

Diseño y Control No Lineal Basado en Lyapunov para un Convertidor Buck en Modo Corriente

Cesar A. Hernandez Jacobo¹
TecNM/IT La Laguna
Torreón, Coahuila, México
cesar_ahj@ieee.org

Rodrigo Loera-Palomo³
CONAHCYT–TecNM/IT La Laguna
Torreón, Coahuila, México
rloerapa@conahcyt.mx

Mario Iván Nava Bustamante²
TecNM/IT La Laguna
Torreón, Coahuila, México
Navabustamantem@gmail.com

José Luis Meza Medina⁴
TecNM/IT La Laguna
Torreón, Coahuila, México
jlmezam@correo.itlalaguna.edu.mx

Resumen: Este trabajo presenta el diseño, modelado y control no lineal de un convertidor reductor (Buck) mediante un enfoque basado en Lyapunov para el control en modo corriente. El objetivo es garantizar la estabilidad del sistema ante variaciones en la carga y en la referencia de voltaje, optimizando la respuesta del convertidor. Las simulaciones realizadas muestran cómo el controlador permite que el voltaje de salida siga la referencia deseada de manera precisa, con un ciclo de trabajo ajustado que responde a los cambios de carga. Este enfoque garantiza la estabilidad del convertidor, manteniendo un error reducido en el estado estacionario y una respuesta dinámica rápida.

Palabras Clave: Convertidor reductor, Control modo corriente, Lyapunov.

Abstract:

This paper presents the design, modeling, and nonlinear control of a Buck converter using a Lyapunov-based approach for current mode control. The aim is to ensure system stability under load and reference voltage variations, optimizing the converter's response. Simulations show how the controller enables the output voltage to accurately follow the desired reference, with an adjusted duty cycle responding to load changes. This approach ensures converter stability, keeping reduced steady-state error and rapid dynamic response.

Keywords: Buck converter, Current mode control, Lyapunov.

Introducción

Los convertidores electrónicos de potencia (CEP) son ampliamente utilizados en diferentes aplicaciones, ya que de acuerdo con su operación podemos adecuar voltajes, corrientes y transferir energía más eficientemente. Existen diversas operaciones de convertidores ya sea reductor (buck), elevador (boost) o reductor – elevador (buck - boost) (Erickson & Maksimovic, 2001, Lopa, Hossain, Hasan, & Chakraborty, 2016). En particular los convertidores buck reducen el voltaje de salida con respecto su voltaje de entrada para adecuar el voltaje de la carga. Hay que resaltar que existen 4 tipos diferentes de convertidores: CD-CD (corriente directa a corriente directa), CD-CA (corriente directa a corriente alterna), CA-CD (corriente alterna a corriente directa) y CA-CA (corriente alterna a corriente alterna). En cuanto a los convertidores CD-CD en la literatura se encuentran diferentes topologías en diferentes aplicaciones, como, por ejemplo: aplicaciones en sistemas de energías renovables, cargadores de baterías o fuentes conmutadas, por mencionar algunas.

Los CEP emplean dispositivos de almacenamiento de energía (capacitores e inductores) y dispositivos semiconductores (diodos y transistores) para el procesamiento de energía. El flujo de energía es de la fuente a la carga, los transistores operan en sus regiones de saturación y corte operando idealmente como un interruptor. La operación del interruptor es controlada por una señal de control que comúnmente es una señal de modulación por ancho de pulso (PWM, por sus siglas en ingles).

Un aspecto importante en los CEP es la aplicación de control, la cual es muy importante para que el convertidor sea capaz de mantener algún voltaje controlado y de esta forma asegurar el voltaje necesario para la carga ante alguna perturbación. Los convertidores electrónicos de potencia han adoptado múltiples técnicas de control para regular la salida de manera eficiente, como el control adaptativo y el uso de funciones de Lyapunov, que han demostrado mejorar la estabilidad de sistemas de potencia en diferentes aplicaciones (Nizami & Mahanta, 2016, (Mohammadpour Shotorbani & Babaei, 2016; Sira-Ramirez & Oliver-Salazar, 2012)). El estudio de control y de convertidores puede llegar a ser bastante complejo de comprender e implementar.

En este trabajo se pretende analizar con profundidad el modelado, diseño y control no lineal basado en Lyapunov de un convertidor buck. Con el fin de ampliar y validar la estabilidad del convertidor buck con un control en modo corriente que permita asegurar una operación estable del convertidor.

Modelado del convertidor buck

El convertidor buck se muestra en la figura 1, en el cual se conforma por una fuente de voltaje constante (E) de entrada, un inductor (L), un capacitor (C) como elementos de almacenamiento de energía, una resistencia (R) como carga y dos dispositivos semiconductores, el diodo (D) y un interruptor (S), dependiendo de la conmutación del interruptor S , se tienen dos circuitos resultantes.

