

**INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DESARROLLO
DE TECNOLOGÍA DIGITAL**

DOCTORADO EN CIENCIAS EN SISTEMAS DIGITALES

**“DISEÑO DE CONTROLADORES PARA CONVERTIDORES
DE POTENCIA”**

TESIS

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE
DOCTORADO EN CIENCIAS EN SISTEMAS DIGITALES**

PRESENTA:

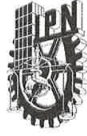
M. EN C. OCTAVIO AUGUSTO GARCÍA ALARCÓN

BAJO LA DIRECCIÓN DE

DR. EDUARDO JAVIER MORENO VALENZUELA

DICIEMBRE 2019

TIJUANA, B.C., MÉXICO



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

SIP-14

ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de Tijuana, B.C. siendo las 14:00 horas del día 25 del mes de noviembre del 2019 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de Tesis, designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de CITEDI para examinar la tesis titulada:
Diseño de controladores para convertidores de potencia.

Presentada por el alumno:

GARCIA
 Apellido paterno

ALARCON
 Apellido materno

OCTAVIO AUGUSTO
 Nombre(s)

Con registro:

A	1	6	0	6	6	1
---	---	---	---	---	---	---

aspirante de:

DOCTORADO EN CIENCIAS EN SISTEMAS DIGITALES

Después de intercambiar opiniones, los miembros de la Comisión manifestaron **APROBAR LA TESIS**, en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias vigentes.

LA COMISIÓN REVISORA

Director de Tesis

DR. EDUARDO JAVIER MORENO VALENZUELA

DR. JUAN JOSÉ TAPIA ARMENTA

DR. LUIS TZ'UPAK AGUILAR BUSTOS

DR. MOISÉS SÁNCHEZ ADAME

DR. VÍCTOR HUGO DÍAZ RAMÍREZ

PRESIDENTE DEL COLEGIO DE PROFESORES

DR. JULIO CÉSAR ROLÓN GARRIDO
 INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
 CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DESARROLLO
 DE TECNOLOGÍA DIGITAL
 DIRECCIÓN



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

CARTA CESIÓN DE DERECHOS

En la Ciudad de Tijuana, Baja California, el día 3 del mes de diciembre del año 2019, el que suscribe Octavio Augusto García Alarcón, alumno del Programa de DOCTORADO EN CIENCIAS EN SISTEMAS DIGITALES, con número de registro 160661, adscrito(a) al CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DESARROLLO DE TECNOLOGÍA DIGITAL, manifiesta que es el autor intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección de **Dr. Eduardo Javier Moreno Valenzuela** y cede los derechos del trabajo titulado **Diseño de controladores para convertidores de potencia**, al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, gráficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del (de la) autor(a) y/o director(es) del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a las siguientes direcciones Av. Instituto Politécnico Nacional No. 1310 Col. Nueva Tijuana, Tijuana, Baja California, México, correo electrónico de contacto: posgrado@citedi.mx. Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.


Octavio Augusto García Alarcón.

Dedicatoria

A los sueños perdidos que motivaron este camino, y a los nuevos sueños que están por cumplirse...

Agradecimientos

Agradezco al CONACYT y al IPN por su apoyo durante el desarrollo de este trabajo.

Gracias a mi familia sanguínea, mi círculo dorado que siempre me ha apoyado en mi camino a pesar de todas las dificultades y nos hemos mantenido juntos en estos 4 años.

Gracias Ko. Sin tu amor, apoyo y consejos el camino hubiera sido más sinuoso y cansado.

Gracias a mis familias adoptivas en Tijuana y a todos los que me abrieron su casa y me dieron tiempo y amistad.

Gracias a mi asesor Javier Moreno, por ser mi guía académico pero sobre todo mi amigo.

Agradezco a mi comité tutorial por darme correcciones y ayudarme en el camino, principalmente al Dr. Victor Diaz y al Dr. Luis Aguilar los cuales aportaron consistencia y contundencia al trabajo.

Gracias a la gente del administrativo que respeta su trabajo y al estudiante y por la cual el camino se hizo menos pesado: Patty, Shamari, Sharith, Valderrama, Edith, Wence. Ojalá todos tomaran su trabajo con gusto como ustedes. Muchas gracias.

A mis amigos del Underwater & Co. por su amistad, apoyo, risas y sobre todo, sentido común. Son unos cracks...y debajo del agua también.

A mis brothers y sisters que han estado a lo largo del camino y siempre me han alentado: Cuevas, Monchiz, Nory, Galaviz, Ninel, Jorge Guzmán, Betty, Carlos Aguilar, Pacher, Eva, Ciencia, Rigus y Chanito.

A todos mis amigos y compañeros de CITEDI con los cuales compartí tiempo, espacio y amistad.

A Tijuana, la zona norte de mi corazón. De nuevo, gracias por cuidarme y quererme tanto.

Resumen

Un convertidor de potencia de C.D.–C.D., es un circuito electrónico de potencia que puede cambiar un nivel de corriente directa a otro de nivel de corriente directa. Tradicionalmente estos convertidores son diseñados sin considerar la saturación de la señal de control por lo que en casos prácticos se puede degradar el comportamiento deseado del convertidor por limitaciones físicas. La presente tesis aborda el análisis, diseño e implementación de controladores para convertidores de potencia de C.D.–C.D. considerando la saturación de la señal de control. Se presenta un nuevo controlador saturado diseñado para realizar regulación del voltaje de salida en un convertidor boost implementando sin mediciones del voltaje de la fuente de entrada y la corriente del inductor. Un observador para el voltaje de la fuente de entrada y corriente de inductor fue implementado para este caso. También se presenta un nuevo controlador saturado diseñado para realizar regulación del voltaje de salida en un convertidor buck sin mediciones de la corriente del inductor. Un observador para estimar la corriente del inductor es implementado. En ambos casos, se presentan sus respectivos análisis de estabilidad y comparaciones experimentales con otros controladores de la literatura. Conclusiones finales son presentadas discutiendo el desempeño de los controladores presentados.

Abstract

A D.C.–D.C. power converter is a power electronics circuit that can change a direct current level to another direct current level. Traditionally this power converters are designed without considering the control signal saturation, this causes in practical cases the degradation of the desired performance of the power converter caused by physical limitations. This thesis work addresses with the analysis, design and implementation of D.C.–D.C. power converters considering the saturation of the control signal. A new saturated controller designed is presented to perform output voltage regulation in a boost power converter without measurements of the inductor current and the input source voltage. An observer for the inductor current and input source voltage is implemented. Also a new saturated controller designed to perform output voltage regulation in a buck power converter is presented implementing without inductor current measurements. An observer to estimate the inductor current is implemented. In both cases, their respective stability analysis and experimental comparison with other controllers of literature are presented. Final conclusions are presented discussing the performance of the presented controllers.

Contenido

1. Introducción	1
1.1. La electrónica de potencia	1
1.2. Convertidores de potencia	2
1.2.1. Convertidores de potencia por conmutación	3
1.3. Convertidores de potencia de C.D.	3
1.4. Revisión bibliográfica	5
1.5. Formulación del problema	10
1.6. Aportaciones	11
1.7. Objetivos	12
1.7.1. Objetivo general	12
1.7.2. Objetivos específicos	12
1.8. Contenido de la tesis	12
2. Fundamentos y modelado de convertidores de C.D.–C.D.	13
2.1. Modos de conducción.	13
2.1.1. Modo de conducción acotado	14
2.1.2. Modo de conducción discontinuo	14
2.1.3. Modo de conducción continua	15
2.2. Modelado por funciones de conmutación de un convertidor buck	16
2.3. Modelado por funciones de conmutación de un convertidor boost	19
2.4. Definiciones de potencia y energía	21
2.4.1. La potencia y energía en un convertidor de C.D.–C.D. como factores para determinar las ganancias de un controlador	22
3. Control de un convertidor boost con entrada restringida.	27
3.1. Objetivos de control	27
3.2. Contribuciones	28
3.3. Modelado del convertidor	28

3.4. Controlador propuesto	30
3.4.1. Controlador propuesto para voltaje de entrada y corriente de inductor desconocidos	33
3.4.2. Corolario	36
3.5. Resultados experimentales	37
3.6. Conclusiones	42
4. Control saturado con observador de corriente para un convertidor buck.	43
4.1. Objetivos de control	44
4.2. Contribuciones	44
4.3. Modelado del convertidor buck	44
4.4. Diseño del controlador	45
4.5. Observador propuesto	48
4.6. Control propuesto + observador	50
4.6.1. Corolario	55
4.7. Experimentos	57
4.7.1. Control del voltaje de salida fijo con cambio en la fuente de voltaje	58
4.7.2. Cambio del voltaje deseado con fuente de voltaje fija	63
4.7.3. Regulación del voltaje de salida con cambio en la carga	69
4.8. Conclusiones	73
5. Conclusiones.	75
5.0.1. Trabajo futuro	76
Referencias	98

Capítulo 1

Introducción

1.1. La electrónica de potencia

La energía eléctrica es el músculo de la industria mientras que la electrónica de potencia moderna hace de esta su utilización más inteligente y eficiente [1]. La energía eléctrica se utiliza en prácticamente todas las áreas de la sociedad, por lo tanto un uso eficiente de la energía se ha convertido en algo fundamental y su gestión es un punto esencial en el diseño de cualquier sistema en todos los campos de la ingeniería [2]. El objetivo de la electrónica de potencia es mejorar la calidad y utilización de la energía eléctrica, la cual es usada en diferentes niveles según los dispositivos disponibles, procesos y las tecnologías en cuestión [3]. En la electrónica de potencia se combinan el estudio de la potencia, la electrónica y el control de la siguiente forma:

- La potencia tiene que ver con el equipo estático y rotatorio para la generación, transmisión y distribución de energía.
- La electrónica tiene que ver con los dispositivos y circuitos de estado sólido para el procesamiento de señales que cumplan con los objetivos deseados en el control.
- El control tiene que ver con las características de estado estable y dinámicas de lazo cerrado de los convertidores de potencia y su potencia eléctrica [3], [4], [5].

La electrónica de potencia ha revolucionado el concepto de control de la potencia en la conversión de energía [3], entonces electrónica de potencia se puede definir como *“las aplicaciones de la electrónica para el control y conversión de la energía eléctrica basándose principalmente en la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia”*. En resumen, la electrónica de potencia es una tecnología habilitadora que reúne tres

tecnologías fundamentales: tecnología de dispositivos de semiconductores, tecnología de conversión de energía y tecnología de control de energía [6].

1.2. Convertidores de potencia

De manera general para poder ocomprender que es un convertidor de potencia, primero hay que pensar en dos cosas básicas: una carga y una fuente de voltaje. La fuente de voltaje provee energía que puede ser voltaje de corriente directa (C.D.) o de corriente alterna (C.A.) y la carga es un elemento que consume el voltaje. Por su parte el bloque intermedio entre estos dos elementos es el convertidor de potencia el cual recibe el voltaje de la fuente y lo transforma, regula y entrega a la carga (Figura 1.1).

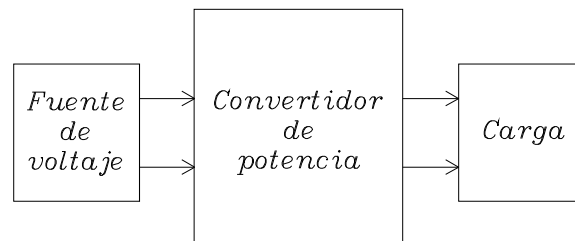


Figura 1.1: Diagrama general de un convertidor de potencia.

Hablando del impacto que ha tenido la electrónica de potencia sobre el área de control se puede mencionar que el desarrollo tanto de la tecnología de semiconductores de potencia como de microprocesadores y de computadoras en general ha logrado un gran impacto sobre las estrategias de control para los convertidores de potencia [2], [3], [4], [7]; lo cual abre la posibilidad a regular mejor la potencia eléctrica entregada, mejorar el rendimiento de la carga que consume esta potencia y posibles ahorros de energía proveniente de la fuente.

En los últimos años, los convertidores de conmutación se han vuelto muy populares debido a los recientes avances en la tecnología de semiconductores. Hoy en día, los dispositivos de conmutación están disponibles con velocidades de conmutación muy altas y capacidades de manejo de potencia muy altas. Es posible diseñar fuentes de alimentación de modo conmutado con una eficiencia superior al 90 % con bajo costo y tamaño relativamente pequeño y peso ligero [8].

1.2.1. Convertidores de potencia por conmutación

Para lograr el control de la potencia eléctrica, es necesaria la conversión de esta y que las características de conmutación de los dispositivos de potencia permitan esas conversiones.

Como se menciona en [1], [3], [4], [8] y [9], los circuitos conversores de potencia se pueden clasificar en términos de su descripción funcional y pueden desempeñar una o más de las siguientes funciones de conversión:

1. Rectificación (C.A.–C.D.).
2. Inversión (C.D.–C.A.).
3. Ciclo–conversión (C.A.–C.A. a diferentes frecuencias) ó controladores de C.A. (C.A.–C.A. a las mismas frecuencias).
4. Conversión (C.D.–C.D.).

El presente trabajo se centra únicamente en convertidores de C.D.–C.D. y a partir de este punto podrán ser referidos simplemente como convertidores de C.D.

1.3. Convertidores de potencia de C.D.

Un convertidor de C.D. se puede considerar como el equivalente a un transformador de C.A., con una relación de vueltas que varía en forma continua y que al igual que su análogo, se puede usar para aumentar o disminuir el voltaje de una fuente [3], [10].

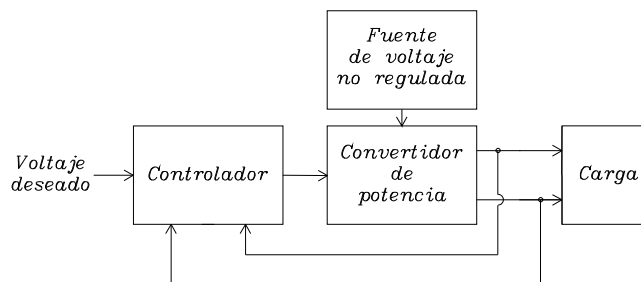


Figura 1.2: Diagrama general de control de un convertidor de potencia de C.D.

