionan entre dos modos, representando  $\sigma \in \mathbb{K}$  la situación de encendido/apagado del conjunto de interruptores. Además, el mapeo  $f$  depende del tiempo  $t$  y de parámetros desconocidos  $\pi$ .

**Hipótesis 1.** *El mapeo  $f$  es desconocido.*

El objetivo de este trabajo es proponer un procedimiento simple y directo para el diseño de una ley de control estabilizadora de una clase de convertidores de potencia con dos modos de funcionamiento hacia una tensión de salida deseada, sin ningún conocimiento *a priori* de la dinámica del sistema.

### 2.2. Adquisición de datos

El primer paso es realizar experimentos para implementar el diseño de control basado en datos descrito en las siguientes secciones. El enfoque básico implica generar una secuencia de valores aleatorios para  $\sigma$  y usar esta señal como una entrada muestreada periódicamente con un período  $T > 0$ , mientras se mide el estado  $x$  en cada instante de muestreo. Posteriormente, los datos experimentales se organizan en matrices de la siguiente manera

$$\mathcal{X} := \begin{bmatrix} x_0 & x_1 & \dots & x_p \end{bmatrix}, \Sigma := \begin{bmatrix} \sigma_0 & \sigma_1 & \dots & \sigma_p \end{bmatrix}, \quad (2)$$

donde  $p$  representa el número total de muestreos obtenidos de los experimentos, y donde  $x_\ell$  y  $\sigma_\ell$  representan el experimento  $\ell$ , para cualquier entero  $\ell \leq p$ .

Un paso preliminar de preprocesamiento de datos implica segregar los datos correspondientes a cada modo activado  $\sigma_\ell \in \mathbb{K}$ . Esto se logra mediante un algoritmo sencillo que agrupa  $x_{\ell+1}$  y  $x_\ell$ , en matrices  $X_j^+$  y  $X_j$  en  $\mathbb{R}^{n \times p_j}$ , respectivamente, donde  $\sigma_\ell = j$ , para todo  $j \in \mathbb{K}$ . Aquí,  $p_j$  denota el número de experimentos en los que el modo  $j$  estuvo activo. Se asume que los experimentos satisfacen  $\text{rank}\left(\begin{bmatrix} x_j \\ \mathbf{1}_j \end{bmatrix}\right) = 3$  para todo  $j$  en  $\mathbb{K}$ .

### 2.3. Procesamiento de datos y principales supuestos

Una vez que se han recolectado los datos  $X_j^+$  y  $X_j$  para  $j \in \mathbb{K}$ , estamos en posición de dar el primer paso hacia el diseño de control. Primero, estimamos un posible y aceptable punto de operación  $x_e$  para el convertidor a partir de una tensión de salida deseada  $v_{C_e}$ , solo basado en los datos. Para ello, introduzcamos primero el modelo de tiempo discreto común para convertidores de potencia dado por la siguiente dinámica afín conmutada

$$x_{k+1} = A_{\sigma_k} x_k + B_{\sigma_k}, \quad (3)$$

donde  $x_k$  en  $\mathbb{R}^n$  es el vector de estado y  $\sigma_k$  es la acción de control y asumimos que puede tomar valores en  $\mathbb{K}$  dependiendo del modo del convertidor. Un componente del estado  $x_k$  es la tensión de salida del convertidor  $v_c$ . Es importante recordar que las matrices  $A_{\sigma_k}$  y  $B_{\sigma_k}$  son desconocidas y posiblemente variables en el tiempo. Sin embargo, los experimentos de datos permiten proporcionar una aproximación mediante una optimización de mínimos cuadrados. Esto se realiza resolviendo el siguiente problema, que consiste en minimizar una función de coste

$$\min_{\{\mathcal{A}_j, \mathcal{B}_j\} \in \mathbb{R}^{n \times (n+1)}} (X_j^+ - \mathcal{A}_j X_j - \mathcal{B}_j)(X_j^+ - \mathcal{A}_j X_j - \mathcal{B}_j)^\top,$$

cuya solución bien conocida está dada por

$$\begin{bmatrix} \mathbb{A}_j & \mathbb{B}_j \end{bmatrix} = X_j^+ \begin{bmatrix} X_j \\ \mathbf{1}_j^\top \end{bmatrix}^\top \left( \begin{bmatrix} X_j \\ \mathbf{1}_j^\top \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_j \\ \mathbf{1}_j^\top \end{bmatrix}^\top \right)^{-1}, \quad (4)$$

