

# Diseño de un Control de Corriente LMI para un Convertidor Modular Buck-Boost

## LMI Current Control Design for a modular Buck-Boost Converter

Harrynson Ramírez-Murillo<sup>1a</sup>, Carlos A. Torres-Pinzón<sup>2,3</sup>, Fabián Salazar-Cáceres<sup>1b</sup>, Andrés. F. Panesso-Hernández<sup>1c</sup>, Edwin D. Galindo-Becerra<sup>1d</sup>, Arnold M. Correa-Marín<sup>1e</sup>

<sup>1</sup> Programa de Ingeniería Eléctrica, Universidad de La Salle, Colombia. Orcid: 0000-0002-3474-4783<sup>a</sup>, 0000-0001-5949-3979<sup>b</sup>, 0000-0003-3798-4659<sup>c</sup>, 0000-0002-7516-016X<sup>d</sup>, 0000-0002-8548-2947<sup>e</sup>. Correos electrónicos: haramirez@unisalle.edu.co<sup>a</sup>, jfsalazar@unisalle.edu.co<sup>b</sup>, afpanesso@unisalle.edu.co<sup>c</sup>, egalindo10@unisalle.edu.co<sup>d</sup>, acorrea05@unisalle.edu.co<sup>e</sup>

<sup>2</sup> Grupo de investigación MEM, Facultad de Ingeniería Electrónica, Universidad Santo Tomás, Colombia. Orcid: 0000-0003-0367-8143. Correo electrónico: carlostorresp@usta.edu.co

<sup>3</sup> Grupo de investigación INDETECA, Programa de Ingeniería Electrónica, Universidad ECCI, Colombia. Orcid: Correo electrónico: catorresp@ecc.edu.co

Recibido: 2 septiembre, 2022. Aceptado: 19 julio, 2023. Versión final: 12 septiembre, 2023.

### Resumen


Este trabajo tiene como objetivo diseñar un control de corriente por realimentación de estados, basado en desigualdades matriciales lineales (LMI) aplicado en un convertidor modular DC-DC Buck-Boost de inductores acoplados, el cual ha sido ampliamente utilizado en sistemas de generación distribuida con fuentes de energías renovables. Este método considera restricciones en la ubicación de polos definidas en el plano complejo denominadas *d-stability*. El sistema de control en lazo cerrado se implementa en Simulink de Matlab® y se valida ante diferentes escenarios de prueba, donde se obtienen mejores prestaciones dinámicas, se amplía su rango de operación, con tiempos de establecimiento menores y una mejor respuesta temporal, en contraste con la técnica de control PI clásica.

**Palabras clave:** convertidores de potencia DC-DC; desigualdades lineales matriciales; control de corriente; fuentes de energías renovables; realimentación de estados; control robusto; análisis de estabilidad; convertidores conmutados; sistemas de control lineales realimentados; métodos de espacio de estados.

### Abstract

The aim of this work is the design of a current control by means of state feedback, based on linear matrix inequalities (LMI), and it is applied in a DC-DC coupled inductors Buck-Boost modular converter, which has been widely used in distributed generation systems with renewable energy sources. This method considers constraints on the location of poles defined in the complex plane called *d-stability*. The closed-loop control system is implemented in Matlab® Simulink and validated under different test scenarios, where better dynamic performance is obtained, its operating range is extended, with shorter settling times and a better time-response, in contrast with the classical PI control technique.

**Keywords:** DC-DC power converters; linear matrix inequalities; current control; renewable energy sources; state feedback; robust control; stability analysis; switching converters; linear feedback control systems; state-space methods.

ISSN impreso: 1657 - 4583. ISSN en línea: 2145 – 8456, **CC BY-ND 4.0** 

Como citar: H. Ramírez-Murillo, C. A. Torres-Pinzón, F. Salazar-Cáceres, A. F. Panesso-Hernández, E. D. Galindo-Becerra, A. M. Correa-Marín “Diseño de un Control de Corriente LMI para un Convertidor Modular Buck-Boost,” *Rev. UIS Ing.*, vol. 22, no. 4, pp. 1-10, 2023, doi: <https://doi.org/10.18273/revuin.v22n4-2023001>.

## 1. Introducción

La tensión obtenida en los sistemas de energía renovable, en su mayoría, presentan características DC no reguladas y por tal motivo existen los convertidores, encargados de regular la tensión del sistema [1], donde se tendrá una tensión mayor o menor a su salida en relación con la tensión de entrada. En cuanto a las topologías para estos convertidores, se clasifican en aislados y no aislados; dentro de los convertidores DC-DC no aislados se encuentran el Boost, Buck, Buck-Boost, Cuk y Sepic. En [2] se emplea un convertidor modular Buck-Boost, el cual presenta las propiedades de adaptar diferentes niveles de tensión DC, alta eficiencia, amplio ancho de banda y transiciones rápidas entre sus lazos de corriente de entrada y/o salida, donde las funciones de transferencia empleadas para los compensadores son de segundo orden. Este convertidor modular ha sido usado ampliamente en sistemas híbridos Fuel Cell [3], también, puede ser empleado en sistemas de generación distribuida [4]. Por otro lado, en [5] se considera un modelo de control predictivo de corriente para incrementar su rango de operación, mediante un convertidor modular Buck-Boost bidireccional.