Los dispositivos de conmutación que se utilizan para procesar la energía de la entrada a la salida son semiconductores usados en configuración de interruptores. Como la entrada es de C.D. y proviene de una etapa posterior al filtrado, estos dispositivos normalmente

operan a frecuencias mucho más altas que la frecuencia de la línea, llegando a unos pocos cientos de kHz. Esta es la razón por la que estos circuitos convertidores de potencia se conocen como convertidores o reguladores de conmutación C.D.–C.D. de alta frecuencia. El término regulador se usa ya que la principal aplicación comercial del circuito es en sistemas que requieren un voltaje de salida de C.D. estable y regulado. Dependiendo de si se usa o no un transformador de salida, los convertidores de conmutación C.D.–C.D. de alta frecuencia se clasifican como aislados o no aislados [8].

Los convertidores C.D.–C.D. se utilizan en circuitos electrónicos de potencia para convertir un voltaje C.D. no regulado a un voltaje de salida C.D. regulado o variable. Estos circuitos dominan la industria de las fuentes de alimentación, como las fuentes de alimentación de modo conmutado (*switched mode power supplies* ó SMPS). En las aplicaciones de accionamiento de tracción de alta potencia, los convertidores C.D.–C.D. se conocen como interruptores [8]. Se usan también para el control de motores de C.D. que pueden ser usados como tracción en automóviles eléctricos, tranvías, grúas marinas, montacargas y elevadores [11], [12], [13], [14]. Proporcionan un control uniforme de aceleración, gran eficiencia y rápida respuesta. Se pueden usar en el frenado regenerativo de motores de C.D. para regresar la energía a la fuente, y esa propiedad permite ahorros de la misma en los sistemas de transporte que tienen frenados frecuentes. Se utilizan también en los reguladores de voltaje de C.D. y se usan en conjunto con un inductor para generar una corriente, en especial para el inversor de una fuente de corriente [2], [3], [4], [15]. Más recientemente su uso ha incrementado aún más en energías renovables y microrredes [16], [17], [18], [19].

Generalmente las entradas de estos convertidores son un voltaje no regulado el cual es obtenido por la rectificación de una línea de voltaje de corriente alterna o por una batería; por lo tanto es normal una fluctuación debido a cambios en las magnitudes del voltaje de la línea eléctrica o de los químicos y materiales en las baterías (figura 1.2). Los convertidores de C.D. utilizan un modo de conmutación el cual es usado para convertir una entrada no regulada de voltaje en una salida de voltaje regulado al nivel deseado. Como mencionan [4] y [8], los convertidores de potencia de C.D.–C.D. se pueden clasificar en:

- Convertidor elevador (boost).
- Convertidor reductor (buck).
- Convertidor reductor–elevador (buck–boost).
- Convertidor Ćuk.

- Convertidor SEPIC.
- Convertidor ZETA.

De los cuales, los convertidores buck y boost son las topologías básicas mientras que los otros son combinaciones o variantes de estos. El objetivo principal de estos convertidores es controlar el voltaje de salida para ser equivalente a un nivel deseado (regulación) aunque el voltaje de entrada y/o la carga de salida puedan variar. Para lograrlo, en estos convertidores se requiere una o más conmutaciones para transformar corriente directa de un nivel a otro. El nivel de salida es controlado por esta conmutación de estados y su tiempo de duración. Comúnmente se requiere una modulación por ancho de pulso PWM (*pulse width modulation* por sus siglas en inglés) donde se requiere una frecuencia constante y lo que varía es el tiempo de duración del interruptor en modo encendido. A esta variación en el tiempo de trabajo o encendido del interruptor se le conoce comúnmente como porcentaje de ciclo de trabajo (*duty cycle*).

El presente trabajo se centra únicamente en el control de convertidores de C.D.–C.D. boost y buck.

1.4. Revisión bibliográfica

A continuación se muestra una revisión bibliográfica de forma cronológica en el diseño de convertidores de potencia de C.D.:

- Middlebrook y Čuk (1976) inician el modelado de convertidores de potencia C.D. regulados por interruptores [20].
- R. Ortega et al. (1998) estudian los convertidores de potencia como sistemas Euler-Lagrange y proponen controladores basados en pasividad [21].
- En 2000, Lyshevski [22] propuso modelos matemáticos de cuarto orden para algunas combinaciones de convertidores de potencia acoplados a un motor de C.D. y, adicionalmente, diseñó controladores proporcionales-integrales (PI) clásicos para la regulación de la velocidad angular del motor.
- D. Karagiannis et. al (2003) presentan resultados de regulación de voltaje únicamente mediciones del voltaje de salida desconociendo el voltaje de entrada [23].
- En 2004, Linares-Flores y Sira-Ramírez [24] presentaron un diseño para controladores de velocidad angular suave para un sistema convertidor-motor, en el que la

efectividad de los controladores propuestos se verificó solo mediante simulaciones numéricas.

- En [25], Linares-Flores (2004) presentó un arrancador suave, basado en el enfoque de planitud diferencial (differential flatnes), para regular la velocidad de un motor de C.D. alimentado por un convertidor Buck. Este motor de arranque se diseñó a través de un modelo de segundo orden simplificado, que se obtiene al considerar que la inductancia del motor y la corriente del condensador en el convertidor son insignificantes.
- En [26], Linares-Flores (2004) se introdujo un control, implementado a través de un modulador $\sigma - \Delta$, para la tarea de seguimiento de la trayectoria de la velocidad angular, explotando las características del sistema combinado. Para lograr esto, emplearon el modelo matemático obtenido en [24].
- H. Sira-Ramirez y Silva Ortigoza (2006) introducen el modelado de circuitos de potencia conmutados como sistemas dinámicos controlados [10].
- En 2006, Linares-Flores [27] presentaron un controlador para la tarea de seguimiento de la trayectoria de la velocidad angular, basada en la planitud diferencial y un modelo de cuarto orden, para un sistema convertidor de potencia/motor. El controlador se implementó experimentalmente mediante el uso del PWM a través de tarjetas de adquisición de datos. Sin embargo, en ambas obras, no se incluyó ninguna validación experimental cuando aparecieron incertidumbres paramétricas en el sistema.
- En 2006, El Fadil y Giri [28], para atacar el problema de control de velocidad de un motor de corriente directa con un convertidor Buck, diseñaron un regulador basado en técnica de retroceso y un modelo de cuarto orden. Además, propusieron versiones adaptativas, no-adaptativas de los controladores. A través de simulaciones numéricas donde se usó el PWM, se mostró que la versión adaptable trata mejor con cambios de par de carga. Sin embargo, ni referencias suaves ni las incertidumbres paramétricas del sistema global eran considerados.
- Spinetti et al. (2009) presentan un análisis de estabilidad de un convertidor boost con un control basado en Lyapunov [29].
- Olalla et al. (2009) proponen un controlador H_∞ aplicado a convertidores C.D. con entradas saturadas [30].

- Ahmad et al. (2010) [31], presenta a través de simulaciones numéricas, una evaluación comparativa del rendimiento de un controlador PI de tipo lógica difusa y controladores LQR (*linear quadratic regulator* por sus siglas en inglés) para la tarea de seguimiento de la trayectoria de la velocidad angular de un motor de corriente continua alimentado por un convertidor Buck.
- En 2011, Sureshkumar y Ganeshkumar [32] compararon para el mismo sistema, a través de simulaciones numéricas, el rendimiento de ambos controladores PI y backstepping, asociados con la regulación de la velocidad angular del sistema mencionado anteriormente.
- Wu y Liu (2011) presentan controladores no lineales aplicados a convertidores C.D. [33].
- Tani y Camara, B.(2012) Dakyo presentan convertidores de potencia aplicados a vehículos híbridos [34].
- En contraste con los trabajos previos, en 2012 Bingol y Pacaci [35] presentaron un laboratorio virtual, para emular la tarea de velocidad angular, que incluyó un conjunto de entrenamientos en un controlador de redes neuronales para un motor de corriente continua alimentado por un convertidor Buck. Este conjunto permite que los parámetros del motor de corriente continua y del controlador se puedan cambiar, y permite observar la reacción del sistema bajo varias condiciones operacionales para ser monitoreadas por medios de una interfaz gráfica de usuario.
- En 2012 Chen, Ren, y Oliver, presentaron un controlador adaptativo por redes neuronales [36]. Sin embargo, su esquema al estar basado en la inversión de la función de saturación, sólo puede ser alcanzado localmente.
- Guzman–Guemez y Moreno–Valenzuela (2013) presentan un control saturado de un convertidor boost [37].
- En 2013, Sira-Ramírez y Oliver-Salazar [38] describieron una ley de control robusto basada en el control de rechazo de perturbaciones activas y control basado en la planeidad, teniendo en cuenta una carga desconocida variable en el tiempo para dos combinaciones de convertidores Buck y motores de corriente continua. Simulaciones numéricas mostraron la solidez de esta técnica para el control de velocidad angular del eje del motor.

- En 2013, Silva-Ortigoza et al. [39] introdujeron un control de dos etapas basado en planitud diferencial para el control de velocidad angular sin tomar en cuenta las mediciones de velocidad del sistema de convertidor-motor. Se mostró, a través de simulaciones numéricas que incluían un modulador $\Sigma - \Delta$, que la propuesta del esquema de control efectivamente proporciona robustez al seguimiento cuando las incertidumbres paramétricas relacionadas con el sistema aparecen. Además, importantes contribuciones relacionadas con la conexión de otros convertidores de potencia C.D. y motores de C.D. se reportaron en [27], [40], [41].
- Alexandridis y Konstantopoulos (2014) presentan un control P.I. de velocidad en un motor de C.D. excitado en serie. [42]
- Guzman-Guemez y Moreno-Valenzuela (2015) presentan evaluaciones experimentales en reguladores de voltaje para un convertidor boost saturado [43].
- Bonanno, Capizzi y Lo Sciuto (2015) presentan convertidores de potencia aplicados a sistemas fotovoltaicos [44].
- Silva-Ortigoza et al. (2015) presentan una aplicación del convertidor Buck como arrancador suave para un motor de C.D. basado en control jerárquico [45].
- Du, Lai, y Liu (2015), presentaron un método de control para obtener corriente constante en un convertidor boost [46].
- Benzaouia et. al (2016) presentan un método para colocación de polos con control saturado en un convertidor buck implementado en "hardware in the loop" [47]
- Konstantopoulos y Zhong (2016) presentan simulaciones de un controlador no lineal con capacidad limitadora de corriente, donde la estrategia de control ofrece una propiedad de protección inherente ya que la potencia del convertidor es limitada [48].
- En [49] Silva Ortigoza et. al (2017) presentan el modelado y la validación experimental de una nueva topología para el convertidor Buck. El objetivo principal de esta topología es lograr una rotación bidireccional en el eje del motor de C.D. mediante el uso de un convertidor de potencia C.D.-C.D. Como resultado de aplicar las leyes de corriente y voltaje de Kirchhoff, se obtiene el modelo matemático del sistema. Además, se presenta un análisis en estado estable del sistema. Mientras, la generación de la trayectoria de referencia asociada a los estados y controles del sistema (expresada en términos del convertidor de voltaje y la velocidad angular

del motor) se realiza a través de planiedad diferencial, que permite un control de seguimiento de trayectoria en bucle abierto. La validación experimental del modelo presentado aquí se lleva a cabo por medio de Matlab-Simulink, ControlDesk, y un DS1104 de dSPACE. Los resultados experimentales confirman la validez del modelo matemático, para el caso general, es decir, el seguimiento de trayectoria variable en el tiempo y no solo el caso de trayectorias constantes.

- Hyuk y Young (2017) presentan un controlador en cascada con observadores integrales–proporcionales para mantener el rendimiento deseable de regulación del voltaje de salida para un convertidor C.D.–C.D. sujeto a cambios en la carga, incertidumbres paramétricas y variaciones de voltaje de voltaje a la entrada [50].
- Más recientemente, Ma et al. (2018) presentan un controlador por modos deslizantes de segundo orden para un convertidor reductor [51]
- En [52] (2018) se presenta un controlador por retroalimentación con retardo de tiempo para regular el voltaje de salida de un convertidor reductor.
- En trabajo trata sobre el diseño de un esquema de control robusto y descentralizado basado en la pasividad para regular el voltaje de una microrred de CC a través de convertidores de refuerzo.
- M. Cucuzzella et al. (2019) presentan el diseño de un esquema de control robusto y descentralizado basado en la pasividad para regular el voltaje de una micro–red de C.D. a usando convertidores boost [53].

Como puede observarse en la revisión bibliográfica, el tema de convertidores de potencia de C.D.– C.D.sido investigado ampliamente y ha tenido una gran una evolución que sigue siendo un nicho para la investigación, análisis y diseño de nuevos controladores que tengan mejor desempeño con buenas características.

En esta revisión se pueden visualizar tres campos de estudio en la investigación de control para convertidores de potencia de C.D.:

- controladores para convertidores C.D.–C.D.
- controladores para convertidores C.D.–C.D. en cascada con otro sistema
- controladores saturados para convertidores C.D.–C.D.

donde el tema menos estudiado es la saturación en controladores para convertidores de potencia. El presente trabajo aporta estudios de este tema.

1.5. Formulación del problema

La mayoría de las aplicaciones que requieren regulación de corriente directa a corriente directa (C.D.–C.D.) usan un convertidor de potencia [6], por lo que existe una gran demanda en el mercado por convertidores más eficientes. Los convertidores de potencia son susceptibles a presentar comportamientos no lineales, lo cual no es deseable y debe ser evitado porque es perjudicial para su correcta y normal operación y puede llevar a inestabilidades [54]. Por lo tanto, refinar y mejorar las técnicas existentes de análisis puede llevar a un mejor desempeño de los convertidores de potencia [6].

Por otro lado, el ciclo de trabajo es la entrada de control del convertidor de potencia, el cual toma de manera ideal los valores entre cero y uno. De manera usual, la acción de control puede estar fuera de los límites admisibles de la señal PWM, lo cual es considerado como una saturación. Comúnmente esto no es tomado en cuenta para el análisis del sistema de control [55]. El fenómeno de saturación de entrada es una de las no linealidades más comunes en todos los sistemas físicos y es raramente considerada en el análisis y diseño de controladores para convertidores de potencia [56]. La razón es que la complejidad del análisis de estabilidad del sistema de lazo cerrado se incrementa considerablemente. Adicionalmente al problema de la saturación, las mediciones de corriente son ruidosas y el conocimiento impreciso del voltaje de alimentación complica más el problema de regulación de voltaje de salida del convertidor. Se puede observar también que el problema sobre los convertidores de potencia en la investigación de control no lineal con entrada saturada, da la posibilidad de mejorar el desempeño del convertidor para regular el voltaje a su salida, incluso el usar esta regulación de voltaje para controlar otro sistema en cascada [15], [37], [43].