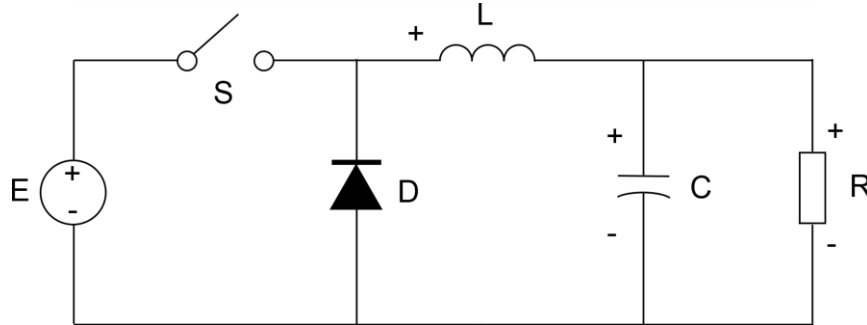


Figura 1. Convertidor reductor ideal.

Los circuitos resultantes se muestran en la figura 2, en donde se observan las variables de interés para el modelo del convertidor, estas variables son $i_L(t)$ y $v_C(t)$, la corriente que pasa a través del inductor y el voltaje en el capacitor, respectivamente.

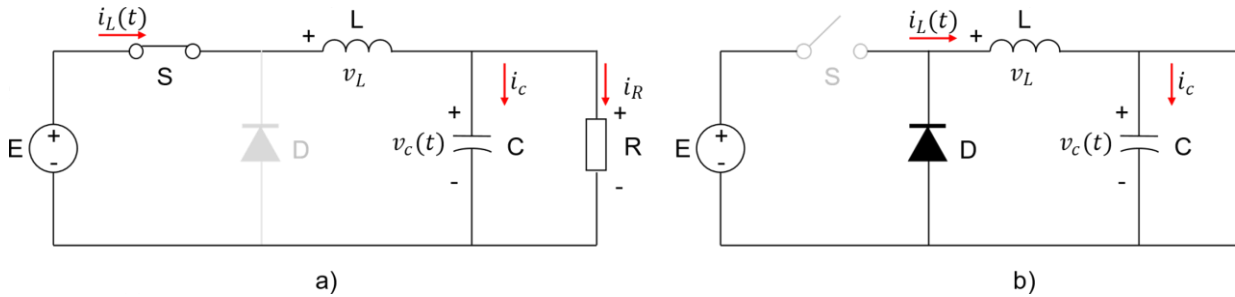


Figura 2. Circuitos resultantes por la conmutación del interruptor S .

A través de un análisis de circuitos eléctricos, se pueden obtener las ecuaciones dinámicas que gobiernan los circuitos, $v_L = \frac{di_L(t)}{dt}$ y $i_C = \frac{dv_C(t)}{dt}$, para el voltaje en el inductor y la corriente en el capacitor. Para el circuito de la figura 2 a), las ecuaciones dinámicas resultan en (1) y (2), y para el circuito de la figura 2 b), las ecuaciones (3) y (4),

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = E - v_C(t), \quad (1)$$

$$C \frac{dv_C(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{v_C}{R}, \quad (2)$$

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = -v_C(t) , \quad (3)$$

$$C \frac{dv_C(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{V_C}{R}. \quad (4)$$

La idea principal es conmutar entre estos dos circuitos en periodos de tiempo muy pequeños (microsegundos) o a frecuencias altas, para asegurar que la corriente en el inductor y voltaje en el capacitor resulten en un promedio debido a la carga y la descarga de energía almacenada en estos elementos. Para la operación del interruptor es necesario una función de conmutación $q(t)$ que active y desactive el interruptor. La figura 3 muestra una comparación entre dos señales, una triangular (llamada portadora) y una de directa (llamada moduladora), la comparación entre estas señales resulta en la activación y desactivación del interruptor. Además, la figura 3, muestra la función de conmutación que puede tomar solo dos valores como se muestra en la expresión (5).

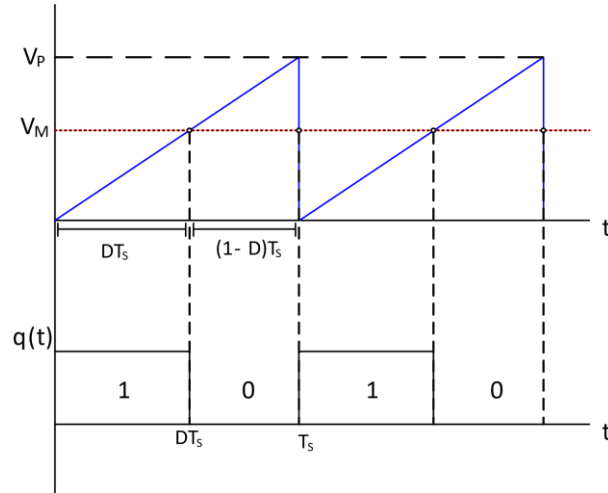


Figura 3. Función de conmutación para la activación del interruptor, dada por la comparación entre la portadora y la moduladora.

La señal moduladora tiene un periodo T_s y una magnitud pico V_p , la moduladora tiene una magnitud V_M , al comparar estas señales se obtiene que la función de conmutación tiene un periodo de activación DT_s y el periodo de desactivación es la parte restante $(1 - D)T_s$,

$$q(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq DT_s \\ 0, & DT_s < t \leq T_s \end{cases} \quad (5)$$

En un periodo de conmutación T_s tendremos una dinámica asociada al circuito de la figura 2 a) que tiene una duración DT_s , en este escenario la fuente suministra energía el inductor y el capacitor, el resto del periodo $(1 - D)T_s$ corresponde a la figura 2 b) en donde el inductor descarga

su energía al capacitor y la carga, alternando así entre estos dos circuitos en periodos de microsegundos.