y el mínimo de la función de coste está dado por

$$\Delta_j := (X_j^+ - \mathbb{A}_j X_j - \mathbb{B}_j)(X_j^+ - \mathbb{A}_j X_j - \mathbb{B}_j)^\top = X_j^+ \mathcal{P}_j X_j^{+\top},$$

donde  $\mathcal{P}_j$  es una matriz de proyección ( $\mathcal{P}_j^2 = \mathcal{P}_j$ ) dada por

$$\mathcal{P}_j := I_{p_j} - \begin{bmatrix} X_j \\ \mathbf{1}_{p_j}^\top \end{bmatrix}^\top \left( \begin{bmatrix} X_j \\ \mathbf{1}_{p_j}^\top \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_j \\ \mathbf{1}_{p_j}^\top \end{bmatrix}^\top \right)^{-1} \begin{bmatrix} X_j \\ \mathbf{1}_{p_j}^\top \end{bmatrix}, \quad j \in \mathbb{K}.$$

Esta expresión de las matrices  $\mathbb{A}_j$  y  $\mathbb{B}_j$  es solo una aproximación, y recordamos que las matrices reales  $A_j$  y  $B_j$  son desconocidas y posiblemente variables en el tiempo. Entonces, para relajar la restricción de una aproximación constante y tener en cuenta la variabilidad de las matrices de los sistemas, se propone el siguiente supuesto sobre las matrices del sistema en tiempo discreto y real.

**Hipótesis 2.** Se asume que las matrices desconocidas  $A_j, B_j$  del sistema en tiempo discreto y real en (3), pertenecen al conjunto  $\Omega_j$ , dado por

$$\Omega_j = \left\{ \begin{bmatrix} \mathcal{A}_j^\top \\ \mathcal{B}_j^\top \end{bmatrix}^\top, \begin{bmatrix} \mathbb{A}_j^\top - \mathcal{A}_j^\top \\ \mathbb{B}_j^\top - \mathcal{B}_j^\top \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbb{A}_j^\top - \mathcal{A}_j^\top \\ \mathbb{B}_j^\top - \mathcal{B}_j^\top \end{bmatrix}^\top \leq \alpha_j \Delta_j \right\} \subset \mathbb{R}^{n \times (n+1)}, \quad (5)$$

donde  $\alpha_j \geq 0$  son parámetros conocidos, que representan la magnitud de las incertidumbres admisibles de las matrices del sistema, que es proporcional al error de aproximación de mínimos cuadrados.

Nótese que los conjuntos  $\Omega_j$ , para  $j = 1, 2$ , representan el conjunto de matrices  $\mathcal{A}_j$  y  $\mathcal{B}_j$  que están lo suficientemente cerca

de la aproximación por mínimos cuadrados  $\mathbb{A}_j$  y  $\mathbb{B}_j$ . La magnitud del error de aproximación está capturada por el error de mínimos cuadrados  $\Delta_j$ . En particular, si los datos siguen estrictamente la dinámica (3) con matrices constantes  $A_j$  y  $B_j$ , entonces la matriz  $\Delta_j$  es cero y  $\Omega_j$  solo contiene las matrices  $A_j = \mathbb{A}_j = \mathcal{A}_j$  y  $B_j = \mathbb{B}_j = \mathcal{B}_j$ .

### 2.4. Diseño del control basado en datos

El método de control basado en datos propuesto en este trabajo está inspirado por el método de diseño del control basado en modelos realizado en (Serieye et al., 2023), que asegura la convergencia de las trayectorias de lazo cerrado a un ciclo límite robusto. Sin embargo, contrario al contexto del presente artículo, los pasos allí requieren conocimiento de las matrices del sistema, lo que hace que este método no sea aplicable directamente. En consecuencia, es necesario adaptar esta fase de diseño para acomodar escenarios donde solo se dispone de los datos e hipótesis sobre la estructura del sistema, como un modelo conmutado afín dado en (3). El método presentado en (Serieye et al., 2023) se basa en el conocimiento *a priori* de un ciclo denotado como  $\nu$ , que es una función periódica de modos correspondientes a los objetivos de control. Más precisamente, esto implica la existencia de  $N$  en  $\mathbb{N} \setminus \{0\}$  tal que  $\nu(\ell + N) = \nu(\ell), \forall \ell \in \mathbb{N}$ . El período mínimo y el dominio mínimo de  $\nu$ , respectivamente son