Entonces puede plantearse la problemática de manera general y específica:

Problemática general

Regulación del voltaje de salida en convertidores de potencia de C.D.–C.D.

Problemática específica

- Se necesita optimizar los controladores para mejorar la regulación del voltaje de salida de los convertidores de potencia de C.D.–C.D.
- Se necesita diseñar controladores no lineales para mejorar la regulación de voltaje de los convertidores de C.D.–C.D.

- Se necesita mejorar el desempeño de los controladores de convertidores de potencia de C.D.–C.D., principalmente a incertidumbres en la fuente de voltaje de entrada ó a mediciones ruidosas de la corriente del inductor.

Con esta problemática presentada se formula la siguiente pregunta:

¿Cómo mejorar el desempeño de regulación de voltaje de salida en un convertidor de voltaje C.D.–C.D. a través de un controlador?

Hipótesis

La implementación de controladores no lineales que contemplen la saturación de la señal de control pueden mejorar el desempeño de los convertidores de potencia de C.D.-C.D. tanto en la regulación del voltaje a la salida como a incertidumbres en la fuente de voltaje de entrada ó a mediciones ruidosas de la corriente del inductor.

1.6. Aportaciones

El tema de control aplicado a convertidores de potencia no es nuevo, pero dado el avance de la ciencia, la tecnología y la sociedad en general, cada vez se ha hecho más importante y necesario poder regular la energía de diversos sistemas utilizados comúnmente de manera más eficiente, por lo cual el estudio de controladores de convertidores de potencia C.D.–C.D. es un tema moderno, actual y de mucha importancia. La aportación de este trabajo es diseñar controladores saturados para convertidores de potencia de C.D.–C.D. Si a esto se le suma que pocos han sido los estudios de estos controladores en la literatura revisada tomando en cuenta la entrada saturada, la propuesta se vuelve más original e importante. Adicional a estos puntos, pocos trabajos han presentado experimentos que validen de manera contundente los análisis. Por lo que las principales aportaciones de este trabajo son:

- La introducción y diseño de un nuevo controlador para un convertidor de potencia boost con entrada saturada implementando un observador para el voltaje de la fuente de entrada y la corriente de inductor para la regulación del voltaje de salida.
- La introducción de un nuevo controlador para un convertidor de potencia buck con entrada saturada implementando un observador para la corriente del inductor para la regulación del voltaje de salida.

- Realización de experimentos en los dos casos anteriores comparando resultados con otros controladores de la literatura.

Lo cual tiene más contundencia en la aportación del presente trabajo.

1.7. Objetivos

1.7.1. Objetivo general

Analizar, proponer e implementar en tiempo real controladores para convertidores de potencia con el propósito de satisfacer la regulación del voltaje de salida.

1.7.2. Objetivos específicos

- Analizar, diseñar y construir convertidores de potencia C.D.–C.D.
- Estudiar, diseñar e implementar controladores de convertidores de potencia C.D.–C.D.
- Estudiar, proponer, diseñar e implementar controladores de convertidores de potencia C.D.–C.D. con ciclo de trabajo saturado.

1.8. Contenido de la tesis

El presente trabajo se encuentra organizado de la siguiente forma:

El capítulo 2 presenta los fundamentos y modelado de convertidores de C.D.–C.D. por funciones de conmutación y establece las reglas en como son estudiados los convertidores de C.D. en este trabajo.

El capítulo 3 presenta un nuevo controlador saturado diseñado para realizar regulación del voltaje de salida en un convertidor boost implementando un observador para el voltaje de la fuente de entrada y corriente de inductor, su respectivo análisis de estabilidad y la comparación experimental con otro controlador de la literatura.

El capítulo 4 presenta un nuevo controlador saturado diseñado para realizar regulación del voltaje de salida en un convertidor buck implementando un observador para la corriente del inductor, su respectivo análisis de estabilidad y la comparación experimental con otro controlador de la literatura.

Finalmente en el capítulo 5 se presentan las conclusiones de este trabajo de tesis así como el posible trabajo futuro del mismo.

Capítulo 2

Fundamentos y modelado de convertidores de C.D.–C.D.

Para poder controlar un convertidor de potencia de C.D.–C.D. de manera general se necesita conocer lo siguiente:

- el voltaje de entrada,
- el voltaje de salida,
- la corriente del inductor.

Este último elemento es clave para el funcionamiento de los convertidores de potencia de C.D., por lo que conocer a fondo su comportamiento es de gran ayuda para entender el funcionamiento de cualquier convertidor de C.D.

2.1. Modos de conducción.

En los convertidores de C.D. el uso del inductor es importante pues su operación (la cual consiste en la carga de campo magnético y transferencia de este como corriente eléctrica) depende de la conmutación de los semiconductores, lo que lleva a una transferencia de energía del inductor a la resistencia de carga pasando por el capacitor.

Un inductor es un alambre o hilo de cobre esmaltado enrollado. Este enrollado es lo que comúnmente se llama devanado del inductor y corresponde al número de vueltas que ayudan a producir el campo magnético inducido por el paso de la corriente. Los inductores pueden contener diferentes tipos de núcleo, aunque para este estudio se utilizan inductores con núcleo de aire.

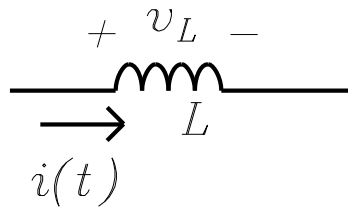


Figura 2.1: Símbolo de un inductor.

El voltaje v_L a través del inductor L se calcula como

$$v_L = L \frac{di}{dt}, \quad (2.1)$$

donde $i(t)$ es la corriente que circula a través del inductor. El sentido de la corriente eléctrica es definido al momento de modelar el circuito. La figura 2.1 muestra el símbolo de un inductor con el sentido de la corriente estándar. El comportamiento de la corriente del inductor puede variar dependiendo ciertas condiciones físicas y la aplicación.

Cabe mencionar que el análisis de la corriente del inductor en los diversos modos de conducción, es en estado estable. Los diferentes modos de conducción de la corriente en un inductor se describen a continuación.

2.1.1. Modo de conducción acotado

Nombrado BCM, *bounded conduction mode* por sus siglas en inglés. Cuando la corriente toca cero por un instante sin bajar de este valor y subiendo inmediatamente, se dice que el inductor está trabajando en modo de conducción acotado (Figura 2.2).

2.1.2. Modo de conducción discontinuo

Nombrado DCM, *discontinuous conduction mode* por sus siglas en inglés. A diferencia del modo de conducción acotado, el modo de conducción discontinuo se da cuando algunos valores de corriente a través del inductor i_L permanecen en cero durante algún tiempo considerable y después sube (Figura 2.3).

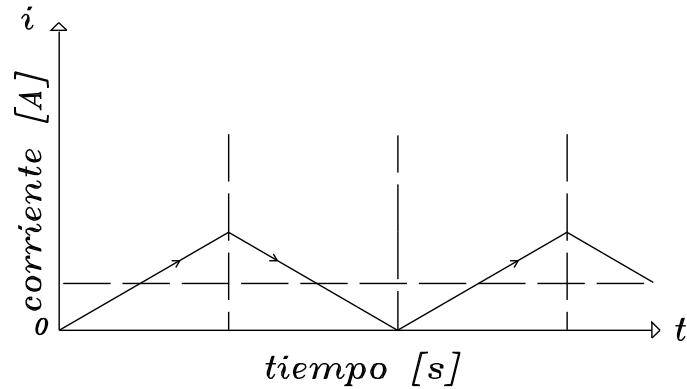


Figura 2.2: Corriente del inductor i_L en modo de conducción acotado.

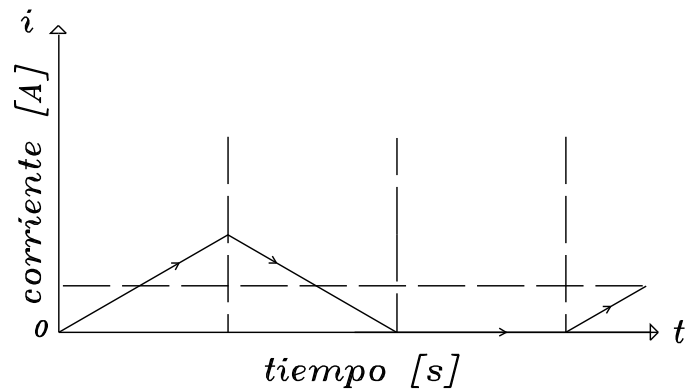


Figura 2.3: Corriente del inductor i_L en modo de conducción discontinua.

2.1.3. Modo de conducción continua

Nombrado CCM, *continuous conduction mode* por sus siglas en inglés. Durante el modo de conducción continua, la corriente del inductor en la transferencia de energía nunca alcanza el valor cero (Figura 2.4). Las ventajas del CCM son las siguientes:

- La ganancia de voltaje no es dependiente de la carga.
- La corriente de entrada es continua y no pulsante.
- El componente de rizo u ondulación de la corriente del inductor es más bajo que el componente promedio.
- Se puede lograr más eficiencia en comparación al DCM.

Este trabajo se centra en el estudio de convertidores de potencia C.D.–C.D. en modo de conducción continua.

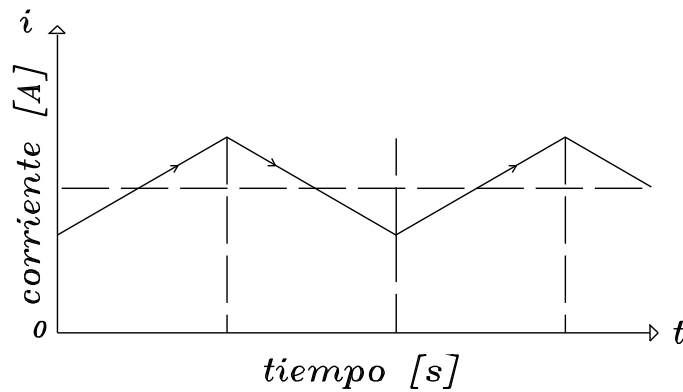


Figura 2.4: Corriente del inductor i_L en modo de conducción continua.

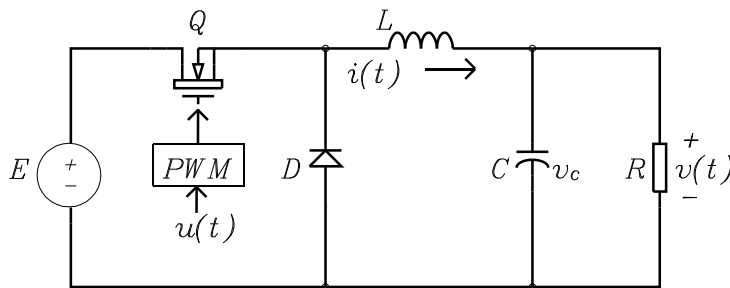


Figura 2.5: Diagrama estándar del convertidor reductor o buck.

2.2. Modelado por funciones de conmutación de un convertidor buck

El convertidor reductor también conocido como buck, reduce el voltaje de entrada de corriente directa de cierto valor a un voltaje de salida de corriente directa menor al del voltaje de entrada [57], [58]. El circuito estándar o general es el mostrado en la figura 2.5. Los componentes que forman al convertidor reductor son

- La fuente de alimentación E .
- El diodo D y el transistor Q que son los elementos semiconductores de conmutación.
- La señal de control $u(t)$ la cual es una señal analógica que mediante un circuito es convertida en una señal de modulado de ancho de pulso (PWM).
- El inductor L .
- El capacitor C .

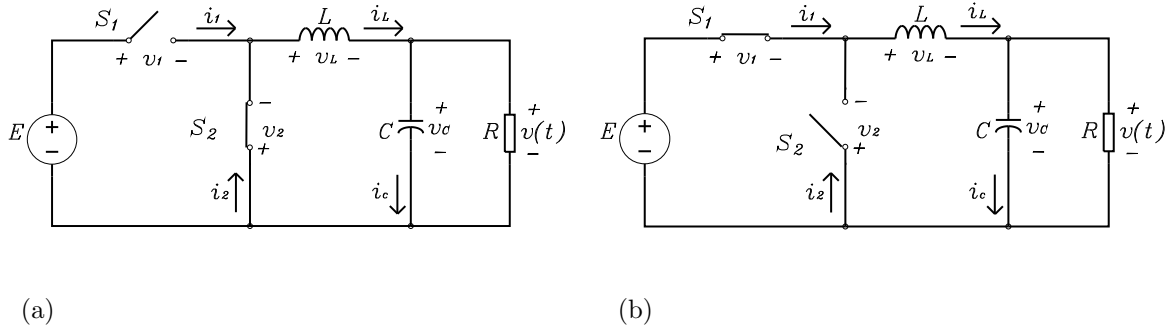


Figura 2.6: Circuito equivalente del convertidor buck en sus dos estados de conmutación. (a) Estado de conmutación $S_1 = 0, S_2 = 1$, (b) Estado de conmutación $S_1 = 1, S_2 = 0$

Tabla 2.1: Tabla de conmutación del convertidor reductor.

S_1	S_2	i_1	i_2	v_1	v_2
0	1	0	i	E	0
1	0	i	0	0	$-E$

- La carga R que aunque no forma parte del convertidor, se integra como parte del modelo.

El encendido y apagado a cierta frecuencia de conmutación del transistor Q es la base del funcionamiento del convertidor. Debido a su conexión, el diodo D se polariza directamente al estar apagado el transistor Q y se polariza inversamente al estar encendido el transistor Q , es decir, el funcionamiento de D y Q es complementario.