La carga y descarga de los elementos de almacenamiento siguen dos principios: principio de balance volt-segundo y el principio de balance de carga, para el inductor y el capacitor, respectivamente (Erickson & Maksimovic, 2001). El principio de balance volt-segundo, expresión (6), establece que, en un régimen de estado estacionario, el voltaje promedio aplicado a través de un inductor a lo largo de un período de conmutación debe ser igual a cero. En régimen permanente, el balance de carga, expresión (7), establece que la carga neta almacenada o extraída por un condensador durante un ciclo completo de conmutación debe ser cero para mantener un voltaje constante a través del condensador,

$$\int_0^{T_s} v_L(t) dt = 0, \quad (6)$$

$$\int_0^{T_s} i_C(t) dt = 0. \quad (7)$$

Estas condiciones son necesarias para obtener el punto de operación del convertidor reductor, las cuales están dadas para el régimen permanente o estado estable. Estas expresiones se muestran en (8) y (9), en donde en la figura 4 se muestra un ejemplo de la corriente en estado estacionario,

$$V_C = ED, \quad (8)$$

$$I_L = \frac{V_C}{R} = \frac{ED}{R}. \quad (9)$$

Donde I_L y V_C son la corriente promedio del inductor y el voltaje promedio del capacitor en estado estable, D es el ciclo de trabajo y se le denomina así ya que es un factor que tiene valores $0 \leq D \leq 1$, ya que es una parte proporcional al periodo de conmutación, de manera que se obtiene una ganancia M que depende del ciclo de trabajo entre el voltaje de salida y el de entrada (10),

$$M = \frac{V_C}{E} = D. \quad (10)$$

En la figura 4 se aprecia un rizado en la corriente promedio del inductor, rizado que también lo presenta el voltaje promedio del capacitor de salida, el rizado se debe a la conmutación entre los diferentes circuitos, la parte creciente representa la carga de energía y al decreciente la descarga de energía en el elemento de almacenamiento, debido a la conmutación en alta frecuencia los elementos no se descargan por completo, sino que, se mantienen en una corriente promedio y voltaje promedio, dados por el punto de operación del convertidor.

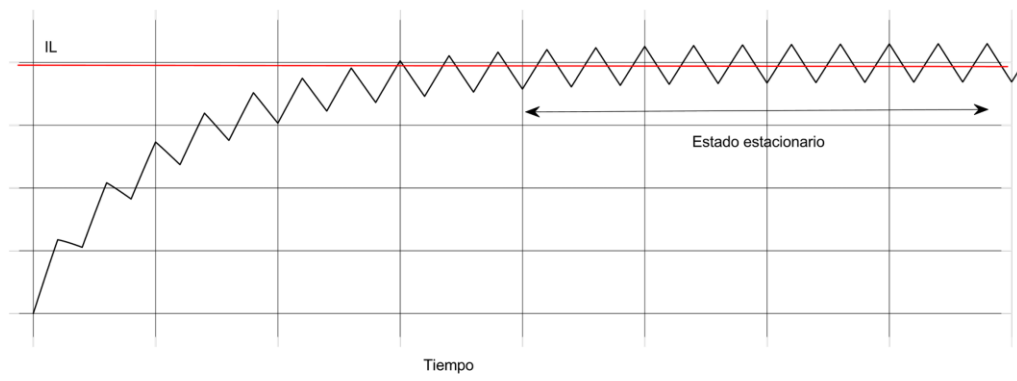


Figura 4. Evolución de la corriente de la corriente en el inductor hasta el estado estacionario (régimen permanente).

Las expresiones para el cálculo del inductor y del capacitor se dan en (11) y (12), respectivamente, las cuales están en función de un porcentaje de rizado α . Los elementos se calculan en un punto de operación determinado, debido a que el inductor y capacitor son elementos de valores fijos, las variaciones en los parámetros provocan un aumento o decremento en el rizado fuera del punto de operación para el que se diseñó el convertidor,

$$L = \frac{R(1-D)T_s}{\alpha_L}, \quad (11)$$

$$C = \frac{(1-D)T_s}{8\alpha_C L}. \quad (12)$$

Para que el punto de operación del convertidor sea válido, el convertidor de opera en modo de conducción continua (CCM por sus siglas en ingles), para ello se debe satisfacer la desigualdad en (13), de lo contrario el convertidor opera en modo de conducción discontinua (DCM por sus siglas en ingles),

$$\frac{2L}{RE} \geq (1-D)T_s. \quad (13)$$

Modelo dinámico del convertidor reductor promediado

El modelo dinámico del convertidor es un modelo conmutado el cual alterna entre dos dinámicas en la corriente del inductor (1) y (3), pero no para el voltaje en el capacitor ya que las expresiones (2) y (4) son las mismas. La variable de control $d(t)$ es necesaria para conmutar entre estas dos ecuaciones y solo toma dos valores 0 ó 1, en el modelo promediado la variable de control se

encuentra entre $0 \leq d(t) \leq 1$ y que también actúa como señal moduladora para controlar el ciclo de trabajo del convertidor reductor. El modelo dinámico promediado resulta en (14) y (15), el cual es un modelo válido que describe el comportamiento del convertidor reductor (Komurcugil, H. 2023),

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} (Ed(t) - v_C(t)), \quad (14)$$

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_L(t) - \frac{v_C(t)}{R} \right). \quad (15)$$

Debido a la naturaleza discreta del convertidor es un modelo no lineal naturalmente, aun con el modelo promediado, el voltaje de entrada E es multiplicado por la variable de control $d(t)$, el modelo presentado en (14) y (15), es válido para la aplicación de alguna ley de control ya sea lineal o no lineal.