Las desigualdades matriciales lineales (LMI por sus siglas en inglés) son un método que se basa en optimización convexa, en el que se realiza la búsqueda de la mejor decisión dentro de un conjunto de posibles candidatos que cumplen con una serie de condiciones y función objetivo. Las condiciones de las LMI para el diseño de controladores se denominan restricciones, las cuales pueden representar el mejor desempeño de la ley de control en lazo cerrado considerando especificaciones como, tiempo de respuesta, amortiguamiento, efecto de las perturbaciones y errores en el modelado. De igual forma, debe existir una función de optimización que garantice el adecuado comportamiento dinámico de la planta. Además, el trabajo con LMI permite tener en cuenta la formulación de incertidumbres. Las incertidumbres se describen mediante estructuras detalladas y fronteras, realizando un procedimiento sistemático que permite formular un problema de optimización que conduce a una solución robusta [6], [7] y [8].

El diseño de controladores basados en LMI se ha usado como una alternativa para el trabajo con convertidores DC-DC, dado que en este tipo de aplicaciones se buscan requerimientos dinámicos tales como especificaciones transitorias, nivel de rechazo a perturbaciones y estabilidad robusta. En [9], se utilizan técnicas de control difuso basado en LMI, donde se asegura una ubicación de polos y limita la señal de control y simultáneamente optimizar la tasa de decaimiento para este tipo de

sistemas. Por otro lado, en las LMI se han aplicado técnicas de H-infinito ( $H_\infty$ ) [10], que permiten garantizar en el sistema controlado un buen nivel de rechazo a perturbaciones [11], [12]. En [13] se implementan técnicas de regulador lineal cuadrático (LQR por sus siglas en inglés), donde se presentan ventajas: amplia estabilidad y robustez, un modelo de optimización obtenido por medio de las LMI y la capacidad de considerar las incertidumbres paramétricas del sistema mediante la construcción de un modelo politópico [14], [15] y [16].

En este trabajo de investigación se diseña un control de corriente basado en optimización mediante LMI, para un convertidor modular Buck-Boost. Esta técnica de control permite obtener un conjunto de restricciones, haciendo que el comportamiento del controlador tenga mayor rango de estabilidad y se mejoren sus prestaciones dinámicas. Para ello se deben considerar las restricciones de rechazo a perturbaciones  $H_\infty$  y tasa de decaimiento  $\alpha$  (*decay rate*), que permitirán tener un mejor comportamiento dinámico del sistema, frente a un control por realimentación de salida, la cual es una técnica de control clásica. En este trabajo se plantea una síntesis robusta como estrategia de control para mejorar el desempeño en lazo cerrado del convertidor modular propuesto en [17]. Este conjunto de restricciones proporciona al sistema un comportamiento transitorio adecuado en lazo cerrado, garantizando un mejor comportamiento ante perturbaciones en la tensión de salida. Posteriormente, se implementa y se valida el correcto funcionamiento en Simulink de Matlab® del convertidor modular seleccionado en lazo cerrado, ante escenarios de perturbaciones de línea, cambios en valores de referencias y de lazos de corriente, y finalmente, se presentan las principales conclusiones del trabajo realizado.

## 2. Metodología

En esta sección se realiza una descripción y modelado en espacio de estados del convertidor modular seleccionado, así mismo, el correspondiente diseño del control basado en LMI.

### 2.1. Convertidor modular seleccionado

Como se puede evidenciar en la Figura 1, el convertidor modular Buck-Boost cuenta con una red de amortiguamiento, que consiste en un condensador  $C_d$  en serie con una resistencia  $R_d$ . La red de amortiguamiento permite que se mejore la dinámica y se obtenga una función de transferencia de control a la salida, operando en el modo Boost, el cual tiene dos polos complejos dominantes sin ceros en el semiplano complejo derecho.

Así mismo, se asume que tanto la entrada como salida de tensión  $V_g$  y  $V_o$  corresponden a fuentes de tensión, tal que representan adecuadamente dispositivos de almacenamiento auxiliares y buses regulados DC. De esta forma, el análisis del convertidor modular radica en el control de la entrada y/o salida de corriente, considerando el modo de conducción continua, despreciando efectos parásitos y frecuencias de conmutación mayores a la frecuencia natural del convertidor modular, además, se utiliza la representación del espacio de estados promediado (SSA por sus siglas en inglés) [17].

### 2.2. Modelo en espacio de estados

Para obtener el modelo en pequeña señal, alrededor del punto de operación del sistema, se asume constante la tensión de entrada  $v_g(t) = V_g$ , la tensión de salida  $v_o(t) = V_o$ , y los ciclos de trabajo  $d_1(t)$  y  $d_2(t)$ , los cuales son iguales a  $D_1$  y  $D_2$ , respectivamente, más sus variaciones en AC, tal como se muestra en la ecuación (1). Así mismo, la única variable de control  $u(t)$ , se muestra en la ecuación (2), encargada de relacionar las variaciones de  $d_1(t)$  y  $d_2(t)$  en las ecuaciones (3) y (4), según el modo de operación del convertidor modular de la Figura 1.

$$d_1(t) = D_1 + \hat{d}_1(t) \quad (1)$$

$$d_2(t) = D_2 + \hat{d}_2(t) \quad (2)$$

$$u(t) = U + \hat{u}(t) \quad (3)$$

$$\hat{d}_1(t) = \begin{cases} \hat{u}(t) & \text{Modo Boost} \\ 0 & \text{Modo Buck} \end{cases} \quad (4)$$

$$\hat{d}_2(t) = \begin{cases} 0 & \text{Modo Boost} \\ \hat{u}(t) & \text{Modo Buck} \end{cases} \quad (5)$$