Establecido lo anterior, se redibuja el diagrama del convertidor reductor con los semiconductores representados como interruptores, donde las polaridades de los voltajes y corrientes son establecidos. El transistor Q es sustituido por la variable S_1 y el diodo D es sustituido por la variable S_2 , y en los dos casos, sus símbolos sustituidos por interruptores que funcionan de manera complementaria, como puede observarse en la figura 2.6. Posteriormente se realiza la tabla de conmutación donde mediante el análisis del circuito en cada conmutación se definen los estados mostrados en la tabla 2.1.

Sustituyendo la variable S_1 por una única señal de control conmutada S , y usando los valores de la tabla 2.1, se obtienen las ecuaciones (2.2)–(2.3):

$$i_1 = Si, \quad (2.2)$$

$$V_2 = -SE, \quad (2.3)$$

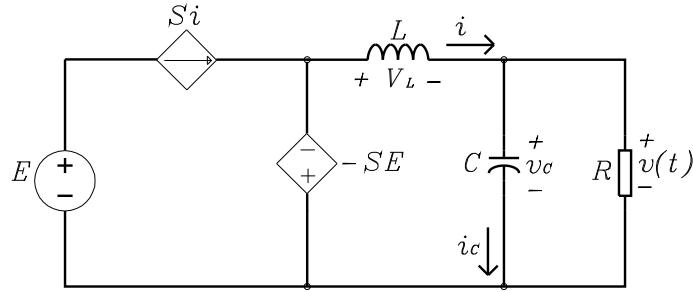


Figura 2.7: Circuito equivalente con fuentes dependientes del convertidor reductor.

las cuales representan una fuente de corriente dependiente y una fuente de voltaje dependiente respectivamente.

Usando las ecuaciones (2.2)–(2.3), se redibuja el circuito del convertidor como se muestra en la figura 2.7. Del circuito equivalente mostrado en la figura 2.7, se realiza el análisis mediante leyes de Kirchoff, resultando

$$\frac{di}{dt} = -\frac{1}{L}v + \frac{1}{L}SE, \quad (2.4)$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{1}{C}i - \frac{1}{RV}v, \quad (2.5)$$

lo que describe la dinámica de la corriente del inductor L y del voltaje del capacitor C al conmutarse la señal de control S . Las ecuaciones (2.4)–(2.5) representan el modelo del convertidor buck comúnmente llamado *modelo de conmutación* y donde se hace énfasis en la naturaleza binaria de la posición del interruptor S usando la relación $S \in \{0, 1\}$.

Como se mencionó en la sección anterior, este análisis se realiza asumiendo el modo de conducción continua, y el sistema en estado estable. Estas suposiciones definen el comportamiento del voltaje $v(t)$ y la corriente $i(t)$ como variables promediadas y los parámetros C y L como constantes, por lo que el modelo promediado finalmente queda representado de manera similar al modelo (2.4)–(2.5), pero renombrando la señal de control S como u , la cual es una función suficientemente suave que toma valores en el intervalo $[0, 1]$. Finalmente el modelo del convertidor reductor queda definido como

$$L \frac{di}{dt} = -v + uE, \quad (2.6)$$

$$C \frac{dv}{dt} = i - \frac{v}{R}. \quad (2.7)$$

Para más referencias del modelo promediado consultar [3], [10], [58].

2.3. Modelado por funciones de conmutación de un convertidor boost

El convertidor boost, también conocido como convertidor elevador, produce un voltaje de salida igual o mayor que su voltaje de alimentación de entrada aunque su corriente de salida es menor [58]. Su aplicación normalmente es en fuentes de voltaje reguladas de C.D., en el control de velocidad de motores y en energías renovables.

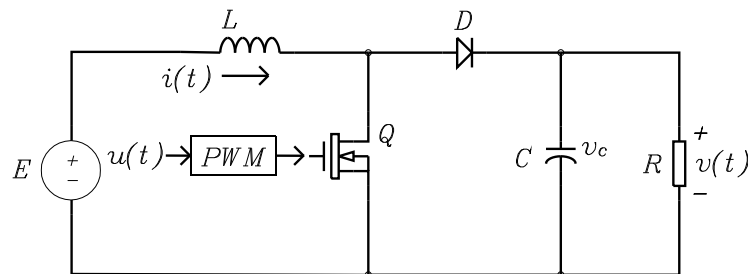


Figura 2.8: Diagrama estándar del convertidor elevador o boost.

El circuito del convertidor boost es presentado en la figura 2.8, donde puede observarse los siguientes componentes que lo conforman:

- La fuente de alimentación E .
- El diodo D y el transistor Q que son los elementos semiconductores de conmutación.
- La señal de control $u(t)$ la cual es una señal analógica que mediante un circuito es convertida en una señal de modulado de ancho de pulso (PWM).
- El inductor L .
- El capacitor C .
- La carga R que, aunque no forma parte del convertidor, se integra como parte del modelo.

Al igual que en los demás convertidores, en el convertidor boost el encendido y apagado a una frecuencia de conmutación dada en el transistor Q es la base del funcionamiento del convertidor. El funcionamiento de D y Q es complementario.

Como se explicó en la sección anterior, el procedimiento de modelado se inicia dibujando el circuito equivalente del convertidor utilizando interruptores en lugar de los dispositivos semiconductores, donde las polaridades de los voltajes y las direcciones de las

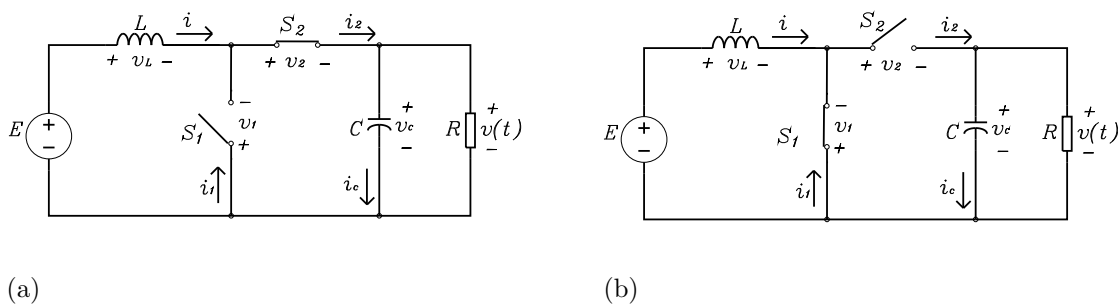


Figura 2.9: Circuito equivalente del convertidor elevador o boost en sus dos estados de conmutación. (a) Estado de conmutación $S_1 = 0$, $S_2 = 1$, (b) Estado de conmutación $S_1 = 1$, $S_2 = 0$

Tabla 2.2: Tabla de conmutación del convertidor elevador boost.

S_1	S_2	i_1	i_2	v_1	v_2
0	1	0	i	v	0
1	0	i	0	0	$-v$

corrientes en cada elemento del circuito son establecidas al momento de hacer el análisis. El circuito equivalente en sus dos estados de conmutación es mostrado en la figura 2.9.

A continuación, se sustituyen los componentes semiconductores por las siguientes funciones de conmutación:

$$Q = S_1,$$

$$D = S_2,$$

donde S_1 y S_2 son funciones binarias y complementarias. Posteriormente se realiza la tabla de conmutación donde mediante el análisis del circuito en cada conmutación se definen los estados mostrados en la tabla 2.2.

Sustituyendo la variable S_1 por S y usando los valores de la tabla 2.2, se obtiene

$$i_1 = Si, \quad (2.8)$$

$$V_2 = -Sv. \quad (2.9)$$

Las ecuaciones (2.8)–(2.9) representan una fuente de corriente dependiente y una fuente de voltaje dependiente, respectivamente. Usando las ecuaciones (2.8)–(2.9) se reconfigura el circuito del convertidor como se muestra en la figura 2.10.

Del circuito equivalente mostrado en la figura 2.10, se realiza el análisis mediante leyes de Kirchoff. De este análisis, se obtienen ecuaciones que describen la dinámica de la

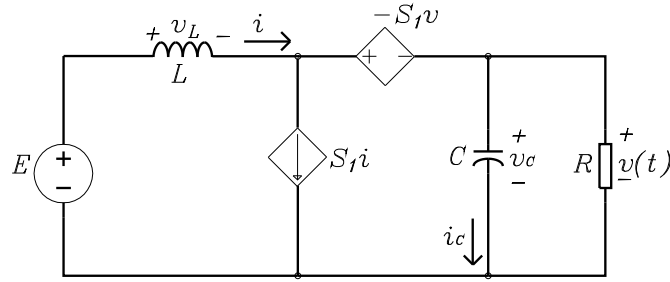


Figura 2.10: Circuito equivalente con fuentes dependientes del convertidor elevador.

corriente del inductor L y del voltaje del capacitor C , dadas por

$$\frac{di}{dt} = -\frac{1}{L}E - (1 - S)\frac{1}{L}v, \quad (2.10)$$

$$\frac{dv}{dt} = (1 - S)\frac{1}{C}i - \frac{1}{RC}v. \quad (2.11)$$

Como se mencionó en secciones anteriores, este análisis es realizado asumiendo el modo de conducción continua, y el sistema en estado estable. Estas suposiciones definen el comportamiento del voltaje $v(t)$ y la corriente $i(t)$ como variables promediadas y los parámetros C y L como constantes, por lo que el modelo promediado finalmente queda representado de manera similar al modelo (2.10)–(2.11), pero renombrando la señal de control S como $u(t)$, la cual es una función suave que toma valores en el intervalo $[0, 1]$.

Finalmente el modelo del convertidor reductor queda definido como

$$L\frac{di}{dt} = -(1 - u)v + E, \quad (2.12)$$

$$C\frac{dv}{dt} = (1 - u)i - \frac{v}{R}. \quad (2.13)$$

Para más referencias del modelo promediado consultar [3], [10], [58].

2.4. Definiciones de potencia y energía

La potencia eléctrica se define como la proporción de energía entregada o recibida de un circuito a otro. Su unidad de medida es el Joule por segundo [J/s] aunque comúnmente se usa su equivalente, el Watt [W]. Su expresión matemática es definida como

$$p = \frac{dw}{dt}, \quad (2.14)$$

donde $p(t)$ es la potencia en Watts [W], $w(t)$ es la energía en Joules [J] y t es el tiempo en segundos [s]. De manera general, la potencia eléctrica total $p(t)$ puede escribirse como

$$p = vi,$$

donde puede observarse que la potencia asociada a cualquier elemento de algún circuito es el producto del voltaje $v(t)$ y la corriente $i(t)$ a través de ese elemento [59].

Por otro lado, la energía se define como la capacidad para realizar un trabajo y su unidad es el joule [J] [60]. De la ecuación (2.14), la expresión de energía puede escribirse entonces como

$$dw = pdt,$$

y en una ventana de tiempo entre t_0 y t , la cantidad total de energía puede ser calculada como

$$w = \int_{t_0}^t pdt. \quad (2.15)$$

De manera práctica y comercial, la energía entregada en términos de consumo es expresada como kilowatt–hora [kWh]. Un kilowatt–hora es definido entonces como la potencia eléctrica de kW consumida en una hora, lo cual puede expresarse como

$$e = pT, \quad (2.16)$$

donde $e(t)$ es la energía eléctrica en kWh , p es la potencia eléctrica en kW y T es el tiempo en horas [59], [61].

2.4.1. La potencia y energía en un convertidor de C.D.–C.D. como factores para determinar las ganancias de un controlador

El presente trabajo propone esquemas de control para convertidores de potencia C.D.–C.D. que buscan cumplir la tarea de regulación. Para comprobar la eficiencia y desempeño de los controladores diseñados en este trabajo de tesis, se realiza una comparación con controladores existentes en la literatura diseñados para la misma tarea de regulación.

Para poder comprobar que esta comparación es justa, además de cubrir las tareas de control, se presenta de cada esquema controlador–convertidor, la potencia y energía correspondiente. Esto con la finalidad de determinar el desempeño de cada esquema y así poder comprobar que la elección de las ganancias es justa.

Simulación de un controlador PI y un convertidor buck para medir los efectos de la potencia y la energía

La siguiente simulación se realizó con un convertidor reductor (buck) usando los parámetros mostrados en la tabla 2.3.

Tabla 2.3: Parámetros del convertidor buck.

Símbolo	Valor	Unidad
L	5	[mH]
C	1000	[μ F]
R	64.25	[Ω]
E	10	[V]
v_d	9	[V]

Para el control del convertidor, se implementó un controlador proporcional-integral con retroalimentación de voltaje. La ganancia proporcional se sintonizó en el rango

$$20 \leq k_p \leq 70,$$

y la ganancia integral se sintonizó en

$$k_i = 0.0001.$$

El propósito de variar la ganancia proporcional es observar el comportamiento del voltaje de salida, la señal de control, la potencia y la energía consumida en el convertidor reductor con el mismo controlador sintonizado diferente.

Como puede observarse en las figuras (2.11)–(2.13) los valores del voltaje de salida, señal de control y de la potencia de salida son muy similares en el rango de valores de la ganancia proporcional k_p , con variaciones de milésimas de unidades en los 3 casos.

En cambio, los consumos de energía como pueden observarse en la figura (2.14) son muy diferentes entre si. Este comportamiento demuestra que a pesar de que el comportamiento de algunas variables como el voltaje de salida del convertidor y la misma potencia sean similares, el parámetro a observar al momento de comparar controladores, debe ser la energía.