$$N_\nu := \min N \in \mathbb{N} \setminus \{0\} \text{ s.t. } \nu(\ell + N) = \nu(\ell) \in \mathbb{K}, \forall \ell \in \mathbb{N},$$

$$\mathbb{D}_\nu := \{1, 2, \dots, N_\nu\}.$$

Finalmente,  $[i]_\nu = i$ , para cualquier  $i = 1, \dots, N_\nu$  y  $[N_\nu + 1]_\nu = 1$ . El siguiente paso es identificar el ciclo que se ajusta al objetivo de control que consiste en asegurar que el sistema de lazo cerrado converja a una vecindad de una tensión deseada  $v_{C_e}$ , el cual es una componente de  $x_e$ . Para ello, necesitamos verificar algunos supuestos relacionados con la existencia del punto de operación, ya que los convertidores de potencia pueden operar en un conjunto limitado de puntos de operación. Por lo tanto, incluimos la siguiente hipótesis.

**Hipótesis 3.** Para una tensión de operación deseada  $v_{C_e}$  existe un estado correspondiente  $x_e$  y unos pesos  $\lambda_e = [\lambda_1 \ \lambda_2]$  tales que  $\lambda_1 \in [0, 1]$  (y  $\lambda_2 = 1 - \lambda_1$ ), y

$$\sum_{j=1}^2 \lambda_j \mathbb{B}_j := \sum_{j=1}^2 \lambda_j ((\mathbb{A}_j - I)x_e + \mathbb{B}_j) = 0. \quad (6)$$

Esta suposición se basa en el cálculo de las soluciones  $\mathbb{A}_j$  y  $\mathbb{B}_j$  del problema de optimización de mínimos cuadrados. El valor de  $\lambda_1$  en esta suposición proporciona información sobre el ciclo de trabajo que corresponde a la tensión de salida deseada  $v_{C_e}$ . Para traducir esta información a un ciclo  $\nu$ , proponemos el siguiente procedimiento para construir el ciclo correspondiente. Para un dado  $N_\nu \in \mathbb{N}$ , definimos el ciclo  $\nu$  dado por:

$$\forall \ell \in [1, N_\nu], \nu(\ell) = \begin{cases} 1 & \text{if } \ell \leq \text{Round}(N_\nu \lambda_1), \\ 2 & \text{if } \ell > \text{Round}(N_\nu \lambda_1). \end{cases} \quad (7)$$

En la práctica, se debe seleccionar  $N_\nu$  tal que  $\text{Round}(N_\nu \lambda_1)$  esté suficientemente próximo a  $N_\nu \lambda_1$ .

Ahora nos encontramos en posición de enunciar nuestro resultado principal.

**Teorema 1.** Merchán-Riveros et al. (2024) Dado los datos experimentales  $X_j$ ,  $X_j^+$ , una tensión de salida deseada  $v_{C_e}$ , asociada con el vector de operación  $x_e$  y el ciclo  $v$  (es decir  $\lambda_1$ ), tal que se satisfacen las Hipótesis 2 y 3, y un parámetro dado  $\mu \in (0, 1)$ . Si  $\{(W_i, \rho_i, \eta_i)\}_{i \in \mathbb{D}_v} \in \mathbb{S}^2 \times \mathbb{R}^2 \times (\mathbb{R}_{>0})^2$  es solución de

$$\begin{aligned} \min_{\{(W_i, \rho_i, \eta_i)\}_{i \in \mathbb{D}_v}} \quad & \varepsilon \\ \text{s.t.} \quad & \Phi_i(X_{v(i)}^+, X_{v(i)}, x_e) > \mathbf{0}, \quad \eta_i > 0, \\ & \varepsilon I \geq W_i > \mathbf{0}, \quad \forall i \in \mathbb{D}_v, \end{aligned} \quad (8)$$

donde las matrices  $\Phi_i$  están definidas por

$$\Phi_i(X_{v(i)}^+, X_{v(i)}, x_e) := \begin{bmatrix} (1-\mu)W_i & \mathbf{0} & W_i \mathbb{A}_{v(i)}^\top & W_i & \mathbf{0} \\ * & \mu & \Phi_i^{(23)} & (\rho_i - x_e)^\top & 1 \\ * & * & \Phi_i^{(33)} & 0 & \mathbf{0} \\ * & * & * & \eta_i X_{v(i)} X_{v(i)}^\top & \eta_i X_{v(i)} \mathbf{1}_{v(i)} \\ * & * & * & * & \eta_i P_{v(i)} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