Las corrientes en los inductores y tensiones de los condensadores se expresan como la suma de sus valores promedio y sus correspondientes valores en pequeña señal, tal como se muestra en la ecuación (5). Las dinámicas de esta topología de convertidor modular son, originalmente, no lineales, por eso se requiere de una linealización de las ecuaciones diferenciales que describen el funcionamiento del sistema alrededor de un punto de operación. A partir de esta representación es posible obtener el modelo en espacio de estados de la ecuación (6), donde el vector de estados del sistema en pequeña señal es  $\hat{x}$ , la matriz de estados corresponde a  $A$  y los vectores de entrada  $B_1$  y  $B_2$ , que consideran los modos de operación Boost y Buck, mostrado en las ecuaciones (7), (8), (9) y (10).

$$\begin{aligned} i_{L_m}(t) &= I_{L_m} + \hat{i}_{L_m} \\ i_L(t) &= I_L + \hat{i}_L \\ v_C(t) &= V_C + \hat{v}_C \\ v_{C_d}(t) &= V_{C_d} + \hat{v}_{C_d} \end{aligned} \quad (6)$$

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + B_1\hat{d}_1 + B_2\hat{d}_2 \quad (7)$$

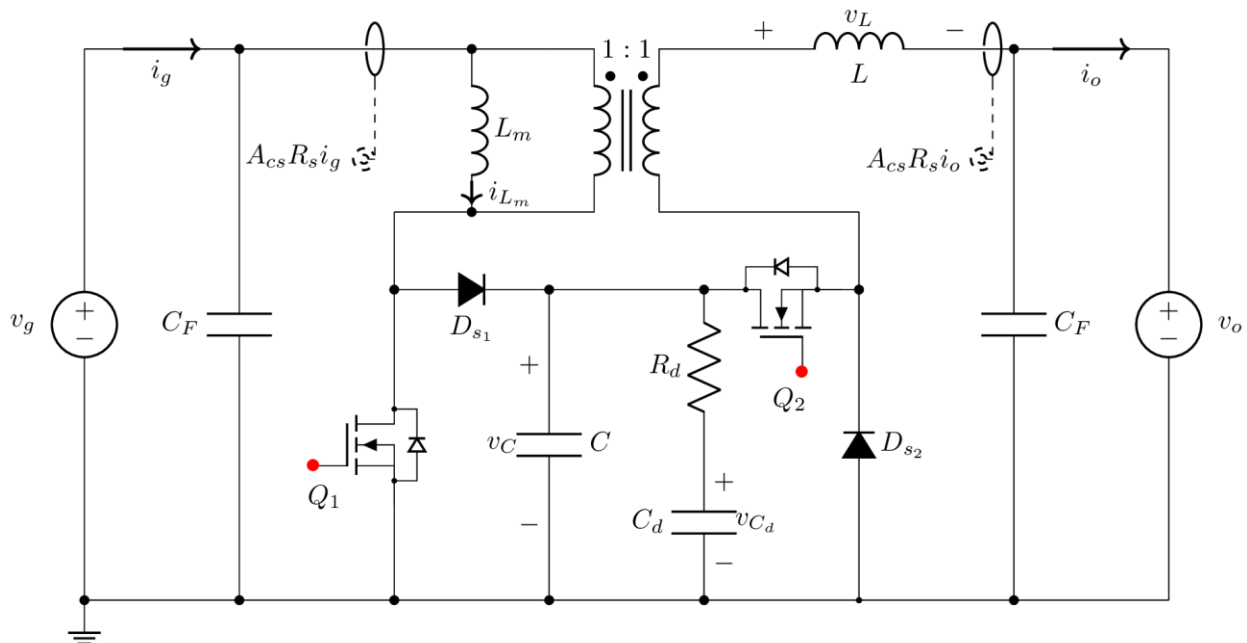


Figura 1. Convertidor modular no inversor Buck-Boost de inductores acoplados. Fuente: elaboración propia.

$$\hat{x} = [\hat{i}_{L_m} \quad \hat{i}_L \quad \hat{v}_C \quad \hat{v}_{C_d}]^T \quad (7)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D_1 - 1}{L_m} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D_1 + D_2 - 1}{L} & 0 \\ \frac{1 - D_1}{C_C} & \frac{1 - D_1 - D_2}{C_C} & -\frac{1}{R_d C_C} & \frac{1}{R_d C_d} \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_d C_d} & -\frac{1}{R_d C_C} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} -\frac{V_g}{L_m(D_1 - 1)} & -\frac{V_g}{L(D_1 - 1)} & -\frac{P_g}{V_g C_C} & 0 \end{bmatrix}^T \quad (9)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{V_g}{L(D_1 - 1)} & \frac{P_g(D_1 - 1)}{V_g D_2 C_C} & 0 \end{bmatrix}^T \quad (10)$$

### 2.3. Control por realimentación de estados

La representación por variables de estado permite observar tanto las variables de entrada  $u(t)$  y de salidas medibles  $y(t)$ , como aquellas variables del sistema que proporcionan toda la información dinámica de la planta  $\hat{x}(t)$ . Por otro lado, se puede incluir el vector de perturbaciones  $w(t)$  y el vector de salidas controladas  $z(t)$ , tal como se muestra en la ecuación (11). Conociendo el comportamiento dinámico del sistema, se puede implementar un control por realimentación de estados, capaz de ubicar los polos en lazo cerrado en un lugar deseado. De esta forma, al aplicar esta técnica de control se obtiene una matriz de ganancias de realimentación de estados  $F$ , encargada de ponderar cada una de las variables de estado de la ecuación (12).