El hecho de que la energía de salida sea similar pone en igualdad de circunstancias a los controladores evaluados, ya que no se exige a que alguno genere más ó menos energía y por lo tanto se acelere su tiempo de asentamiento y respuesta, lo cual es una forma de

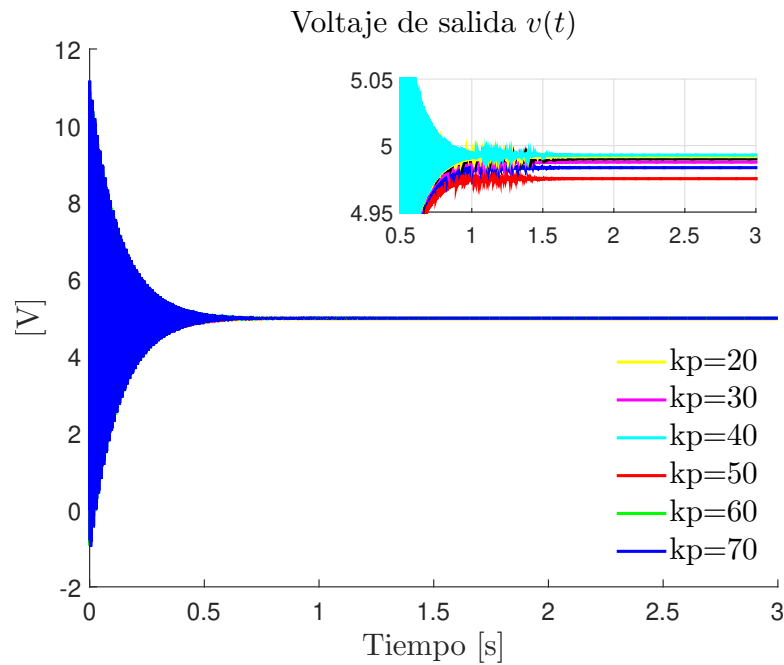


Figura 2.11: Voltajes de salida del convertidor buck con control PI variando su ganancia k_p .

poder validar la comparación de los esquemas de control en los experimentos.

Incluso si el objetivo de control es logrado en menor tiempo y con menos kWh (menos energía), implicaría una mejora adicional del controlador.

Este análisis puede extenderse para hablar de variables económicas que, en la práctica puede ser determinante para la elección de algún esquema controlador–convertidor específico tanto por su desempeño en campo, como por cuestiones energético–económicas.

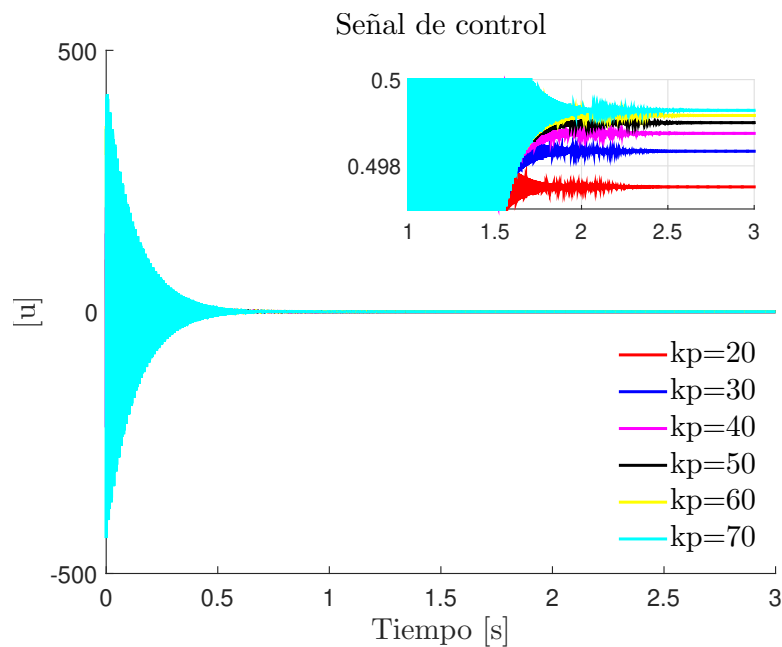


Figura 2.12: Señal u del controlador PI variando su ganancia k_p .

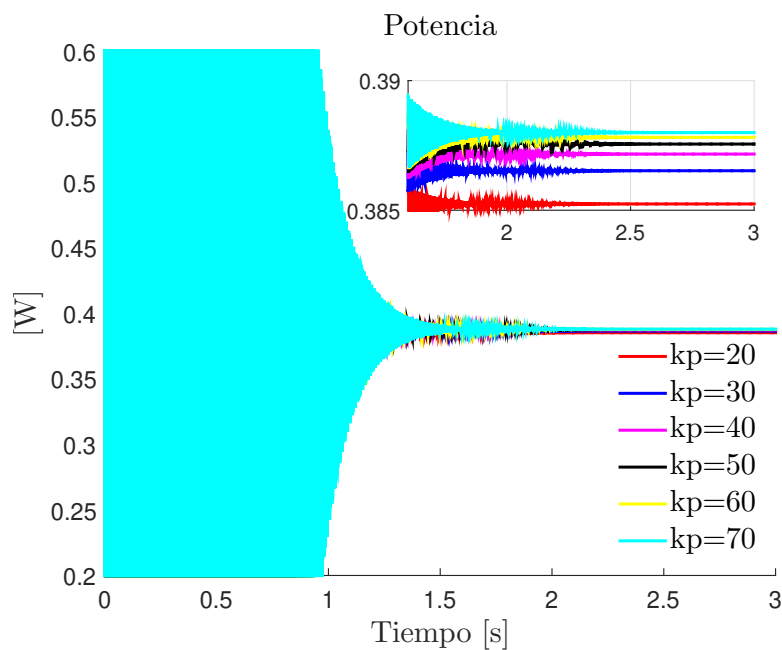


Figura 2.13: Potencia consumida del convertidor buck con control PI variando su ganancia k_p .

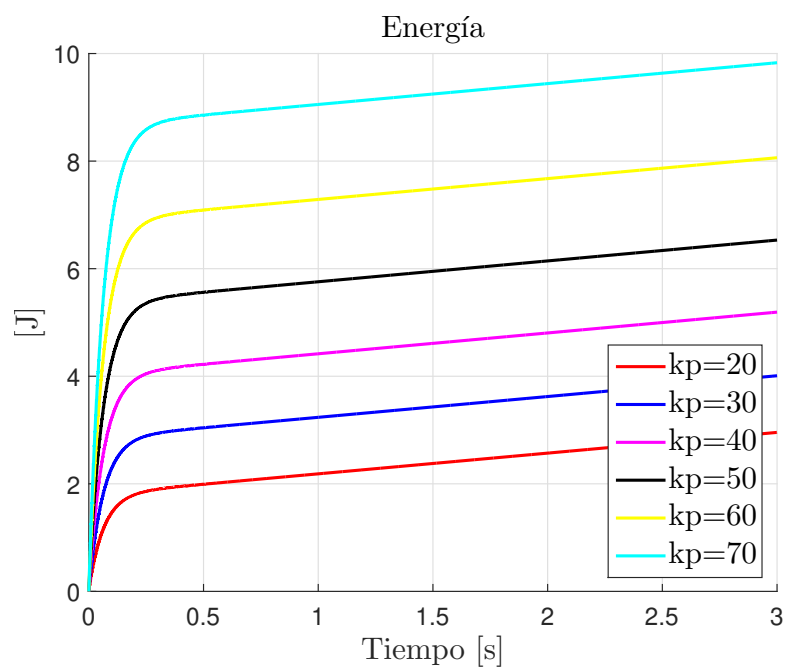


Figura 2.14: Energía consumida del convertidor buck con control PI variando su ganancia k_p .

Capítulo 3

Control de un convertidor boost con entrada restringida.

Comúnmente el voltaje de entrada necesario en muchos sistemas eléctricos y electrónicos es más grande que el voltaje de la fuente de entrada, por ejemplo, en sistemas alimentados por baterías. Una de las soluciones convencionales a este problema es el uso de un convertidor de potencia en su configuración elevadora comúnmente conocido como convertidor boost. Usualmente el porcentaje del ciclo de trabajo es la entrada del control del convertidor de potencia, el cual puede tomar los valores $[0, 1)$ y sus restricciones son raramente tomadas en cuenta para el diseño del sistema de control. La razón es el aumento de la complejidad del análisis de estabilidad del sistema en lazo cerrado. Para poder proveer robustez y compensar variaciones desconocidas en la carga, en el voltaje de la fuente y disturbios no modelables, muchos algoritmos de control son diseñados para lograr regulación de voltaje a la salida del convertidor.

3.1. Objetivos de control

- Tomar en cuenta los límites definidos del porcentaje del ciclo de trabajo en el diseño del controlador.
- Tomar en cuenta componentes parásitos para el diseño de un mejor controlador.
- Realizar regulación del voltaje de salida.
- Probar la convergencia asintótica del error de voltaje de salida a pesar de que el sistema está afectado por la saturación de entrada.

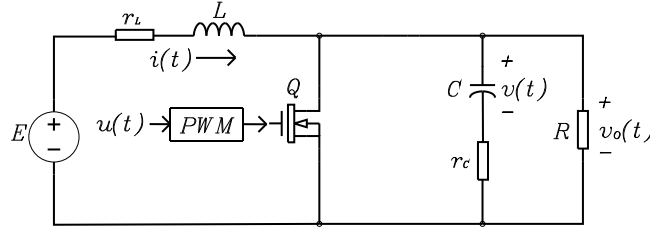


Figura 3.1: Circuito del convertidor boost con resistencias parásitas r_L y r_C .

3.2. Contribuciones

- Se propuso un nuevo controlador para un convertidor de potencia boost con entrada restringida (saturada).
- Implementación de un observador para el voltaje de la fuente de entrada y la corriente de inductor.
- Validación de los resultados teóricos por medio de experimentos en tiempo real.

3.3. Modelado del convertidor

El modelo usado es el correspondiente al circuito de la figura 3.1 el cual considera resistencias parásitas tanto en el inductor como en el capacitor. Esta última resistencia disipa el voltaje en la carga y descarga del capacitor. Los valores nominales de estas resistencias parásitas se asumen conocidas. El modelo matemático del sistema con resistencias parásitas es presentado en [21] y está dado por

$$L \frac{di}{dt} = - \left[r_L + [1 - u]^2 \frac{r_C R}{r_C + R} \right] i - [1 - u] \frac{R}{r_C + R} v + E, \quad (3.1)$$

$$C \frac{dv}{dt} = [1 - u] \frac{R}{r_C + R} i - \frac{1}{r_C + R} v, \quad (3.2)$$

donde $u(t)$ es una señal de control continua que representa al porcentaje de ciclo de trabajo del circuito modulador que controla al MOSFET, E representa el voltaje de la fuente, $i(t)$ representa la corriente a través del inductor L , $v(t)$ es el voltaje a través del capacitor C y finalmente r_L , r_C y R representan la resistencia del inductor, capacitor y de carga respectivamente.

El voltaje de salida está dado por

$$v_o = \frac{R}{r_C + R}v + [1 - u]\frac{r_C R}{r_C + R}i. \quad (3.3)$$

El punto de equilibrio del sistema descrito por las ecuaciones (3.1)-(3.2), asumiendo un porcentaje de ciclo de trabajo constante es

$$u(t) = 1 - D^*, \quad (3.4)$$

el cual satisface

$$0 = - \left[r_L + D^{*2} \frac{r_C R}{r_C + R} \right] i_d - D^* \frac{R}{r_C + R} v_d + E, \quad (3.5)$$

$$0 = D^* \frac{R}{r_C + R} i_d - \frac{1}{r_C + R} v_d, \quad (3.6)$$

y que tienen como solución

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{v_d}{D^* R}, \\ v_d &= \frac{D^* R E}{r_L + D^{*2} R}. \end{aligned} \quad (3.7)$$

Dado que v_d es un parámetro independiente, la ecuación (3.7) puede ser resuelta para D^* , que es el complemento del ciclo de trabajo. Por lo tanto

$$D^* = D_1^* \text{ ó } D_2^*,$$

donde

$$D_1^* = \frac{RE + \sqrt{[RE]^2 - 4Rv_d^2 r_L}}{2Rv_d}, \quad (3.8)$$

$$D_2^* = \frac{RE - \sqrt{[RE]^2 - 4Rv_d^2 r_L}}{2Rv_d}, \quad (3.9)$$

son las raíces de D^* y v_d es el voltaje de capacitor deseado. La solución utilizada $D^* = D_1^*$ es la considerada en este trabajo. Una observación importante es que en el punto de operación $i = i_d$ y $v = v_d$, donde el voltaje de salida $v_o = v_d$, lo cual puede ser confirmado a partir de la definición de v_o en la ecuación (3.3), por lo tanto, v_d indica el voltaje de salida deseado. En general, se puede decir que D^* es una función de la resistencia de carga

R , tensión de entrada E , la tensión deseada v_d y la resistencia del inductor R , es decir,

$$D^*(R, E, v_d, r_L).$$

En la práctica, el porcentaje de ciclo de trabajo $u(t)$ debe satisfacer la restricción

$$0 < u(t) < 1, \forall t \geq 0, \quad (3.10)$$

por lo que el punto de equilibrio de la ecuación (3.4) también debe satisfacer

$$0 < 1 - D^*(R, E, v_d, r_L) < 1, \quad (3.11)$$

esto significa que para parámetros fijos R, E , y r_L , el valor deseado v_d debe seleccionarse de tal manera que la ecuación (3.8) satisfaga la restricción (3.11), lo cual siempre está garantizada para

$$v_d > \frac{R}{R + r_L} E. \quad (3.12)$$

El objetivo de control consiste en la especificación de la salida deseada v_d que satisfaga la condición (3.12) y el diseño de una ley de control $u(t)$ que satisfaga la restricción (3.10) tal que el voltaje de salida $v_o(t)$ en la ecuación (3.3) logre que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} v_o(t) = v_d, \quad (3.13)$$

mientras que la corriente del inductor $i(t)$ y la tensión del condensador $v(t)$ permanecen delimitadas para todo tiempo $t \geq 0$.