con  $\Phi_i^{(23)} = \rho_i^\top \mathbb{A}_{v(i)}^\top + \mathbb{B}_{v(i)}^\top - \rho_{|i+1|}^\top$ ,  $\Phi_i^{(33)} = W_{|i+1|} - \eta_i \alpha_{v(i)} \Delta_{v(i)}$ . Entonces, bajo la Hipótesis 2, el conjunto

$$\mathcal{S}_v := \bigcup_{i \in \mathbb{D}_v} \mathcal{E}(W_i^{-1}, \rho_i + x_e) \quad (10)$$

es robustamente globalmente exponencialmente estable para el sistema (3) con  $\tilde{x} = x - x_e$  y la ley de control de conmutación

$$u(x) := \left\{ v(\theta), \theta \in \underset{i \in \mathbb{D}_v}{\operatorname{argmin}} (\tilde{x} - \rho_i)^\top W_i^{-1} (\tilde{x} - \rho_i) \right\} \subset \mathbb{K}. \quad (11)$$

**Prueba 1.** La prueba del teorema aparece en (Merchán-Riveros et al., 2024).

### 2.5. Resumen del método basado en datos

Para alcanzar una mejor comprensión del desarrollo anterior, formulamos el Algoritmo 1. En este algoritmo, especificamos el mecanismo de selección de parámetros del controlador  $\rho_i$  y  $W_i$ ,  $\forall i \in \mathbb{D}_v$ , a partir de una tensión de salida seleccionada,  $v_{C_e}$ . Primero, necesitamos encontrar el rango adecuado de datos utilizado para identificar las matrices a partir de la adquisición de datos. De hecho, necesitamos identificar las matrices de manera que exista un punto de operación deseado,  $x_e$ , y un  $\lambda_1$  asociado, que satisfaga la Hipótesis 3. Luego, se selecciona un ciclo que aproxime el valor de  $\lambda_1$  según (7), es decir, asegurando que  $\operatorname{Round}(N, \lambda_1) \approx 1$ . Finalmente, para un  $\mu$  dado, la solución óptima a (8) proporciona las matrices de control y los parámetros.

#### Algoritmo 1 Matrices de control y parámetros

##### repetir

**Tomar:** Extraer  $X_j, X_j^+ \in \mathbb{R}^{n \times p_j}$  de  $\mathcal{X}$  y  $\Sigma$ .

**Identificar:**  $\mathbb{A}_j$  y  $\mathbb{B}_j$  usando  $X_j, X_j^+, \forall j \in \{1, 2\}$ .

**Probar:** para un  $v_{C_e}$  deseado,  $\exists$  algún  $x_e$  y  $\lambda_e$ .

**hasta** Que se satisfaga la Hipótesis 3

**Seleccionar :**  $v(\ell) \forall \ell \in \mathbb{N}$ , según (7) y  $\mu \in (0, 1)$ .

**Calcular :**  $\rho_i, \eta_i$  y  $W_i, \forall i \in \mathbb{D}_v$ , tal que se satisface (8).

### 3. Validación experimental

Esta sección está dedicada a la validación experimental del diseño basado en datos en un convertidor elevador (boost), considerando que puede aproximarse por un modelo conmutado afín (3) con dos modos de funcionamiento. El convertidor de potencia está implementado en una plataforma experimental de potencia de Imperix, como se muestra en la Fig. 1 y la arquitectura general de la configuración experimental en la Fig. 2. Específicamente, el convertidor boost está configurado a partir de un módulo de potencia de medio puente PEB8038 con MOSFETs de carburo de silicio (SiC) con valores nominales de 800V y 38A. Adicionalmente, se usa una inductancia de potencia  $L$  y un condensador de película  $C_0$  que están integrados en una caja de filtros pasivos.

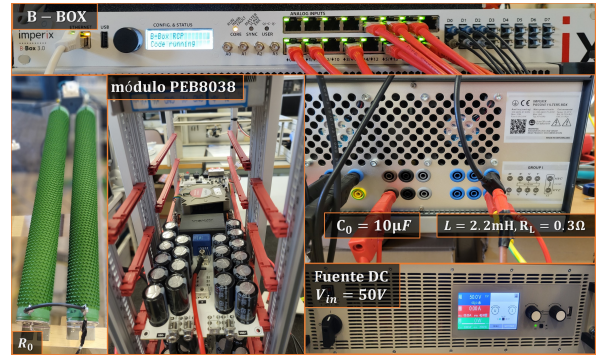


Figura 1: Montaje experimental.