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + B_w w(t) + B_u u(t) \\ z(t) &= C_z x(t) + D_{zw} w(t) + D_{zu} u(t) \\ y(t) &= C_y x(t) + D_{yw} w(t) + D_{yu} u(t) \end{aligned} \quad (11)$$

$$u(t) = -Fx(t) \quad (12)$$

Para sistemas de control por realimentación de estados, que se encuentren sujetos al cumplimiento de las restricciones descritas, un valor excesivo de la matriz de ganancias  $F$  podría saturar la entrada de control. Por tal motivo, es necesario la inclusión de una nueva restricción LMI, capaz de restringir el esfuerzo de control, es decir,  $\|u(t)\| \leq \mu$  a lo largo de una trayectoria para alguna condición inicial  $x(0)$ , el cual se debe ubicar en el interior del elipsoide  $x(0)^T P x(0)$ . Para plantear la restricción LMI, se considera la siguiente condición: Si se asume que la condición inicial  $x(0)$  del sistema, se conoce, la restricción de acotamiento del esfuerzo de control es aplicable para todo tiempo  $t \geq 0$ , esto si existe una matriz

simétrica definida positiva  $W$  la cual pueda satisfacer las desigualdades de las restricciones (17) y (18) [19].

$$\begin{bmatrix} \mathbf{1} & x(0)^T \\ x(0) & W \end{bmatrix} \geq 0 \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} W & Y^T \\ Y & \mu^2 I \end{bmatrix} \geq 0 \quad (18)$$

Con las restricciones anteriormente mencionadas, se puede obtener un control robusto, al encontrar una matriz de ganancias de realimentación  $F$ , capaz de garantizar un mínimo nivel de atenuación entre la perturbación de entrada y la salida regulada, minimizando el parámetro  $\gamma$  en la restricción (13), y satisfaciendo las demás restricciones presentadas en las restricciones (14), (15), (16), (17) y (18).

### 3. Resultados

En esta sección, se implementa en Simulink de Matlab® un control de corriente de entrada y/o salida para el convertidor modular Buck-Boost no inversor de inductores acoplados utilizando las LMI. Además, al considerar las restricciones (13), (14), (15), (16), (17) y (18), se pretende obtener comportamiento dinámico de mejores prestaciones frente a técnicas de control clásicas, tal como se muestra en estudios previos de [2] y [17].

#### 3.1. Rango de operación del convertidor modular

Para implementar la técnica de control por LMI, es necesario conocer el modelo SSA del convertidor modular, definiendo sus variables de estado, entradas, salidas y las variables a controlar del sistema. El convertidor modular seleccionado de la Figura 1 funciona con los siguientes rangos de operación:  $V_g \in [15, 55]$  V,  $V_o \in [0, 55]$  V,  $I_g \in [0, 16]$  A e  $I_o \in [0, 16]$  A, donde la frecuencia de conmutación de los MOSFETS es  $F_s = 100$  kHz. Así mismo, los puntos de operación del convertidor modular se establecen a partir de los parámetros  $C_C = 7$   $\mu$ F,  $L = 35$   $\mu$ H,  $L_m = 35$   $\mu$ H,  $R_d = 1.5\Omega$ ,  $C_d = 66$   $\mu$ F y  $C_F = 22$   $\mu$ F. Los polos obtenidos del sistema en lazo abierto, los cuales se obtienen a partir de los valores propios de la matriz de estados  $A$  de la ecuación (8), son equivalentes a  $-4.523 \pm j2.834$ ,  $-1.486$  y  $0$ , donde este último es el dominante e indica que el sistema es críticamente estable. En la Tabla 1, se muestran los valores de tensión, corriente y ciclos de trabajo empleados para cada uno de los modos de operación del convertidor modular (Boost, Buck y Buck-Boost), con la finalidad de realizar pruebas sobre estos puntos de equilibrio, considerando tanto el control de corriente de entrada como salida  $I_g$  e  $I_o$ .

Tabla 1. Puntos de operación para control de corriente de entrada  $I_g$  y de salida  $I_o$ 

Modo de Operación				
Control de Corriente	Parámetro	Boost	Buck	Buck-Boost
$I_g$	$V_g$ [V]	24.00	24.00	24.00
	$V_o$ [V]	28.00	20.00	24.00
	$I_g$ [A]	8.00	8.00	8.00
	$I_o$ [A]	6.86	9.60	8.00
	$D_1$ [-]	0.14	0.00	0.00
	$D_2$ [-]	1.00	0.83	1.00
$I_o$	$V_g$ [V]	24.00	24.00	24.00
	$V_o$ [V]	28.00	20.00	24.00
	$I_g$ [A]	9.33	6.66	8.00
	$I_o$ [A]	8.00	8.00	8.00
	$D_1$ [-]	0.14	0.00	0.00
	$D_2$ [-]	1.00	0.83	1.00

Fuente: elaboración propia.