3.4. Controlador propuesto

Primeramente se define la función de saturación como

$$\text{sat}(\bar{u}) = \begin{cases} u_{\text{máx}}, & \text{para } \bar{u} > u_{\text{máx}}, \\ \bar{u}, & \text{para } u_{\text{mín}} \leq \bar{u} \leq u_{\text{máx}}, \\ u_{\text{mín}}, & \text{para } \bar{u} < u_{\text{mín}}, \end{cases} \quad (3.14)$$

Dado que

$$0 < u_{\text{mín}} < D^* < u_{\text{máx}} \leq 1,$$

satisfecha, entonces

$$\text{sat}(D^*) = D^*.$$

El controlador propuesto está dado por

$$u = 1 - \text{sat}(D^* + \phi), \quad (3.15)$$

$$\dot{\phi} = \gamma[v_d e_i - i_d e_v] - \gamma k_{aw}[\text{sat}(D^* + \phi) - D^*], \quad (3.16)$$

donde γ y k_{aw} son constantes estrictamente positivas y ϕ es una variable del controlador. Los errores quedan definidos como

$$e_i = i - i_d, \quad (3.17)$$

$$e_v = v - v_d, \quad (3.18)$$

los cuales denotan el error de corriente de inductor y el error de voltaje de capacitor, respectivamente. La definición de la función de saturación en la ecuación (3.14) permite garantizar que $u(t)$ realmente satisface la ecuación (3.10), es decir,

$$1 - u_{\text{máx}} \leq u(t) \leq 1 - u_{\text{mín}},$$

de modo que

$$0 \leq 1 - u_{\text{máx}} < D^* < 1 - u_{\text{mín}} < 1.$$

Ahora se define la función

$$\delta = \bar{u} - \text{sat}(\bar{u}), \quad (3.19)$$

en donde

$$\bar{u} = D^* + \phi, \quad (3.20)$$

y sustituyendo la acción de control dada en la ecuación (3.15) en las ecuaciones del convertidor boost (3.1)-(3.2), la dinámica del error se puede escribir como

$$\begin{aligned} L \frac{de_i}{dt} &= \delta \frac{R}{r_C + R} v - [r_L + \text{sat}(u)^2 \frac{r_C R}{r_C + R}] e_i - r_L i_d - \text{sat}(u)^2 \frac{r_C R}{r_C + R} i_d \\ &\quad + D^{*2} \frac{r_C R}{r_C + R} i_d - D^* \frac{r_C R}{r_C + R} i_d + E \\ &\quad - [[D^* + \phi] e_v + v_d \phi + D^* v_d] \frac{R}{r_C + R}, \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned} C \frac{de_v}{dt} &= -\delta \frac{R}{r_C + R} i - \frac{e_v}{r_C + R} - \frac{v_d}{r_C + R} + [D^* + \phi] \frac{R}{r_C + R} e_i \\ &\quad + \phi \frac{R}{r_C + R} i_d + D^* \frac{R}{r_C + R} i_d, \end{aligned} \quad (3.22)$$

con δ en la ecuación (3.19). Cabe señalar que

$$0 = -r_L - D^* \frac{r_C R}{r_C + R} i_d + E - D^* v_d \frac{R}{r_C + R}, \quad (3.23)$$

$$0 = D^* \frac{R}{r_C + R} i_d - \frac{v_d}{r_C + R}, \quad (3.24)$$

corresponden a las ecuaciones (3.1)–(3.2) del convertidor boost evaluado en el punto de operación $i = i_d$, $v = v_d$ y $u = 1 - D^*$. Usando las ecuaciones (3.23)–(3.24) en las ecuaciones (3.21)–(3.22), el sistema de lazo cerrado se puede escribir como

$$\begin{aligned} L \frac{de_i}{dt} &= \delta \frac{R}{r_C + R} v - [r_L + \text{sat}(\bar{u})^2 \frac{r_C R}{r_C + R}] e_i + [D^{*2} - \text{sat}(\bar{u})^2] \frac{r_C R}{r_C + R} i_d \\ &\quad - [D^* + \phi] e_v \frac{R}{r_C + R} - v_d \phi \frac{R}{r_C + R}, \end{aligned} \quad (3.25)$$

$$C \frac{de_v}{dt} = [D^* + \phi] \frac{R}{r_C + R} e_i + \phi \frac{R}{r_C + R} i_d - \frac{e_v}{r_C + R} - \delta \frac{R}{r_C + R} i, \quad (3.26)$$

$$\frac{d}{dt} \phi = \gamma [v_d e_i - i_d e_v] - \gamma k_{aw} [\text{sat}(D^* + \phi) - D^*]. \quad (3.27)$$

Es posible mostrar que el origen del espacio de estados, dado por

$$\begin{bmatrix} e_i \\ e_v \\ \phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^3,$$

es un punto de equilibrio del sistema de lazo cerrado (3.25)–(3.27).

Para demostrar la estabilidad global del origen de espacio de estados se propone la función candidata de Lyapunov:

$$\mathcal{W}(e_i, e_v, \phi) = \frac{L}{2} e_i^2 + \frac{C}{2} e_v^2 + \gamma^{-1} \frac{R}{r_C + R} \mathcal{U}(\phi), \quad (3.28)$$

con $\gamma > 0$ y $\mathcal{U}(\phi)$ definida por

$$\mathcal{U}(\phi) = \frac{\phi^2}{2} - \int_0^\phi \delta(\bar{u}) d\phi. \quad (3.29)$$

La función \mathcal{W} en la ecuación (3.28) es definida positiva globalmente. Nótese que la función $\mathcal{U}(\phi)$ es positiva definida. Después de manipulación algebraica se puede obtener el límite

superior de \dot{W} , el cual es dado por

$$\dot{W} \leq - \begin{bmatrix} |e_i| \\ |\phi - \delta| \end{bmatrix}^T Q \begin{bmatrix} |e_i| \\ |\phi - \delta| \end{bmatrix} - \frac{|e_v|^2}{r_C + R}, \quad (3.30)$$

con

$$Q = \begin{bmatrix} r_L + u_{\min}^2 \frac{r_C R}{r_C + R} & -\frac{1}{2}[3D^* + u_{\max}] \frac{r_C R}{r_C + R} i_d \\ -\frac{1}{2}[3D^* + u_{\max}] \frac{r_C R}{r_C + R} i_d & k_{aw} \end{bmatrix}.$$

Debido a que la matriz Q es definida positiva, entonces (3.30) es globalmente negativa definida. Por lo tanto, existen condiciones suficientes para asegurar que el origen del espacio del sistema de lazo cerrado dado en las ecuaciones (3.25)-(3.27) es estable globalmente y uniformemente asintótico, véase como ejemplo [62], [63], lo cual también implica que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \begin{bmatrix} e_i(t) \\ e_v(t) \\ \phi(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3.31)$$

para toda condición inicial $[e_i(0) \ e_v(0) \ \phi(0)]^T \in \mathbb{R}^3$.

3.4.1. Controlador propuesto para voltaje de entrada y corriente de inductor desconocidos

El controlador propuesto dado en las ecuaciones (3.15)–(3.16) asume que todos los parámetros son conocidos, lo cual en la práctica esto no siempre es posible. Para agregar robustez a las propiedades del controlador se propone uno nuevo considerando $\hat{E}(t)$ y $\hat{i}(t)$, como estimaciones del voltaje de entrada E y de la corriente de inductor $i(t)$. Se propone el nuevo controlador dado en las ecuaciones (3.15)–(3.16) escrito en términos de las señales $\hat{E}(t)$ y $\hat{i}(t)$ dado por

$$u = 1 - \text{sat}(\hat{D}^* + \phi), \quad (3.32)$$

$$\dot{\phi} = \gamma[v_d[\hat{i} - i_d^*] - i_d^* e_v] - \gamma k_{aw}[\text{sat}(\hat{D}^* + \phi) - \hat{D}^*], \quad (3.33)$$

donde

$$\hat{D}^* = \hat{D}_1^* = \frac{R\hat{E} + \sqrt{[R\hat{E}]^2 - 4Rv_d^2 r_L}}{2Rv_d},$$

e

$$i_d^* = \frac{v_d^2}{\hat{E}R},$$

son el complemento del porcentaje de ciclo de trabajo estimado y la corriente estimada deseada, respectivamente. Para evitar la singularidad, se asume que $\hat{E}(t) > 0$ y $[R\hat{E}(t)]^2 - 4Rv_d^2r_L > 0$ para todo $t \geq 0$. Se define la variable

$$z = \begin{bmatrix} \tilde{E} \\ \tilde{i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{E} \\ \hat{i} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} E \\ i \end{bmatrix}, \quad (3.34)$$

la cual denota el error de observación. Tomando en cuenta el trabajo de Karagiannis [23], el cual es nombrado en este trabajo como controlador KAO, se realizó una implementación experimental para comparación con el controlador propuesto. Este controlador [23] resuelve el problema de robustez en la regulación de voltaje para un convertidor boost con parámetros parciales e información de los estados, el cual está dado por

$$u = 1 - \text{sat} \left(\frac{\hat{E}}{v_d} \right), \quad (3.35)$$

donde la entrada de control y el observador son

$$\frac{d}{dt}\eta_1 = -\frac{\lambda_1}{C}[[\eta_2 + \lambda_2v][1 - u] - \frac{1}{R}v], \quad (3.36)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\eta_2 &= -\frac{\lambda_2}{C}[[\eta_2 + \lambda_2v][1 - u] - \frac{1}{R}v] \\ &\quad + \frac{1}{L}[\eta_1 + \lambda_1v - v[1 - u]], \end{aligned} \quad (3.37)$$

con constantes $\lambda_1, \lambda_2 > 0$ y salidas definidas por

$$\hat{E}(t) = \eta_1(t) + \lambda_1v(t), \quad (3.38)$$

y

$$\hat{i}(t) = \eta_2(t) + \lambda_2v(t). \quad (3.39)$$

Las señales dadas en las ecuaciones (3.38) y (3.39) indican la estimación del voltaje de la fuente el cual es usado en la entrada de control dada en la ecuación (3.35), y la corriente de inductor estimada, respectivamente.

Mediante el uso de las ecuaciones (3.1)–(3.2) del convertidor boost en con r_L y r_C

iguales a cero, la definición de \mathbf{z} en la ecuación (3.34) y las ecuaciones (3.36)–(3.39) del observador, es posible mostrar que

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\lambda_1}{C}[1-u]z_2 \\ \frac{1}{L}z_1 - \frac{\lambda_2}{C}[1-u]z_2 \end{bmatrix}, \quad (3.40)$$

la cual tiene un punto de equilibrio $\mathbf{z} = 0$ que es asintóticamente estable.

Motivados por el trabajo presentado en [23], se propone el siguiente controlador usando las ecuaciones (3.15)–(3.16) las cuales, como se ha explicado anteriormente, toman en cuenta las resistencias parásitas del inductor y capacitor

$$u = 1 - \text{sat}(\hat{D}^* + \phi), \quad (3.41)$$

$$\dot{\phi} = \gamma[v_d[\hat{i} - i_d^*] - i_d^*e_v] - \gamma k_{aw}[\text{sat}(\hat{D}^* + \phi) - \hat{D}^*], \quad (3.42)$$

donde

$$\hat{D}^* = \hat{D}_1^* = \frac{R\hat{E} + \sqrt{[R\hat{E}]^2 - 4Rv_d^2r_L}}{2Rv_d},$$

e

$$i_d^* = \frac{v_d^2}{\hat{E}R}.$$

Inspirados en el observador propuesto en [23], se propone el siguiente observador

$$\frac{d}{dt}\eta_1 = -\frac{\lambda_1}{C} \left[[1-u] \frac{R}{r_C + R} \hat{i} - \frac{1}{r_C + R} v \right], \quad (3.43)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\eta_2 &= -\frac{\lambda_2}{C} \left[[1-u] \frac{R}{r_C + R} \hat{i} - \frac{1}{r_C + R} v \right] \\ &+ \frac{1}{L} \left[-[1-u] \frac{R}{r_C + R} v + \hat{E} - r\hat{i} \right], \end{aligned} \quad (3.44)$$

con

$$r = r_L + [1-u]^2 \frac{r_C R}{r_C + R},$$

y constantes $\lambda_1, \lambda_2 > 0$. Además,

$$\hat{E}(t) = \eta_1(t) + \lambda_1 v(t), \quad (3.45)$$

y

$$\hat{i}(t) = \eta_2(t) + \lambda_2 v(t). \quad (3.46)$$

3.4.2. Corolario

Controlador propuesto

$$\begin{aligned} u &= 1 - \text{sat}(\hat{D}^* + \phi), \\ \dot{\phi} &= \gamma[v_d[\hat{i} - i_d^*] - i_d^*e_v] - \gamma k_{aw}[\text{sat}(\hat{D}^* + \phi) - \hat{D}^*], \end{aligned}$$

con límites de saturación

$$0 \leq 1 - u_{\text{máx}} < \hat{D}^* < 1 - u_{\text{mín}} < 1,$$

donde

$$\begin{aligned} \hat{D}^* = \hat{D}_1^* &= \frac{R\hat{E} + \sqrt{[R\hat{E}]^2 - 4Rv_d^2r_L}}{2Rv_d}, \\ i_d^* &= \frac{v_d^2}{\hat{E}R}, \quad v_d > 0, \end{aligned}$$

y ganancias

$$\gamma, k_{aw} > 0,$$

con el observador

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\eta_1 &= -\frac{\lambda_1}{C} \left[[1-u] \frac{R}{r_C+R} \hat{i} - \frac{1}{r_C+R} v \right], \\ \frac{d}{dt}\eta_2 &= -\frac{\lambda_2}{C} \left[[1-u] \frac{R}{r_C+R} \hat{i} - \frac{1}{r_C+R} v \right] + \frac{1}{L} \left[-[1-u] \frac{R}{r_C+R} v + \hat{E} - r\hat{i} \right], \end{aligned}$$

donde

$$r = r_L + [1-u]^2 \frac{r_C R}{r_C + R},$$

y ganancias $\lambda_1, \lambda_2 > 0$. Además,

$$\hat{E}(t) = \eta_1(t) + \lambda_1 v(t),$$

y

$$\hat{i}(t) = \eta_2(t) + \lambda_2 v(t).$$

3.5. Resultados experimentales

Los resultados experimentales del control propuesto y el controlador KAO son presentados a continuación. La dinámica del error de observación está dada por

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\lambda_1}{C}[1-u]\frac{R}{r_C+R}z_2 \\ \frac{1}{L}z_1 - \frac{r}{L}z_2 - \frac{\lambda_2}{C}[1-u]\frac{R}{r_C+R}z_2 \end{bmatrix}, \quad (3.47)$$

la cual es obtenida de las ecuaciones (3.1)–(3.2) del convertidor boost en, el vector \mathbf{z} en la ecuación (3.34) y las ecuaciones (3.1)–(3.2) del observador. Puede observarse que el origen del espacio de estados del sistema (3.47) es exponencialmente estable.

Los experimentos fueron realizados en la plataforma experimental donde los límites de saturación están dados por

$$1 - u_{\text{máx}} = 0.35 \leq u(t) \leq 0.7 = 1 - u_{\text{mín}},$$

y el voltaje de la fuente del convertidor boost es variado de la forma

$$E(t) = \begin{cases} 7 \text{ [V]}, & \text{para } 0 \leq t < 3, \\ 10 \text{ [V]}, & \text{para } 3 \leq t < 6. \end{cases}$$

Las ganancias usadas en los observadores (3.36)–(3.37) y (3.43)–(3.44) en todos los experimentos fueron $\lambda_1 = 0.5$ y $\lambda_2 = 0.1$.