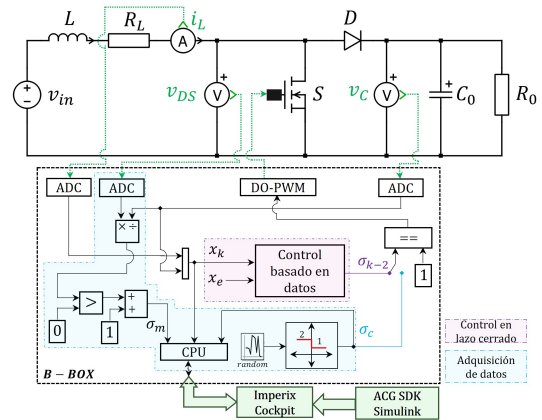


Figura 2: Diagrama de bloques de la configuración experimental

Además, se emplea una fuente de DC Elektro-Automtik PSB 9360-40 para proporcionar la tensión de entrada del convertidor,  $v_{in}$ . El algoritmo de control está implementado en un controlador de prototipo rápido B-BOX (RCP), que envía las señales de accionamiento de compuerta a través de canales ópticos y adquiere las señales de los sensores a través de conectores analógicos RJ45, funcionando con una frecuencia de muestreo interna de 50 KHz. La corriente de la inductancia,  $i_L$ , y la tensión del condensador,  $v_C$ , se miden utilizando sensores aislados galvánicamente integrados en el módulo PEB8038, que son LEM CKSR 50-P y Avago ACP-C87B, respectivamente.

El B-BOX RCP está programado utilizando el conjunto de bloques de Simulink del kit de desarrollo de software (SDK)

Imperix ACG. Las pruebas de control, depuración, registro de datos y monitoreo de señales se realizan desde el software de monitoreo en tiempo real: Imperix Cockpit.

El diagrama de bloques ilustra dos programas de control diferentes configurados, llamados, adquisición de datos y control en lazo cerrado. Ambos programas utilizan un módulo ADC y un módulo DO-PWM (salida directa PWM), donde es necesario convertir  $\sigma$  en 1 y 0 para el estado de encendido/apagado del MOSFET, respectivamente. Para la adquisición de datos, se genera una señal de entrada aleatoria,  $\sigma_c$ , utilizando un generador de números enteros aleatorios, y luego se convierte a 1, 2.  $\sigma_m$  se obtiene normalizando  $v_{DS}$  con respecto a  $v_C$ , y luego se transforma también en 1, 2.

### 3.1. Generación de datos

Se recopilieron algunos datos alimentando el sistema con una señal de entrada aleatoria,  $\sigma_c \in \{1, 2\}$ , los cuales dieron lugar a identificar los siguientes problemas:

- La señal aleatoria debe tener una frecuencia lo suficientemente baja para permitir que las señales continuas,  $v_C$  e  $i_L$ , evolucionen durante un período de tiempo mínimo de modo que los datos sean lo suficientemente ricos.
- El ADC presenta un retraso que influye en la información del sistema, el cual debe de ser tratado.
- Algunos datos no son representativos del sistema real debido a otras razones diferentes al retraso inducido por el ADC, como el modo discontinuo, por ejemplo. Estos datos deben ser filtrados.

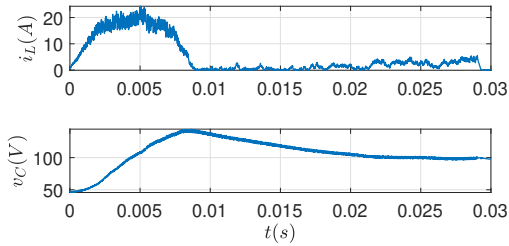


Figura 3: Datos experimentales de  $i_L$  y  $v_C$  obtenidos con una entrada aleatoria  $\sigma$ .

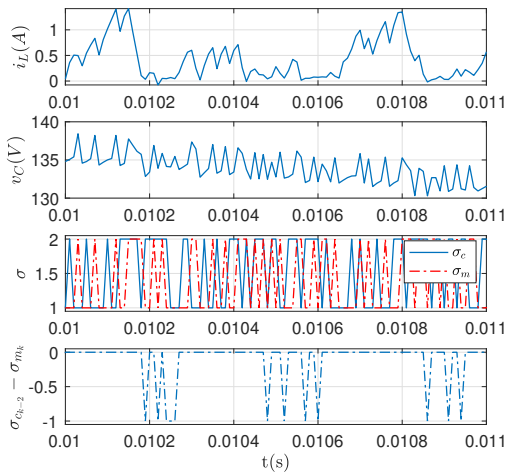


Figura 4: Zoom de los datos seleccionados mostrando las variables de estado,  $i_L$  and  $v_C$ , las entradas de conmutación generadas y medidas  $\sigma_c$  y  $\sigma_m$ , y la diferencia entre  $\sigma_m$  y la versión con retraso de  $\sigma_c$ .