### 3.2. Diseño del control de corriente de entrada y/o salida

Para realizar el diseño del control de corriente de entrada  $I_g$ , se parte del análisis en espacio de estados del sistema mostrado en las ecuaciones (8), (9) y (10), que corresponden a la matriz  $A$  y vectores de entrada  $B_1$  y  $B_2$ , respectivamente. Cabe resaltar que el diseño del control propuesto será de carácter robusto, ya que se consideran diferentes rangos de operación del convertidor modular. Por otra parte, se considera la relación  $I_g = I_m + I_o$ , la cual modifica la matriz de estados ampliada  $A$ , tal como se muestra en la ecuación (19). Por otro lado, al incorporar una nueva variable de estado  $x_5(t)$ , que corresponde a la integral del error de  $I_g$ , tal como se muestra en las ecuaciones (20) y (21), garantizando que el error de estado estable sea igual a cero.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D_1 - 1}{L_m} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D_1 + D_2 - 1}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1 - D_1}{C_c} & \frac{1 - D_1 - D_2}{C_c} & -\frac{1}{R_d C_c} & \frac{1}{R_d C_d} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_d C_d} & -\frac{1}{R_d C_c} & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$x_5(t) = \int_0^t (I_g(t) - I_{g.ref}) dt \quad (20)$$

$$\hat{x} = [\hat{i}_{L_m} \quad \hat{i}_L \quad \hat{v}_C \quad \hat{v}_{C_d} \quad x_5]^T \quad (21)$$

Luego, se asigna una matriz de entradas  $B_u$  considerando los vectores de entrada para los modos Boost y Buck,  $B_1$  y  $B_2$ , las cuales se representan en las ecuaciones (9) y (10), de tal manera que se obtiene la ecuación (22). Por otro lado, el vector de perturbaciones  $B_w$  se obtiene considerando una perturbación en la tensión de salida, tal como se muestra en la ecuación (23). El vector de salida  $C$  se muestra en la ecuación (24).

$$B_u = [B_{u(11)} \quad B_{u(12)}]$$

$$B_{u(11)} = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L_m(D_1 - 1)} & -\frac{V_g}{L(D_1 - 1)} & -\frac{P_g}{V_g C_c} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (22)$$

$$B_{u(12)} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{V_g}{L(D_1 - 1)} & \frac{P_g(D_1 - 1)}{V_g D_2 C_c} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$B_w = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (23)$$

$$C = [1 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \quad (24)$$

Para el diseño de control de corriente de salida  $I_o$ , se obtiene la matriz de estados ampliada  $A$  en la ecuación (25), también se adiciona una nueva variable de estado  $x_5(t)$ , que corresponde a la integral del error de  $I_o$ , tal como se muestra en la ecuación (26). Así mismo, la matriz de entradas  $B_u$  corresponde a la ecuación (22), el vector de perturbaciones  $B_w$  de la ecuación (23) y el vector de salida  $C$  de la ecuación (27). Se utilizan los parámetros de ajuste de la [Tabla 2](#) para obtener  $F$  de la [Tabla 3](#).

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D_1 - 1}{L_m} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D_1 + D_2 - 1}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1 - D_1}{C_c} & \frac{1 - D_1 - D_2}{C_c} & -\frac{1}{R_d C_c} & \frac{1}{R_d C_d} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_d C_d} & -\frac{1}{R_d C_c} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$x_5(t) = \int_0^t (I_o(t) - I_{o.ref}) dt \quad (26)$$

$$C = [0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \quad (27)$$

Tabla 2. Parámetros de ajuste  $\theta$ ,  $\alpha$ ,  $\mu$  y  $r$  para el control de  $I_g$  e  $I_o$ 

Corriente por controlar	$I_g$	$I_o$	
Modos de Operación	Buck, Boost y Buck-Boost	Buck y Buck-Boost	Boost
$\theta$ [°]	75		
$\alpha$ [s <sup>-1</sup> ]	45000	55000	
$\mu$ [-]	1300	4000	
$r$ [rad/s]	$2\pi F_s/10$		

Fuente: elaboración propia.

### 3.3. Simulación del control de corriente de entrada y/o salida

Tanto para esta subsección como para las siguientes, es necesario cuantificar el consumo energético durante el transitorio (EC), tal como se muestra en la ecuación (28), de los diferentes escenarios considerados ante perturbaciones, que corresponden a cambios en señales de referencia, tensiones y lazos de control.

$$EC = V \cdot \frac{\sum_{j=n_1}^{n_2} [I(j \cdot \Delta t) - I_{ref}]}{N} \cdot T_{ST} \quad (28)$$

Donde  $V$  e  $I_{ref}$  equivalen a las tensiones y errores de la corriente de entrada y/o salida, según corresponda.

Como puede observarse,  $V$  es constante durante un intervalo de tiempo de establecimiento  $T_{ST}$ , en el cual  $I_{ref}$  es variable.

Por otro lado, el intervalo de tiempo se divide en el número de muestras  $N = n_2 - n_1 + 1$  para obtener el error de corriente durante el transitorio.

Finalmente, en este apartado, para los modos de operación Buck y Buck-Boost, el control de corriente LMI presenta un menor EC, frente a la técnica de control clásicas, tal como se muestra en la [Tabla 4](#), la cual también muestra mejores tiempos de establecimiento  $T_{ST}$ .

### 3.4. Simulación de perturbaciones de línea

En esta sección, se establece una tensión de entrada constante  $V_g = 24$  V, mientras que la tensión de salida  $V_o$  varía según el modo de operación: Boost ( $V_o = 28$  V), Buck ( $V_o = 20$  V) y Buck-Boost ( $V_o = 24$  V). Para comparar la respuesta entre las técnicas de control LMI y PI, se realizaron mediciones de tiempo de establecimiento  $T_{ST}$  y consumo energético, considerando  $I_{g.ref} = 8$  A e  $I_{o.ref} = 8$  A, tal como se muestra en la [Tabla 5](#). El sistema de control basado en LMI responde más rápido, dado que el  $T_{ST}$  es menor en comparación con una técnica de control PI. Por otro lado, el uso de una técnica de control basada en LMI presenta un menor consumo energético ante perturbaciones de línea en el sistema, exceptuando el arranque en modo Boost.