Estabilidad en el sentido de Lyapunov

La concepción de estabilidad en el sentido de Lyapunov se centra en la idea de que, para un sistema dinámico, un punto de equilibrio es estable si, a partir de una condición inicial cercana a dicho equilibrio, las soluciones del sistema permanecen cerca de él para todo tiempo (Khalil, 2002).

Formalmente, un punto de equilibrio x_e de un sistema dinámico es estable en el sentido de Lyapunov si, para cualquier $\epsilon > 0$, existe una $\delta > 0$ tal que, si la distancia inicial al equilibrio $\|x(0) - x_e\| < \delta$, entonces $\|x(t) - x_e\| < \epsilon$ para todo $t > 0$. En otras palabras, las soluciones que comienzan cerca del equilibrio permanecerán cercanas a él.

La estabilidad asintótica en el sentido de Lyapunov es una extensión de este concepto, no solo el sistema permanece cercano al equilibrio, sino que las soluciones convergen asintóticamente hacia él cuando $t \rightarrow \infty$. Es decir, existe una $\delta > 0$ tal que, si $\|x(0) - x_e\| < \delta$, entonces $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = x_e$. Para demostrar estabilidad mediante el método de Lyapunov, se usa una función candidata de Lyapunov $V(x)$ que cumple ciertas condiciones.

1. $V(x)$ es definida positiva, es decir, $V(x) > 0$ para toda $x \neq x_e$ y $V(x_e) = 0$ (equilibrio en el origen).
2. La derivada de $V(x)$ respecto al tiempo $\dot{V}(x)$, es semidefinida o definida negativa en la vecindad del equilibrio.

Si $\dot{V}(x) \leq 0$, el sistema es estable, y si $\dot{V}(x) < 0$ en una vecindad del equilibrio, el sistema es estable asintóticamente. La clave del método de Lyapunov es encontrar una función candidata de Lyapunov adecuada. Esta función actúa como una medida de "energía" o "distancia" en el sistema, y su elección determina si es posible demostrar la estabilidad del sistema, si no se encuentra esto no significa que el sistema no pueda ser estable.

Diseño de control en modo corriente basado en Lyapunov

Uno de los objetivos en el control de convertidores DC-DC es seguir una referencia de voltaje de salida, esto implica que el objetivo es estabilizar la salida de voltaje, hacer que sea estable en ese punto. El modelo dinámico del convertidor reductor mostrado en (14) y (15), muestra que la variable de control $d(t)$ solo esta presente en la dinámica del inductor y que la dinámica del voltaje en el capacitor depende de la solución de la dinámica de la corriente del inductor, por lo que el ciclo de trabajo actúa directamente en la corriente del inductor y la corriente del inductor actúa en el voltaje del capacitor, este tiene la forma de un sistema sub actuado, en el cual la variable de control se encuentra solo en un estado y con este se controla el siguiente estado.

En general en los CEP's es conveniente controlar primero la corriente del inductor y sobre este controlar el voltaje en el capacitor, a esta forma se le conoce como control en modo corriente (básicamente un control en cascada).

El primer paso es estabilizar la corriente del inductor para ello hay que analizar el lazo de corriente, esto implica encontrar una ley de control para $d(t)$ que estabilice en un punto deseado. Es de interés seguir una referencia constante lo que implica que debemos obtener una dinámica de error en la corriente del inductor, el error de la corriente es $x_1 = i_L(t) - I_{Lr}$, donde I_{Lr} es la corriente de referencia, por lo que $i_L(t) = x_1 + I_{Lr}$, el control en modo corriente implica que la I_{Lr} viene dada por el lazo de control del voltaje, por lo que esa referencia depende de la dinámica del control de voltaje (lazo que se analiza después). La dinámica del error de corriente resulta en (16), en donde el termino $\dot{I}_L$ es la dinámica de la referencia que está dada por el control de voltaje,

$$\dot{x}_1 = \frac{di_L(t)}{dt} - \dot{I}_{Lr}, \quad (16)$$

sustituyendo (14) en (16), la dinámica del error resulta en (17). Cuando se analiza el error de los estados se espera siempre que el error se cero, ya que de esta forma la corriente $i_L(t)$ alcanza la referencia I_L ,

$$\dot{x}_1 = \frac{1}{L}(Ed(t) - v_c(t)) - \dot{I}_{Lr}. \quad (17)$$

Teniendo la dinámica del error, se propone alguna ley de control que estabilice la corriente del inductor. Una forma es asegurar que el error tienda a ser cero, de forma que el punto de equilibrio del error sea estable en el origen, para ello se propone una función candidata de Lyapunov para el error de corriente como en (18), la cual tiene una forma particular de función de energía ya que se tiene el elemento que almacena la energía L y el cuadrado del error de corriente, además, cumple las condiciones de función candidata de Lyapunov,

$$V_L(x_1) = \frac{1}{2} L x_1^2, \quad (18)$$

la derivada de la función de Lyapunov, resulta en (19),

$$\dot{V}_L(x_1) = L x_1 \dot{x}_1 = L x_1 \left(\frac{1}{L} (E d(t) - v_c(t)) - \dot{I}_{Lr} \right), \quad (19)$$