El conjunto de datos seleccionado se muestra en la Fig. 3 y un zoom de la evolución de los datos se presenta en la Fig. 4. La frecuencia seleccionada de la señal aleatoria  $\sigma$  es de 50KHz, y el muestreo de datos también tiene una frecuencia de 50KHz. El retraso del ADC se puede notar en la Fig. 4. De hecho, esta figura muestra que la señal medida  $\sigma_m$ , en la entrada al sistema, es una versión retrasada de la señal aleatoria inicial  $\sigma_c$ , casi en todos los instantes de muestreo. Por lo tanto, el sistema real sufre un retraso casi constante de 2 períodos de muestreo, es decir, 0,04 ms. Se puede ver en esta figura que la versión retrasada de  $\sigma_c$  no es exactamente  $\sigma_m$ , pero como este error es cero casi todo el tiempo, este error no se considerará en lo sucesivo, es decir, solo consideraremos un retraso constante de 0,04 ms.

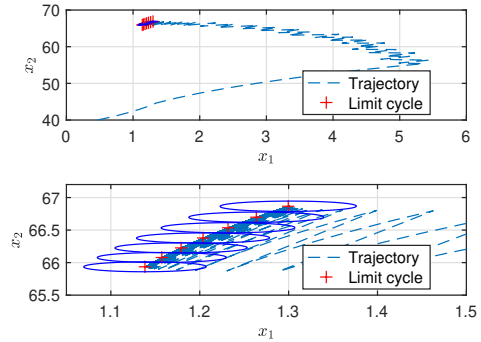


Figura 5: Simulación de (3) con las matrices  $\mathbb{A}_j$  y  $\mathbb{B}_j$  en el espacio de estado.

### 3.2. Validación del control en lazo cerrado

El objetivo es llevar la tensión de salida a una vecindad de  $v_{C_e} = 66V$ . Destacamos que el sistema identificado y la ley de control propuesta dependen de la frecuencia de muestreo de 50 KHz. Siguiendo el Algoritmo 1, a partir de los datos experimentales se obtiene el siguiente punto de operación deseado  $x_e = [1,2 \ 65,9]^T$  con  $\lambda_1 = 0,13$  asociado y las matrices identificadas

$$\mathbb{A}_1 = \begin{bmatrix} 1,08 & 0 \\ 0 & 1,01 \end{bmatrix}, \mathbb{A}_2 = \begin{bmatrix} 0,91 & 0 \\ -0,01 & 0,97 \end{bmatrix}, \mathbb{B}_1 = \begin{bmatrix} 0,38 \\ 1,81 \end{bmatrix}, \mathbb{B}_2 = \begin{bmatrix} -0,44 \\ -2,13 \end{bmatrix},$$

que satisfacen la Hipótesis 3. Entonces, seleccionamos el ciclo  $\nu = [1 \ 2 \ 2 \ 2 \ 2 \ 2 \ 2]$ , que es consistente con el  $\lambda_1$  requerido, es decir, se ha construido de modo que  $\text{Round}(N, \lambda_1) = 0,91 \approx 1$ . El ciclo límite robusto asociado a este ciclo, que es la solución al problema de optimización (8) con  $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$ , se obtiene mediante la composición de los centros  $\rho_i$  recogidos en la siguiente matriz

$$\rho = \begin{bmatrix} -0,09 & 0,07 & 0,03 & 0,00 & -0,03 & -0,06 & -0,07 \\ 0,06 & 0,94 & 0,77 & 0,61 & 0,45 & 0,30 & 0,15 \end{bmatrix},$$

y los elipsoides obtenidos con las siguientes matrices definidas positivas simétricas

$$W_1 = \begin{bmatrix} 210,45 & -3,22 \\ -3,22 & 171,53 \end{bmatrix}, W_2 = \begin{bmatrix} 170,1 & -4,9 \\ -4,9 & 158,9 \end{bmatrix}, W_3 = \begin{bmatrix} 173,58 & -4,79 \\ -4,79 & 161,69 \end{bmatrix}, \\ W_4 = \begin{bmatrix} 176,53 & -4,70 \\ -4,70 & 163,92 \end{bmatrix}, W_5 = \begin{bmatrix} 178,39 & -4,56 \\ -4,56 & 165,69 \end{bmatrix}, W_6 = \begin{bmatrix} 180,67 & -4,37 \\ -4,37 & 167,37 \end{bmatrix}, \\ W_7 = \begin{bmatrix} 189,74 & -4,1 \\ -4,1 & 169,29 \end{bmatrix}.$$