Tabla 3. Matrices de ganancia  $F^T$  para  $I_g$  e  $I_o$ 

Control de $I_g$					
Boost		Buck		Buck-Boost	
-0.1045	0.1510	-0.1650	0.2600	-0.1359	0.1849
-0.0126	-0.0616	-0.0924	0.0599	-0.0354	-0.0271
0.0016	0.0109	0.0182	$-2.3060 \cdot 10^4$	0.0098	0.0066
-0.0287	0.4629	-0.2760	0.5020	-0.2670	0.5210
114.4630	-2142.2340	-540.3960	-1503.6480	412.3020	-2810.3890
Control de $I_o$					
Boost		Buck		Buck-Boost	
-0.1563	0.2278	-0.1306	0.1671	-0.1359	0.1849
-0.0549	-0.0168	-0.0294	-0.0609	-0.0306	-0.0560
-0.0058	0.0086	0.0122	-0.0075	0.0127	-0.0131
-0.3478	0.5369	-0.2440	0.3156	-0.2397	0.3356
-860.9770	-1103.9650	1066.8350	-3542.9150	412.3486	-2810.4710

Fuente: elaboración propia.

Tabla 4. Comparativa de estrategias de control ante cambios de valores de referencia

Técnica		LMI			PI	
Control de Corriente	Modo	$I_{ref}$ [A]	$T_{st}$ [ms]	$EC$ [mJ]	$T_{st}$ [ms]	$EC$ [mJ]
$I_g$	Boost	8	0.270	72.712	0.300	29.525
		4	0.250	28.656	0.300	29.289
		8	0.280	49.098	0.320	60.887
		12	0.280	76.044	0.290	83.003
	Buck	8	0.270	68.918	0.450	70.446
		4	0.300	33.143	0.370	36.111
		8	0.250	43.678	0.350	70.434
		12	0.240	64.859	0.400	114.539
	Buck-Boost	8	0.300	77.583	0.550	83.113
		4	0.262	29.770	0.450	43.776
		8	0.240	41.401	0.350	66.651
		12	0.250	67.363	0.350	100.220
$I_o$	Boost	8	0.800	191.471	0.800	73.329
		4	0.150	24.055	0.300	33.956
		8	0.800	172.054	0.300	66.841
		12	0.500	147.429	0.400	131.394
	Buck	8	0.300	59.415	0.350	49.640
		4	0.200	19.815	0.250	20.244
		8	0.250	36.215	0.300	47.732
		12	0.250	56.217	0.300	71.715
	Buck-Boost	8	0.450	99.117	0.400	65.462
		4	0.250	28.588	0.300	29.128
		8	0.200	33.781	0.300	57.254
		12	0.250	67.363	0.300	85.340

Fuente: elaboración propia.

Tabla 5. Comparativa de estrategias de control ante perturbaciones de línea

Técnica		LMI		PI	
Control de Corriente	Modo	$T_{st}$ [ms]	$EC$ [mJ]	$T_{st}$ [ms]	$EC$ [mJ]
$I_g$	Boost	0.250	68.915	0.310	31.532
	Buck-Boost	0.187	32.441	0.519	104.697
	Buck	0.175	30.649	0.630	127.340
	Buck-Boost	0.219	45.020	0.600	90.684
$I_o$	Boost	0.800	191.739	0.400	73.354
	Buck-Boost	0.150	30.436	0.300	60.010
	Buck	0.185	30.363	0.300	50.458
	Buck-Boost	0.185	34.632	0.300	54.613

Fuente: elaboración propia.

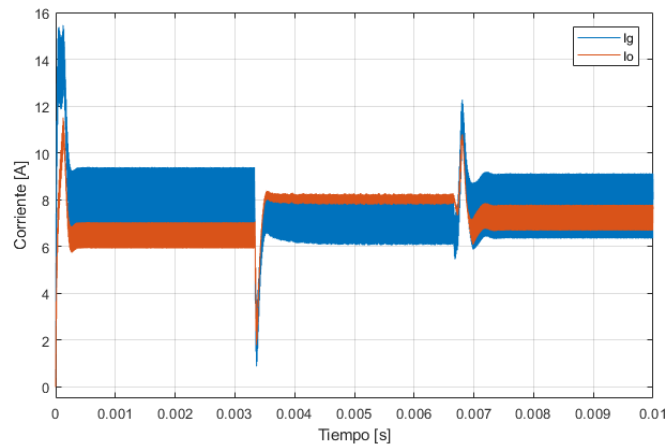
### 3.5. Simulación de cambios de lazos de corriente

El convertidor modular opera en sus tres modos de operación, considerando el perfil para  $V_o$ : Boost ( $V_o = 28$  V), Buck ( $V_o = 20$  V) y Buck-Boost ( $V_o = 24$  V), fijándose como referencias  $I_g = I_o = 8$  A, donde la tensión de entrada  $V_g = 24$  V es constante. La [Figura 2](#) (a) muestra