Para asegurar que $\dot{V}_L$, sea definida negativa, la variable de control debe actuar para que esto se cumpla, teniendo en cuenta lo anterior, se propone una la ley de control (20),

$$d(t) = \left(\frac{v_c(t) + L \dot{I}_{Lr}}{E} - k_1 x_1 \right), \quad (20)$$

Sustituyendo esta ley de control en (19), obtiene (21), la cual es dependiendo del valor de k_1 el termino puede ser negativo o positivo, en este caso si $k_1 > 0$, $\dot{V}_L \leq 0$ para toda $x_1 \geq 0$,

$$\dot{V}_L(x_1) = -k_1 x_1^2, \quad (21)$$

de esta manera se estabiliza el error en la corriente utilizando únicamente una ganancia k_1 que multiplica al error, esto es una acción proporcional del error.

Para el lazo de voltaje en el capacitor, se debe obtener el error de voltaje $x_2 = v_c(t) - V_{Cr}$, donde V_{Cr} es el voltaje de referencia constante que se desea a la salida y el control tiene que ser capaz de regular a este voltaje. Además, se tiene que agregar un estado más que integre el error de voltaje, para asegurar que el error alcance a ser cero, de lo contrario se tendría un error de estado estable, por lo que $x_3 = \alpha \int x_2$, de esta manera con la acción integral tenemos una “memoria” del error para mejorar el control. Las dinámicas de estos últimos estados resultan en (22) y (23),

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{C} \left(I_{Lr} - \frac{x_2}{R} \right), \quad (22)$$

$$\dot{x}_3 = \alpha x_2, \quad (23)$$

en este escenario I_{Lr} es nuestra variable de control, ya que en particular en control en modo corriente es con la que se controla el voltaje en el capacitor, por lo que se tendrá que seleccionar

una corriente de referencia que haga que el punto de equilibrio los errores en el origen sean estable. Proponiendo una función candidata de Lyapunov adecuada para el control del voltaje $V_{VC}(x_2, x_3)$ se puede obtener una corriente de referencia que estabilice el error. La función candidata de Lyapunov para el voltaje se expresa en (24),

$$V_{VC}(x_2, x_3) = \frac{1}{2}Cx_2^2 + \frac{1}{2}x_3^2, \quad (24)$$

la derivada de la función resulta en,

$$\dot{V}_{VC}(x_2, x_3) = Cx_2\dot{x}_2 + x_3x_2 = I_{Lr}x_2 - \frac{x_2^2}{R} + \alpha x_3x_2, \quad (25)$$

para garantizar la estabilidad de la derivada de la función de Lyapunov $\dot{V}_{VC}(x_2, x_3) = I_{Lr}x_2 - \frac{x_2^2}{R} + \alpha x_3x_2$ propuesta, es fundamental que esta derivada sea negativa o, idealmente, negativa definida en la región de interés del sistema. El termino $-\frac{x_2^2}{R}$ siempre será negativo para toda x_2^2 , en este sentido este término tiene que ser mayor que los otros términos que pueden hacer positiva a $\dot{V}_{VC}$. Se seleccionará una corriente de referencia como en (26) para balancear los términos cruzados.

$$I_{Lr} = -k_2x_3, \quad (26)$$

de esta manera la derivada de la función resulta en (27),

$$\dot{V}_{VC}(x_2, x_3) = -\frac{x_2^2}{R} - (k_2 - \alpha)x_2x_3, \quad (27)$$

de esta manera el termino $(k_2 - \alpha)x_2x_3$ dependiendo de la diferencia de los coeficientes, puede tener una mayor contribución a que el sistema sea estable o inestable. El coeficiente $k_2 > 0$ es una constante de proporcionalidad que nos ayuda a estabilizar el sistema, el coeficiente α multiplica a la integral del error y es un coeficiente que nos ayuda a la rapidez de la respuesta de la integral. La idea es que la selección de estos coeficientes haga que el sistema sea estable para estos parámetros. También es necesaria la dinámica de la corriente de referencia para (20), dado que la selección de la corriente de referencia se da en (26), la dinámica $\dot{I}_{Lr}$ se da en (28),

$$\dot{I}_{Lr} = -k_2\dot{x}_3 = -k_2\alpha x_2, \quad (28)$$

todos los términos son perfectamente medibles por lo cual se pueden implementar para su control, una vez teniendo la corriente de referencia se sustituye en (20) y la ley de control para el convertidor reductor resulta en (29),

$$d(t) = \left(\frac{v_c(t) - Lk_2\alpha x_2}{E} - k_1x_1 \right). \quad (29)$$

Esta ley de control $d(t)$ es una estrategia efectiva para gestionar el comportamiento dinámico del convertidor reductor, utilizando retroalimentación de los estados y el error. La clave para su efectividad está en la elección adecuada de k_1 , k_2 y α , de forma que se logre una respuesta rápida y estable, minimizando el error sin comprometer la estabilidad. Esta forma de control está dentro de los controles no lineales, ya que en ningún momento se aproxima el sistema a un punto de operación (comportamiento lineal) para diseñar un control en un punto de operación. Con el diseño del control basado en Lyapunov se puede observar que, con las ganancias se puede demostrar estabilidad en el control del convertidor.