El nuevo controlador dado en las ecuaciones (3.41)–(3.41) fue implementado con $\phi(0) = 0$ y ganancias

$$\gamma = 10, \text{ y } k_{aw} = 10.$$

Las comparaciones del tiempo de asentamiento de los controladores, son mostrados en la tabla 3.1. La comparación del resultado del desempeño del esquema de control KAO y el propuesto es mostrada en la figura 3.2 donde puede observarse el voltaje de salida $v_o(t)$. En la figura 3.5 puede observarse la regulación del voltaje de salida v_o en un osciloscopio usando el controlador KAO y el controlador propuesto, respectivamente. La figura 3.3 muestra la evolución temporal del ciclo de trabajo $u(t)$ de los dos controladores el cual se encuentra saturado en los límites propuestos. La figura 3.4 muestra las estimaciones del voltaje de entrada $\hat{E}(t)$ del observador del controlador KAO contra la estimación del observador del esquema propuesto. Las figuras 3.6 y 3.7 muestran la potencia y energía de salida de los dos esquemas de control. Estas figuras demuestran que tanto la potencia como la energía de cada uno de los esquemas de control del convertidor boost están en similitud

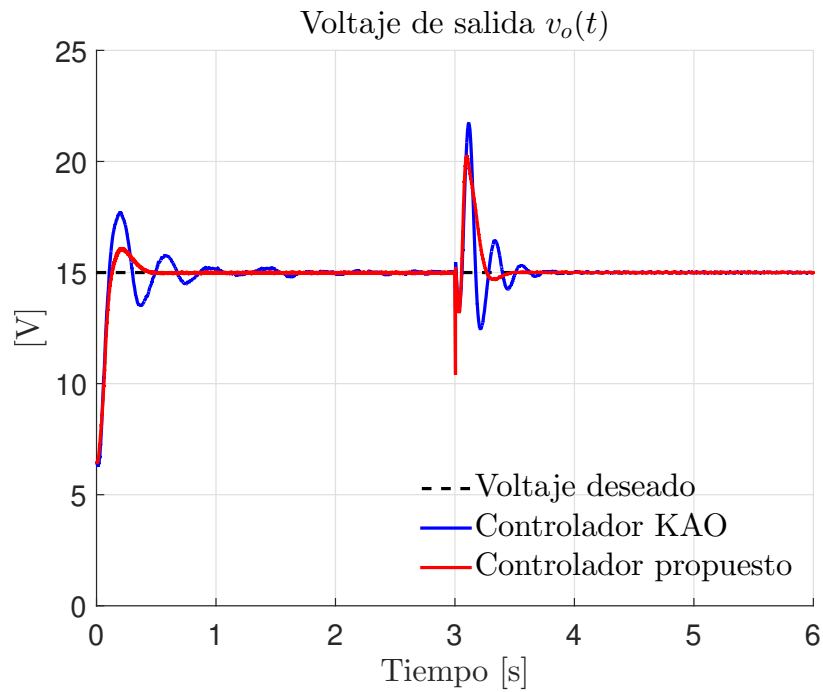


Figura 3.2: Resultados experimentales: voltaje de salida $v_o(t)$ obtenido del controlador KAO (3.35) y del nuevo esquema de controlador (3.41)–(3.42).

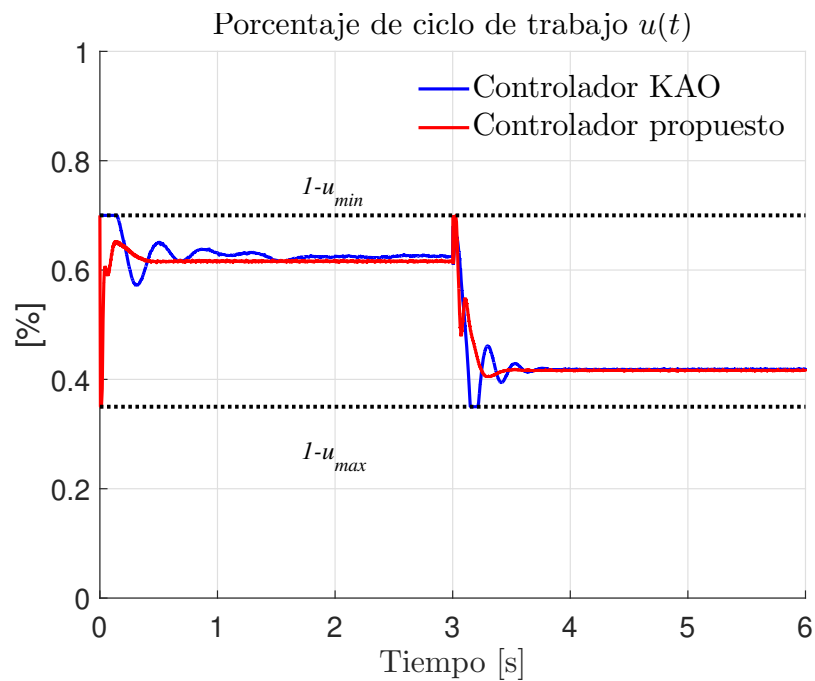


Figura 3.3: Resultados experimentales: porcentaje de ciclo de trabajo $u(t)$ obtenido del controlador KAO (3.35) y del nuevo esquema de controlador (3.41)–(3.42).

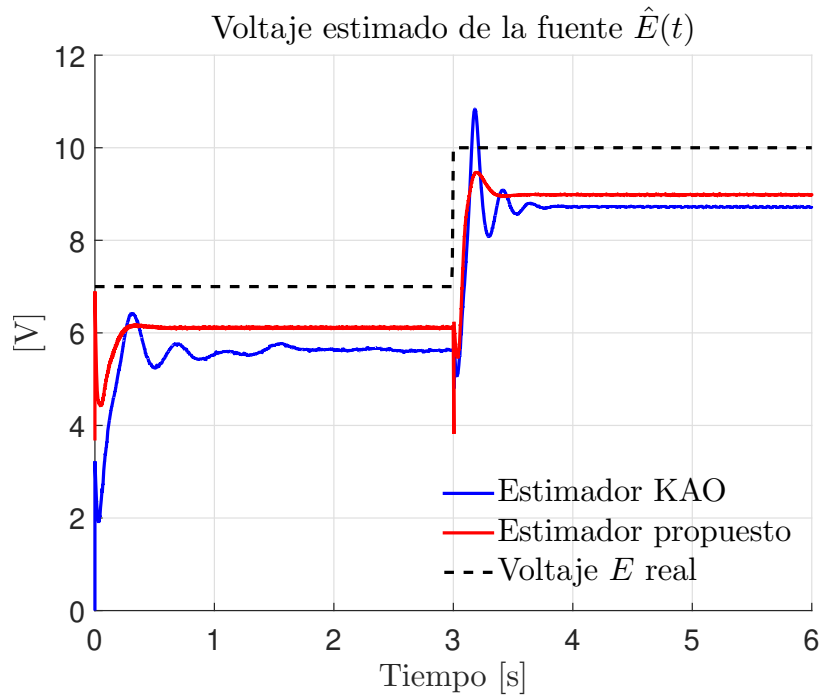


Figura 3.4: Resultados experimentales: estimación del voltaje de entrada $\hat{E}(t)$ obtenido del controlador KAO (3.35) y del nuevo esquema de controlador (3.41)–(3.42).

de condiciones de potencia y energía de salida. Esto en conjunto al comportamiento en la señal de control (figura 3.3) de los dos esquemas, acredita la comparación justa de los dos controladores.



Figura 3.5: Resultados experimentales: respuesta del voltaje de salida $v_o(t)$ del controlador KAO (3.35) y del controlador propuesto (3.41)–(3.42) graficados en el osciloscopio, respectivamente.

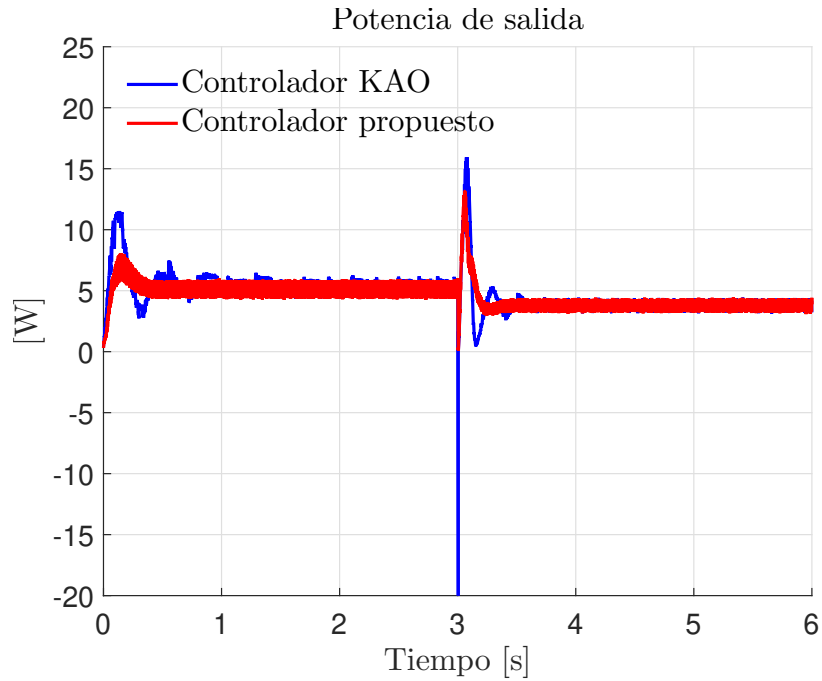


Figura 3.6: Resultados experimentales: potencia salida del convertidor con el controlador KAO (3.35) y del nuevo esquema de controlador (3.41)–(3.42).

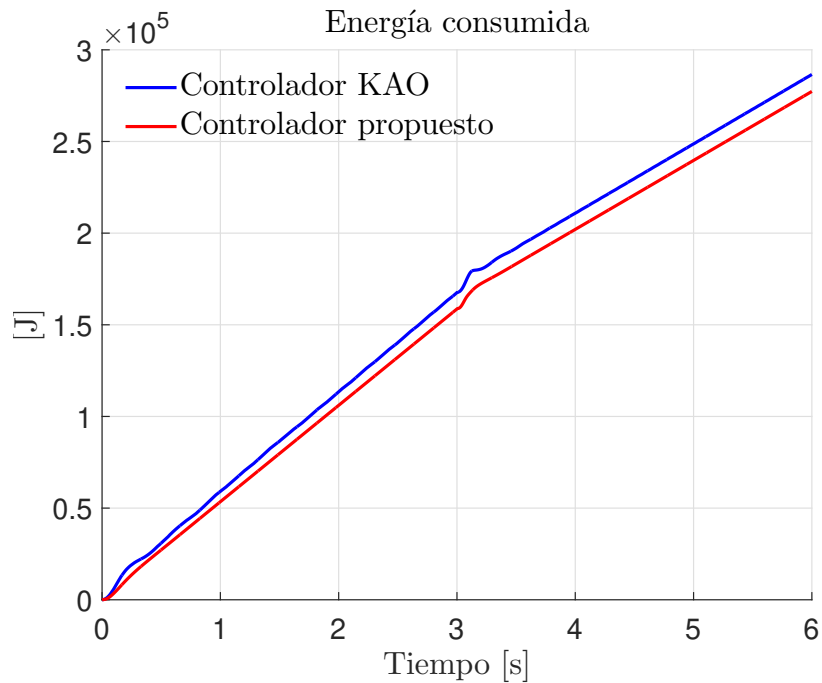


Figura 3.7: Resultados experimentales: energía consumida en el convertidor con el controlador KAO (3.35) y del nuevo esquema de controlador (3.41)–(3.42).

Tabla 3.1: Comparación del tiempo de asentamiento entre el controlador de KAO (3.35) y el nuevo controlador (3.41)–(3.42).

Rango de Tiempo	Controlador KAO (3.35)	Controlador Propuesto (3.41)–(3.42)	Desempeño
$0 \leq t < 3$	0.369 [s]	0.096 [s]	73.98 %
$3 \leq t \leq 6$	0.252 [s]	0.206 [s]	18.25 %

3.6. Conclusiones

Se presentó un experimento de regulación con un observador del voltaje de la fuente y la corriente del inductor usando un modelo para el análisis que toma en cuenta las pérdidas del inductor y del capacitor, además, en el diseño del controlador, se toma en cuenta la función de saturación. Se presentaron resultados experimentales comparando el desempeño del controlador propuesto con otro controlador de la literatura reciente. Como puede observarse los resultados son favorables y el objetivo de regulación de voltaje de salida con entrada saturada y fue logrado exitosamente. Las comparaciones del tiempo de asentamiento de los controladores son mostrados en la tabla ??, donde puede verse claramente la mejoría del desempeño del controlador propuesto.

Las condiciones de sintonización son validadas al demostrar que las condiciones de entrega de energía son similares, siendo la consumida por el controlador propuesto un poco menor, concluyendo que comprueba tener mejor desempeño en la tarea de regulación y ser más eficiente en el consumo de energía.

Capítulo 4

Control saturado con observador de corriente para un convertidor buck.

El convertidor buck o reductor se utiliza para reducir el voltaje de entrada de corriente directa de cierto valor o nivel a un voltaje de salida de corriente directa menor al de entrada. Se utiliza ampliamente en cargadores de baterías para sistemas de energías renovables, vehículos eléctricos, tableros de vehículos, aplicaciones de iluminación LED y varias aplicaciones más.