La Fig.5 muestra una simulación en Matlab/Simulink del modelo identificado controlado del convertidor boost a partir de los datos adquiridos. Esta simulación valida el Teorema 1. De hecho, la trayectoria converge asintóticamente a una vecindad (los elipsoides centrados en  $\rho_i$  y marcados en la figura con



cruces rojas) del ciclo límite. Además, esta convergencia es exponencialmente estable. Para compensar el retraso unitario en el banco de pruebas, proponemos incluir un predictor, dado por

$$x_{k+1}^p = \mathbb{A}_{\sigma_{k-2}} x_k + \mathbb{B}_{\sigma_{k-2}}, \quad (12)$$

$$x_{k+2}^p = \mathbb{A}_{\sigma_{k-1}} x_{k+1}^p + \mathbb{B}_{\sigma_{k-1}}, \quad (13)$$

que se calcula utilizando las soluciones aproximadas por mínimos cuadrados en el sistema conmutado afín. De acuerdo con la Hipótesis 2 y la dinámica desconocida del sistema (3), podemos construir el error de predicción, que se escribe como

$$x_{k+1} - x_{k+1}^p = (A_{\sigma_{k-1}} - \mathbb{A}_{\sigma_{k-1}})x_k + (B_{\sigma_{k-1}} - \mathbb{B}_{\sigma_{k-1}})$$

y su magnitud está limitada por los parámetros  $\alpha_j$ . Lo mismo se puede decir para el error de dos pasos  $x_{k+2} - x_{k+2}^p$ . Aunque la predicción no es precisa, la desviación debido al error de predicción ya está incluida en la LMI del Teorema 1. Utilizando el predictor, la ley de control se da ahora por:

$$u(x_{k+2}^p) = \left\{ v(\theta), \theta \in \underset{i \in \mathbb{D}_v}{\operatorname{argmin}} (\tilde{x}_{k+2}^p - \rho_i)^\top W_i^{-1} (\tilde{x}_{k+2}^p - \rho_i) \right\}.$$

donde  $\tilde{x}_{k+2}^p = x_{k+2}^p - x_e$ .

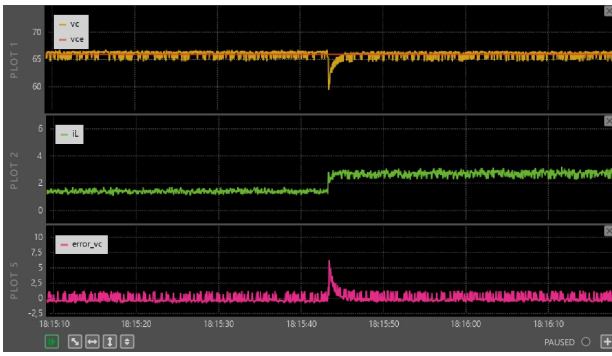


Figura 6: Software de monitoreo en tiempo real Imperix Cockpit.

Hemos implementado el predictor definido anteriormente y un bucle externo para regular la corriente a través de un control PI de manera que la tensión de salida se regule en  $v_{C_e}$ . La Fig. 6 muestra la evolución de la tensión y la corriente del convertidor boost configurado en el módulo Imperix controlado con el enfoque basado en datos presentado, incluyendo un predictor y la regulación de la tensión de salida. La carga del convertidor elevador se ha cambiado de  $69\Omega$  a  $34.5\Omega$ . La figura también muestra el error de la tensión. El experimento valida el enfoque basado en datos propuesto.

#### 4. Conclusiones

En este artículo se presenta una contribución que aborda el diseño de control basado en datos para convertidores de potencia modelados como sistemas afines conmutados. La característica distintiva es que se desconoce la dinámica del sistema, pero esta falta de conocimiento se puede paliar aprovechando datos experimentales previos. Bajo varios supuestos no restrictivos, se validan los resultados teóricos utilizando un convertidor boost Imperix de manera experimental. Además, se incorpora un bucle de control externo para regular la tensión de salida, lo cual se valida mediante experimentos. Esta contribución marca un hito significativo y abre camino para futuras investigaciones. Se identifican varios problemas cruciales

que merecen más investigación: diseñar una metodología para evaluar los parámetros directamente desde los datos, la identificación de modos considerando características adicionales de los convertidores, extender el resultado a convertidores con más modos de funcionamiento, y desarrollar algoritmos basados en datos que adapten la ley de control y detecten datos falsos o ciber-ataques.