Caso de estudio y resultados de simulación

Para los resultados de simulación del control propuesto, se implementó el convertidor reductor en el software de *Matlab Simulink*. La figura 5 muestra un diagrama a bloques general del convertidor y el control implementado.

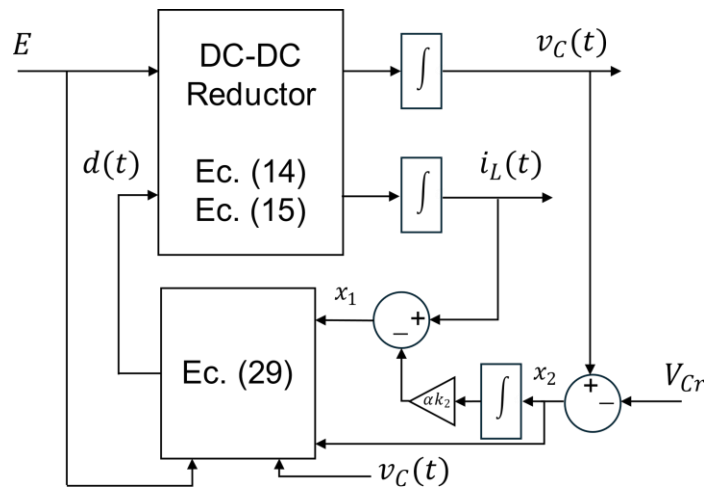


Figura 5. Esquema diagrama a bloques de la implementación del control y el convertidor.

El caso de estudio se muestra para distintas cargas en el convertidor y cambios en el voltaje de referencia, las ganancias que se seleccionaron para el caso de estudio son, $k_1 = 50$, $k_2 = 50$ y $\alpha = 49.5$, de esta forma nos aseguramos una respuesta proporcional e integral relativamente rápida, además de que diferencia entre k_2 y α no es tan grande. La tabla 1 muestra los parámetros para el caso de estudio del sistema.

Tabla 1. Parámetros para el caso de estudio.

Parámetros	Magnitudes
Voltaje de entrada E	20 V
Voltaje de salida deseado V_{Cr}	10 V
Potencia de salida P	50 W
Resistencia de carga R	2 Ω
Inductancia L	100 μH
Capacitancia C	1.25 μf

Fuente: Elaboración propia.

El caso de estudio que se propone presenta cambios en el voltaje de referencia de 10 V a 15V, en 0.5 s, y un aumento de carga (una reducción de la resistencia $R = 1.4 \Omega$) en 1 s. La figura 6 muestra los cambios en el voltaje del capacitor y la corriente del inductor.

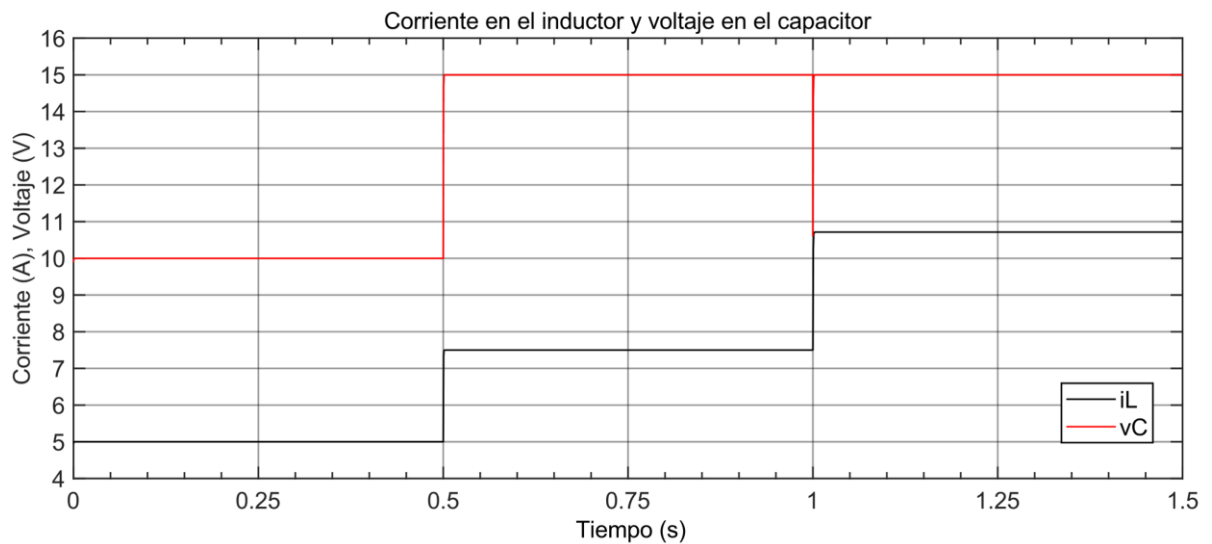


Figura 6. Voltaje de salida (rojo) y corriente en el inductor (negro).