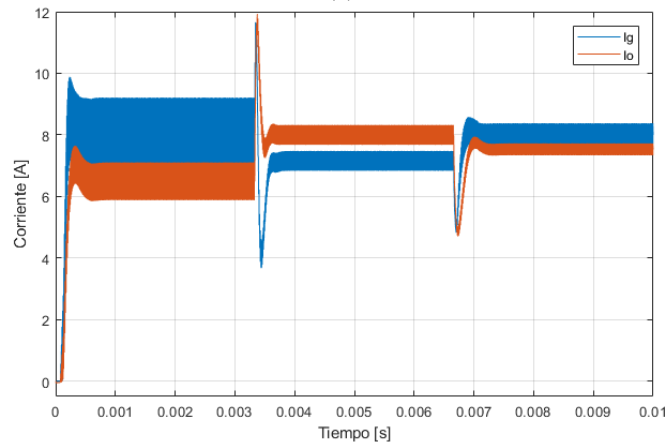
el comportamiento del control LMI, para las corrientes  $I_g$  (señal de color azul) e  $I_o$  (señal de color rojo). Es importante destacar que se presenta un sobresalto considerable en momento de arranque, tanto para  $I_g$  e  $I_o$ , el cual concuerda con un mayor consumo energético de la [Tabla 6](#). Posteriormente, al realizar la transición al modo Buck se genera la perturbación de línea que cambia

el lazo de control de  $I_g$  a  $I_o$ . Para la segunda perturbación de línea cambia el lazo de control de  $I_o$  a  $I_g$ , debido a que el sistema presenta pérdidas, en la transición de modo Buck a Buck-Boost, se obtiene  $I_g = 8$  A e  $I_o = 7.57$  A. Por otro lado, en la Figura 2 (b) se muestra el resultado de simulación obtenido para control PI y, de igual manera, se observan los cambios de lazo de control entre corriente

de entrada a salida y viceversa. Por otro lado, en la Figura 2 (a) las perturbaciones tanto para  $I_g$  como  $I_o$  ocurren en el mismo sentido, a diferencia de la respuesta en PI que presenta un mayor consumo energético en el primer cambio de lazo de control de  $I_g$  a  $I_o$ .



(a)



(b)

Figura 2. Resultados de simulación para cambios de lazos de control de corriente con (a) LMI y (b) PI. Fuente: elaboración propia.

Tabla 6. Resultados ante cambios de lazos de control de corriente

Técnica		LMI		PI	
Control de Corriente	Modo	$T_{st}$ [ms]	$EC$ [mJ]	$T_{st}$ [ms]	$EC$ [mJ]
$I_g$	Boost	0.300	91.430	0.400	57.334
	Buck	0.370	47.328	0.370	49.340
	Buck-Boost	0.540	105.916	0.440	77.943
$I_o$	Boost	0.350	73.781	0.600	80.522
	Buck	0.270	34.790	0.320	55.375
	Buck-Boost	0.540	101.678	0.540	89.156

Fuente: elaboración propia.



#### 4. Conclusiones

Las principales conclusiones del trabajo realizado se describen a continuación: Se diseñó un control de corriente basado en optimización por medio de LMI, para un convertidor modular Buck-Boost, el cual presenta mejores prestaciones dinámicas, en comparaciones con la técnica de control PI clásico. En este sentido, se implementó en Simulink de Matlab® un control de corriente para las corrientes  $I_g$  e  $I_o$ , que corresponden a las corrientes de entrada y de salida, respectivamente. Para ello se ajustó la representación en espacio de estados del convertidor modular, de manera que se ampliaron sus matrices, con la finalidad de obtener un modelo para cada tipo de control. El control de corriente de entrada  $I_g$  se realizó de manera indirecta, mientras que el control de corriente de salida  $I_o$  se realizó de manera directa, ya que se considera como variable de estado, hecho por el cual se presentan mayores consumos energéticos ante cambios de referencia de corriente para  $I_g$ , exceptuando el arranque del sistema en modo de operación Boost.

El controlador diseñado se sintetiza para que el sistema en lazo cerrado opere en una región estable del plano complejo especificada por características temporales como tiempo de establecimiento, tiempo de subida y sobrepaso, aplicando un conjunto de restricciones a los valores propios de diseño de la matriz del sistema  $A-B_u-F$ . En general, este enfoque produce un problema de optimización no convexo y no lineal, no obstante, usando la teoría de las desigualdades matriciales lineales se puede expresar este problema de mayor complejidad en un problema de desigualdades convexo.

#### Financiación

Apoyo financiero de la Vicerrectoría de Investigación y Transferencia (VRIT), de la Universidad de La Salle, a través del proyecto bajo código institucional IELE221-211.

#### Contribuciones de los autores

H. Ramírez-Murillo: Adquisición de fondos, Investigación, Supervisión. C. A. Torres-Pinzón: Conceptualización, Escritura – revisión y edición. F. Salazar-Cáceres: Conceptualización, Escritura – revisión y edición. A. F. Panesso-Hernández: Escritura – revisión y edición. E. D. Galindo-Becerra: Curación de datos, Validación. A. M. Correa-Marín: Curación de datos, Validación.

Todos los autores han leído y aceptado la versión publicada del manuscrito.

#### Conflictos de interés

Los autores declaran no tener conflicto de intereses.

#### Declaración de la Junta de Revisión Institucional

No aplica.