#### Agradecimientos

Este trabajo ha sido realizado gracias al apoyo del MCIN/AEI/10.13039/501100011033 bajo la Subvención ATR2023-145067. Además, Merchán-Riveros, M. C es Predoctoral, con número de expediente PREDOC\_01349, en la ayuda de Predoctorales 2021, financiada por la Consejería de Transformación Económica, Industria, Conocimiento y Universidades de la Junta de Andalucía.

#### Referencias

- Albea, C., Garcia, G., Hadjeras, S., Heemels, W., Zaccarian, L., 2019. Practical stabilization of switched affine systems with dwell-time guarantees. *IEEE Trans. on Automatic Control* 64 (11), 4811–4817. DOI: 10.1109/TAC.2019.2907381
- Berberich, J., Koch, A., Scherer, C., Allgöwer, F., 2020. Robust data-driven state-feedback design. In: *Proceedings of the IEEE American Control Conference*. pp. 1532–1538. DOI: 10.23919/ACC45564.2020.9147320
- Bisoffi, A., De Persis, C., Tesi, P., 2022. Data-driven control via Petersen’s lemma. *Automatica* 145, 110537. DOI: 10.1016/j.automatica.2022.110537
- Carrasco, J., Franquelo, L., Bialasiewicz, J., Galván, E., Portillo Guisado, R., Prats, M., León, J., Moreno-Alfonso, N., 2006. Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey. *IEEE Trans. on industrial electronics* 53 (4), 1002–1016. DOI: 10.1109/TIE.2006.878356
- da Silva, G., Bazanella, A., Lorenzini, C., Campestrini, L., 2018. Data-driven LQR control design. *IEEE Control Systems L.* 3 (1), 180–185. DOI: 10.1109/LCSYS.2018.2868183
- De Persis, C., Tesi, P., 2019. Formulas for data-driven control: Stabilization, optimality, and robustness. *IEEE Trans. on Automatic Control* 65 (3), 909–924. DOI: 10.1109/TAC.2019.2959924
- Deaecto, G. S., Geromel, J. C., Garcia, F., Pomilio, J., 2010. Switched affine systems control design with application to DC–DC converters. *IET Control Theory & Applications* 4 (7), 1201–1210. DOI: 10.1049/iet-cta.2009.0246
- Erickson, R., Maksimovic, D., 2007. *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media.
- Hassan, M., Su, C.-L., Pou, J., Sulligoi, G., Almkhles, D., Bosich, D., Guerrero, J., 2022. DC shipboard microgrids with constant power loads: A review of advanced nonlinear control strategies and stabilization techniques. *IEEE Trans. on Smart Grid* 13 (5), 3422–3438. DOI: 10.1109/TSG.2022.3168267
- Merchán-Riveros, M. C., Albea, C., Seuret, A., 2024. Data-driven control design for power converters approximated as switched affine systems and experimental validation. *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*. DOI: 10.1109/TCSII.2024.3379193
- Nicoletti, A., Martino, M., Karimi, A., 2019. A data-driven approach to model-reference control with applications to particle accelerator power converters. *Control Engineering Practice* 83, 11–20. DOI: 10.1016/j.conengprac.2018.10.007
- Serieye, M., Albea, C., Seuret, A., Jungers, M., 2023. Attractors and limit cycles of discrete-time switching affine systems : nominal and uncertain cases. *Automatica* 149, 110691. DOI: 10.1016/j.automatica.2022.110691
- Van Waarde, H., Camlibel, M., Mesbahi, M., 2022. From noisy data to feedback controllers: non-conservative design via a matrix S-lemma. *IEEE Trans. on Automatic Control* 67 (1), 162 – 175. DOI: 10.1109/TAC.2020.3047577
- Wu, W., Qiu, L., Liu, X., Guo, F., Rodriguez, J., Ma, J., Fang, Y., et al., 2022. Data-driven iterative learning predictive control for power converters. *IEEE Trans. on Power Electronics* 37 (12), 14028–14033. DOI: 10.1109/TPEL.2022.3194518