La figura 6 muestra como el voltaje de salida se mantiene en los valores deseados y la corriente en el inductor es la que varía para equilibrar los cambios de potencia. La figura 7 muestra el cambio en la potencia de salida del convertidor.

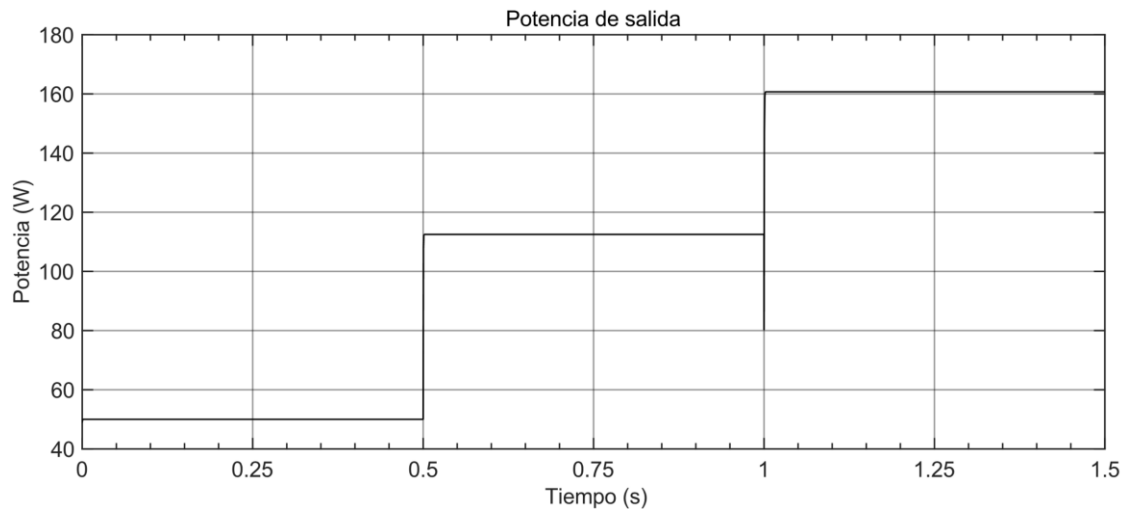


Figura 7. Potencia de salida en el convertidor reductor para el primer caso de estudio.

La figura 8 muestra los cambios en el ciclo de trabajo (la variable de control) para seguir la referencia de voltaje deseado.

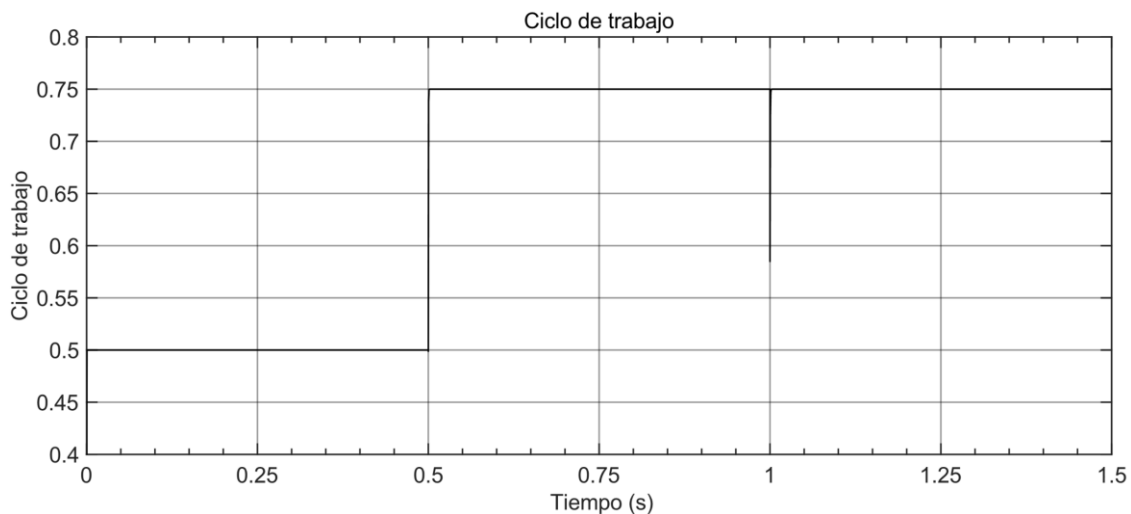


Figura 8. Cambios en el ciclo de trabajo para el caso de estudio.

Por último, se muestra los errores de corriente y voltaje ante este escenario, la figura 9 muestra la evolución de los errores. El esquema de control implementado para el convertidor reductor muestra un comportamiento adecuado bajo distintas condiciones de operación. En la gráfica de la figura 7, se puede ver claramente cómo la potencia se ajusta en función de las condiciones de carga. A $t = 1$ s, cuando la resistencia de carga se reduce, la potencia de salida aumenta en correspondencia con el aumento de la demanda de energía, manteniendo así la estabilidad del

sistema sin afectaciones visibles en el voltaje de salida. Este comportamiento refuerza la eficiencia del controlador para mantener la estabilidad de la potencia ante variaciones en la carga.