#### Declaración de consentimiento informado

No aplica

#### Referencias

- [1] J. D. Bastidas-Rodríguez, C. Ramos-Paja, “Types of inverters and topologies for microgrid applications”, *Rev. UIS Ing.*, vol. 16, no. 1, pp.7-14, 2017, doi: <https://doi.org/10.18273/revuin.v16n1-2017001>
- [2] C. Restrepo, T. Konjedic, J. Calvente, M. Milanovic, y R. Giral, “Fast Transitions Between Current Control Loops of the Coupled-Inductor Buck–Boost DC–DC Switching Converter”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 28, no. 8, pp. 3648-3652, 2013, doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2231882>
- [3] H. Ramírez, C. Restrepo, T. Konjedic, J. Calvente, A. Romero, C. R. Baier, R. Giral, “An Efficiency Comparison of Fuel-Cell Hybrid Systems Based on the Versatile Buck–Boost Converter”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 33, no. 2, pp. 1237-1246, 2018, doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2678160>
- [4] V. Vera-Saldaña, “Control de Potencia en Microrredes AC”, trabajo de fin de grado, Programa de Ingeniería Eléctrica, Universidad de La Salle, Bogotá D.C., 2020.
- [5] C. Restrepo, G. Garcia, F. Flores-Bahamonde, D. Murillo-Yarce, J. I. Guzman, M. Rivera, “Current Control of the Coupled-Inductor Buck–Boost DC–DC Switching Converter Using a Model Predictive Control Approach”, *IEEE Jour. of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 3348-3360, 2020, doi: <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2020.2992622>
- [6] E. Aguilar-Jaramillo, V. Proaño-Rosero. “Application of LMI to the Design of Robust Controllers”, *Ingenius. Rev. de Ciencia y Tecnología*, vol. 18, pp. 93-105, 2017, doi: <https://doi.org/10.17163/ings.n18.2017.11>

- [7] S. Cheng, L. Li, C. Z. Liu, X. Wu, S. N. Fang, J. W. Yong, “Robust LMI-Based H-Infinite Controller Integrating AFS and DYC of Autonomous Vehicles with Parametric Uncertainties,” in *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, vol. 51, no. 11, pp. 6901-6910, 2021, doi: <https://doi.org/10.1109/TSMC.2020.2964282>
- [8] R. Franco, H. Ríos, A. F. de Loza, D. Efimov, “A Robust Nonlinear Model Reference Adaptive Control for Disturbed Linear Systems: An LMI Approach,” in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 67, no. 4, pp. 1937-1943, April 2022, doi: <https://doi.org/10.1109/TAC.2021.3069719>
- [9] C. A. Torres-Pinzón, L. Paredes-Madrid, F. Flores-Bahamonde, H. Ramirez-Murillo, “LMI-Fuzzy Control Design for Non-Minimum-Phase DC-DC Converters: An Application for Output Regulation”, *Applied Sciences*, vol. 11, no. 5, p. 2286, 2021, doi: <https://doi.org/10.3390/app11052286>
- [10] T. Basar, P. Bernhard, *H $\infty$  Optimal Control and Related Minimax Design Problems: A Dynamic Game Approach*. New York, USA: Springer, 2008.
- [11] Anu, S. Narayan, y Deepika, “Control of buck-boost converter using H $\infty$  techniques”, en *2017 International Conference on Innovations in Control, Communication and Information Systems (ICICCI)*, 2017, pp. 1-5, doi: <https://doi.org/10.1109/ICICCI.2017.8660906>
- [12] D. M. Devia-Narváez, R. Ospina-Ospina, D. Devia-Narváez, “Formulación de un controlador H $\infty$  con incertidumbre no estructurada para un convertidor DC - DC elevador (Boost)”, *Rev. UIS Ing.*, vol. 20, no. 2, pp. 45-52, 2021, doi: <https://doi.org/10.18273/revuin.v20n2-2021004>
- [13] P. Xia, H. Shi, H. Wen, Q. Bu, Y. Hu, Y. Yang, “Robust LMI-LQR Control for Dual-Active-Bridge DC-DC Converters with High Parameter Uncertainties”, *IEEE Trans. on Transportation Electrification*, vol. 6, no. 1, pp. 131-145, 2020, doi: <https://doi.org/10.1109/TTE.2020.2975313>
- [14] C. Olalla, R. Leyva, A. El Aroudi, I. Queinnec, “Robust LQR Control for PWM Converters: An LMI Approach”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 7, pp. 2548-2558, 2009, doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2017556>
- [15] R. Bimarta, K. H. Kim, “A Robust Frequency-Adaptive Current Control of a Grid-Connected Inverter Based on LMI-LQR Under Polytopic Uncertainties,” in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 28756-28773, 2020, doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2972028>
- [16] V. Veselý, L. Körösi, “Robust PI-D Controller Design for Uncertain Linear Polytopic Systems Using LMI Regions and  $\mathcal{H}_2$  Performance,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 5, pp. 5353-5359, 2019, doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2019.2921282>
- [17] C. Restrepo, J. Calvente, A. Romero, E. Vidal-Idiarte, R. Giral, “Current-Mode Control of a Coupled-Inductor Buck-Boost DC-DC Switching Converter”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 5, pp. 2536-2549, May 2012, doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2172226>
- [18] L. E. Garcia-Jaimes, M. Arroyave-Giraldo, “Detección de anomalías en el control de estabilidad de una aeronave”, *Rev. UIS Ing.*, vol. 18, no. 4, pp. 105-116, 2019, doi: <https://doi.org/10.18273/revuin.v18n4-2019010>
- [19] C. A. Torres-Pinzón, R. Giral, R. Leyva, “LMI-Based Robust Controllers for DC-DC Cascade Boost Converters”, *Journ. of Power Electronics*, vol. 12, no. 4, pp. 538-547, Jul. 2012, doi: <https://doi.org/10.6113/JPE.2012.12.4.538>