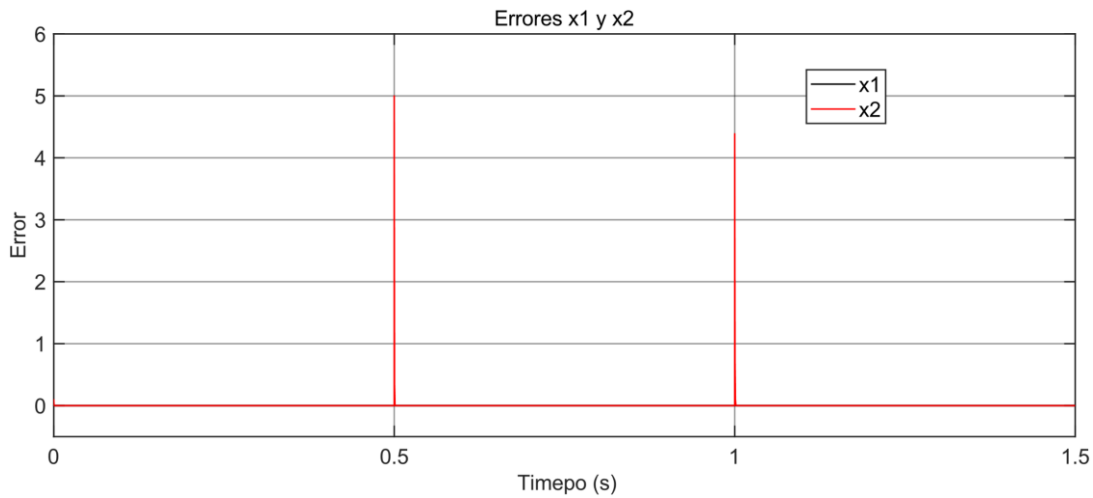


Figura 9. Transitorios del error de la corriente (negro) y error del voltaje (rojo).

En cuanto al ciclo de trabajo, la gráfica muestra cómo la señal de control se ajusta a lo largo del tiempo para seguir las variaciones de referencia y las demandas de carga. Al incrementarse el voltaje de referencia, el ciclo de trabajo también aumenta progresivamente desde un valor cercano a 0.5 hasta aproximadamente 0.75, ajustando el tiempo en que el interruptor permanece cerrado para cumplir con la demanda de energía adicional. Esto demuestra la capacidad del controlador para adaptarse en tiempo real a las necesidades del sistema.

Finalmente, la evolución de los errores en el voltaje y la corriente muestra una corrección rápida ante los cambios de referencia y de carga. El error en el voltaje (rojo) y en la corriente (negro) presenta una rápida disminución tras las perturbaciones en $t = 0.5$ s y $t = 1$ s, lo cual sugiere que el diseño del controlador es efectivo para minimizar el error en régimen transitorio y llevar el sistema rápidamente a su estado estacionario sin afectar el desempeño general.

Conclusiones

El esquema de control basado en Lyapunov implementado en el convertidor reductor ha demostrado ser efectivo para mantener la estabilidad y seguir una referencia de voltaje bajo diferentes condiciones de operación. Los resultados de simulación han mostrado que el sistema es capaz de ajustarse rápidamente ante variaciones en la carga y cambios en la referencia de voltaje, minimizando los errores de voltaje y corriente. El ciclo de trabajo se adapta en tiempo

real, asegurando que el voltaje de salida se mantenga en los niveles deseados. Además, el control en modo corriente permite una regulación robusta de la corriente en el inductor, lo cual resulta en una respuesta estable del voltaje en el capacitor. Este enfoque no lineal, al no requerir la linealización del modelo, representa una estrategia eficiente para aplicaciones en sistemas de potencia, asegurando una operación estable y precisa del convertidor reductor bajo condiciones de trabajo variadas.

Referencias

- Erickson, R. W., & Maksimovic, D. (2001). *Fundamentals of Power Electronics* (2nd ed.). Kluwer Academic Publishers.
- Lopa, S. A., Hossain, S., Hasan, M. K., & Chakraborty, T. K. (2016). *Design and simulation of DC-DC converters. International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*, 3(01), 63-70.
- Nizami, T. K., & Mahanta, C. (2016). *An intelligent adaptive control of DC–DC buck converters. Journal of the Franklin Institute*, 353(12), 2588-2613.
- Mohammadpour Shotorbani, A., & Babaei, E. (2016). *Robust nonlinear controller based on control Lyapunov function and terminal sliding mode for buck converter. International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, 29(6), 1055-1069.
- Sira-Ramirez, H., & Oliver-Salazar, M. A. (2012). *On the robust control of buck-converter DC-motor combinations. IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(8), 3912-3922.
- Khalil, H. K. (2002). *Nonlinear Systems* (3rd ed.). Prentice Hall.
- Komurcugil, H., Bayhan, S., Guzman, R., Malinowski, M., & Abu-Rub, H. (2023). *Advanced Control of Power Converters: Techniques and Matlab/Simulink Implementation*. John Wiley & Sons.