Para poder lograr el control del convertidor buck se necesitan conocer los valores de la fuente de alimentación E , el voltaje de salida $v(t)$ y la corriente $i(t)$ que circula por el inductor, valores que no siempre es posible tener en su totalidad. Debido a esto, surgen los siguientes planteamientos:

- Por su naturaleza la señal de control del convertidor buck está definida y saturada entre los valores $[0, 1]$ o su equivalente 0–100 % en porcentaje de ciclo de trabajo. Si a esto se añade más efecto de saturación debido a los límites físicos de los materiales de la circuitería, el problema de regulación del voltaje de salida se vuelve más complejo.
- El valor de la fuente E el cual por diseño se establece fijo teóricamente pero variable en la práctica debido a condiciones físicas (generalmente es una batería o viene de una regulación de C.A. la cual varía constantemente por los cambios en la red eléctrica de origen), lo cual exige robustez del controlador a estos cambios del valor del voltaje E .
- El sensado de la corriente del inductor $i(t)$ es ruidoso debido a la naturaleza de los sensores de corriente, lo cual dificulta lograr los objetivos de control. A esto se añade que son costosos comparados con otros sensores.

4.1. Objetivos de control

Se propone un controlador con un observador de corriente para realizar objetivos de regulación de voltaje de salida donde se sustituya la medición de la corriente del inductor, además de tener robustes a cambios en el voltaje E . Los objetivos específicos a tomar en cuenta son

- Considerar los límites del porcentaje del ciclo de trabajo en el diseño del controlador.
- Realizar regulación del voltaje de salida.
- Probar la convergencia asintótica del error de voltaje de salida a pesar de que el sistema está afectado por la saturación de entrada.

4.2. Contribuciones

- Introducción de un nuevo controlador para un convertidor de potencia buck con entrada restringida (saturada).
- Implementación de un observador para la corriente de inductor.
- Validación de los resultados teóricos por medio de experimentos en tiempo real.

4.3. Modelado del convertidor buck

La estructura del convertidor buck se muestra la figura 2.5, donde E representa el voltaje de alimentación del circuito, $i(t)$ representa la corriente a través del inductor L , $v(t)$ es la salida de voltaje en el capacitor C el cual es consumido por la resistencia de carga R . La señal PWM es la señal de ciclo de trabajo dada en forma de modulación de ancho de pulso introducida en la terminal GATE del transistor Q y equivalente a la señal de control $\mu(t)$.

Las ecuaciones que modelan el circuito son

$$L \frac{di}{dt} = -v + \mu E, \quad (4.1)$$

$$C \frac{dv}{dt} = i - \frac{v}{R}, \quad (4.2)$$

las cuales son obtenidas a través de funciones de conmutación y leyes de Kirchoff como se menciona en la sección 2.

4.4. Diseño del controlador

Se propone el siguiente controlador

$$\mu = \text{sat}(u), \quad (4.3)$$

donde $\text{sat}(u)$ está acotado en los límites $[u_{min}, u_{max}]$ definidos por

$$\text{sat}(u) = \begin{cases} u_{max} & \text{para } u > u_{max}, \\ u & \text{para } u_{min} \leq u \leq u_{max}, \\ u_{min} & \text{para } u < u_{min}, \end{cases}$$

con los límites de saturación definidos como

$$0 \leq u_{min} < \frac{v_d}{E} < u_{max} \leq 1,$$

donde $v_d > 0$ es una constante que denota el voltaje deseado. De esta forma el problema de control consiste en diseñar una señal $u(t)$ tal que satisfaga

$$\lim_{t \rightarrow \infty} v(t) = v_d,$$

donde $v > 0$ es una constante que denota el voltaje de salida deseado.

Redefiniendo la salida de control con la función de saturación y mediante algunas operaciones algebraicas y sustituyendo en la ecuación (4.3) se obtiene

$$\mu = u + \delta(u), \quad (4.4)$$

con

$$\delta(u) = \text{sat}(u) - u, \quad (4.5)$$

donde

$$u = \frac{v_d}{E^*} - k_i e_i - k_v e_v + k_o \phi, \quad (4.6)$$

$$\frac{d}{dt} \phi = -k_{f1} e_i - k_{f2} e_v, \quad (4.7)$$

donde $k_i, k_v, k_o, k_{f1}, k_{f2} > 0$ son constantes, $E^* > 0$ una constante de la estimación de

la fuente de voltaje E y las señales

$$e_i = i - i_d, \quad (4.8)$$

$$e_v = v - v_d, \quad (4.9)$$

definidas como los errores de corriente y voltaje, respectivamente. Substituyendo la ley de control (4.6)–(4.7) en el sistema (4.1)–(4.2) y usando las ecuaciones (4.8)–(4.9), se obtiene

$$L \frac{d}{dt} e_i = -(1 + Ek_v)e_v - Ek_i e_i + E\phi k_o + E\delta(u) + E \left(\frac{v_d}{E^*} - \frac{v_d}{E} \right), \quad (4.10)$$

$$C \frac{d}{dt} e_v = e_i - \frac{e_v}{R}, \quad (4.11)$$

$$\frac{d}{dt} \phi = -k_{f1} e_i - k_{f2} e_v. \quad (4.12)$$

Dado que $\delta(\frac{v_d}{E}) = 0$, el origen del espacio de estados $[e_i, e_v, \phi]^T = [0, 0, \phi]^T$, con

$$\phi^* = \frac{1}{k_o} \left(\frac{v_d}{E} - \frac{v_d}{E^*} \right), \quad (4.13)$$

es un punto de equilibrio. Se puede reescribir el sistema (4.10)–(4.12), de la siguiente manera

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_i \\ e_v \\ \phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Ek_i}{L} & -\left(\frac{1}{L} + \frac{Ek_v}{L}\right) & \frac{Ek_o}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} & 0 \\ -k_{f1} & -k_{f2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_i \\ e_v \\ \phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \delta(u) + E \left(\frac{v_d}{E} - \frac{v_d}{E^*} \right) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (4.14)$$

Usando el cambio de variable

$$\bar{\phi} = \phi - \phi^*, \quad (4.15)$$

con ϕ^* definido en (4.13), las ecuaciones de espacio de estado (4.14) pueden ser rescritas como

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_i \\ e_v \\ \bar{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Ek_i}{L} & -\left(\frac{1}{L} + \frac{Ek_v}{L}\right) & \frac{Ek_o}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} & 0 \\ -k_{f1} & -k_{f2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_i \\ e_v \\ \bar{\phi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \delta(u) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (4.16)$$

Se propone la siguiente función candidata de Lyapunov

$$W(e_i, e_v, \bar{\phi}) = \alpha \left[\frac{L}{2} e_i^2 + \frac{C}{2} e_v^2 \right] + \frac{\beta}{2} \left[\left(u - \frac{v_d}{E} \right)^2 - \delta(u)^2 \right], \quad (4.17)$$

con constantes $\alpha, \beta > 0$. Después de algunas operaciones algebraicas, es posible observar

que

$$k_o E \bar{\phi} e_i + E \delta(u) e_i = E \left[\text{sat}(u) - \frac{v_d}{E} \right] e_i + k_i E e_i^2 + k_v E e_i e_v. \quad (4.18)$$

La ecuación 4.18 es obtenida por substitución directa de $\delta(u)$ en la ecuación (4.5), u en la ecuación (4.6) y el cambio de variable $\bar{\phi}$ en la ecuación (4.15). Además, es posible demostrar que

$$\frac{d}{dt} u = -\frac{k_i}{L} E \left[\text{sat}(u) - \frac{v_d}{E} \right] - \left[\frac{k_v}{C} + k_o k_{f1} \right] e_i + \left[\frac{k_i}{L} + \frac{k_v}{RC} - k_o k_{f2} \right] e_v. \quad (4.19)$$

Usando las ecuaciones (4.18)–(4.19), la derivada temporal de $W(e_i, e_v, \bar{\phi})$ a través del sistema de lazo cerrado definido en la ecuación (4.16) puede expresarse como

$$\begin{aligned} \dot{W}(e_i, e_v, \bar{\phi}) &= \alpha E \left[\text{sat}(u) - \frac{v_d}{E} \right] e_i - \alpha \frac{e_v^2}{R} + \beta \left[\text{sat}(u) - \frac{v_d}{E} \right] \left[-\frac{k_i E}{L} \left(\text{sat}(u) - \frac{v_d}{E} \right) \right. \\ &\quad \left. - \left(\frac{k_i}{L} + \frac{k_v}{L} - k_o k_{f2} \right) e_v - \left(\frac{k_v}{C} + k_o k_{f1} \right) e_i \right]. \end{aligned} \quad (4.20)$$

Definiendo el parámetro α relacionado a la función candidata de Lyapunov como

$$\alpha = \frac{\beta}{E} \left(\frac{k_v}{C} + k_o k_{f1} \right), \quad (4.21)$$

la expresión $\dot{W}(e_i, e_v, \bar{\phi})$ en la ecuación (4.20) puede reescribirse como

$$\begin{aligned} \dot{W}(e_i, e_v, \bar{\phi}) &= -\alpha \frac{e_v^2}{R} - \beta \frac{k_i}{L} E \left(\text{sat}(u) - \frac{v_d}{E} \right)^2 \\ &\quad + \beta \left(\frac{k_i}{L} + \frac{k_v}{RC} - k_o k_{f2} \right) \left(\text{sat}(u) - \frac{v_d}{E} \right) e_v. \end{aligned} \quad (4.22)$$

Finalmente, usando la ecuación (4.21), la ecuación (4.22) puede escribirse como un producto vector–matriz–vector de la siguiente manera

$$\dot{W}(e_i, e_v, \bar{\phi}) = -\beta \begin{bmatrix} e_v \\ \text{sat}(u) - \frac{v_d}{E} \end{bmatrix}^T Q \begin{bmatrix} e_v \\ \text{sat}(u) - \frac{v_d}{E} \end{bmatrix}, \quad (4.23)$$

donde

$$Q = \begin{bmatrix} \frac{1}{R} \frac{1}{E} \left(\frac{k_v}{C} + k_o k_{f1} \right) & -\frac{1}{2} \left(\frac{k_i}{L} + \frac{k_v}{RC} - k_o k_{f2} \right) \\ -\frac{1}{2} \left(\frac{k_i}{L} + \frac{k_v}{RC} - k_o k_{f2} \right) & \frac{k_i E}{L} \end{bmatrix}, \quad (4.24)$$

y de acuerdo al criterio de Sylverster, la matriz Q en la ecuación (4.24) es positiva definida, para lo cual es suficiente que su determinante sea positivo, como se muestra a continuación:

$$\frac{1}{R} \left(\frac{k_v}{C} + k_o k_{f1} \right) \frac{k_i}{L} - \left(\frac{k_i}{L} + \frac{k_v}{RC} - k_o k_{f2} \right)^2 > 0. \quad (4.25)$$

La condición (4.25) puede siempre ser satisfecha con $k_{f1} > 0$ suficientemente grande. Por lo tanto, hay condiciones suficientes para $\dot{W}(e_i \ e_v \ \bar{\phi})$ en la ecuación (4.23) para ser semidefinida negativa, lo cual implica que el origen del espacio de estados $[e_i \ e_v \ \bar{\phi}]^T = [0 \ 0 \ 0]^T$ es globalmente estable en el sentido de Lyapunov. Además, la aplicación directa del principio de invariancia de LaSalle asegura que el origen del espacio de estados es globalmente estable [64]–[63].

4.5. Observador propuesto

El controlador propuesto en la sección 4.5 es diseñado considerando las mediciones de la corriente $i(t)$, el voltaje de salida $v(t)$ y la entrada de voltaje de la fuente E . Usando el análisis de la sección anterior se propone un observador para la corriente de inductor $i(t)$ para reducir el ruido de la medición.

Usando el sistema de ecuaciones del convertidor buck (4.1)–(4.2) y las ecuaciones del controlador dadas por el control saturado, se definen los siguientes errores de observación

$$\tilde{i} = \hat{i} - i, \quad (4.26)$$

$$\tilde{v} = \hat{v} - v, \quad (4.27)$$

donde \hat{i} y \hat{v} son estimaciones de la corriente y el voltaje, respectivamente. Sustituyendo las ecuaciones (4.26)–(4.27) en las ecuaciones (4.1)–(4.2) se obtienen las ecuaciones de la dinámica del error de observación dadas por

$$L \frac{d}{dt} \tilde{i} = L \frac{d}{dt} \hat{i} + v - E \text{sat}(u), \quad (4.28)$$

$$C \frac{d}{dt} \tilde{v} = C \frac{d}{dt} \hat{v} - i + \frac{v}{R}, \quad (4.29)$$

que permiten proponer al observador dado por

$$L \frac{d}{dt} \hat{i} = -v + E^* \text{sat}(u) - k_{v1} \tilde{v} - k_{i1} \zeta, \quad (4.30)$$

$$C \frac{d\hat{i}}{dt} = \frac{v}{R} + \tilde{i} - k_{v2} \tilde{v}, \quad (4.31)$$

$$\frac{d\zeta}{dt} = \tilde{v}, \quad (4.32)$$

donde $E^* > 0$ es una estimación constante del voltaje de alimentación E , k_{v1} , k_{v2} y k_{i1} son ganancias del observador positivas a ser definidas. Substituyendo las ecuaciones (4.30)–(4.32) en las ecuaciones (4.28)–(4.29), el error de observación es

$$L \frac{d}{dt} \tilde{i} = -k_{v1} \tilde{v} - k_{i1} \zeta + (E^* - E) \text{sat}(u), \quad (4.33)$$

$$C \frac{d}{dt} \tilde{v} = \tilde{i} - k_{v2} \tilde{v}, \quad (4.34)$$

$$\frac{d}{dt} \zeta = \tilde{v}. \quad (4.35)$$

De esta manera, el sistema que puede reescribirse de forma matricial como

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i} \\ \tilde{v} \\ \tilde{\zeta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{k_{v1}}{L} & -\frac{k_{i1}}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{k_{v2}}{C} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i} \\ \tilde{v} \\ \tilde{\zeta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \left(\frac{E^* - E}{L}\right) \left(\text{sat}(u) - \frac{v_d}{E}\right) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.36)$$

donde

$$\tilde{\zeta} = \zeta - \frac{1}{k_{i1}} \frac{v_d}{E} (E^* - E). \quad (4.37)$$

Eliminando el segundo término de la ecuación (4.36), se obtiene el siguiente polinomio característico dado por

$$\lambda^3 - \lambda^2 \frac{k_{v2}}{C} - \lambda \left(\frac{k_{v1}}{LC} \right) - \frac{k_{i1}}{LC}. \quad (4.38)$$

Usando el criterio de Routh–Hurwitz, pueden establecerse las condiciones de estabilidad del sistema, las cuales son

$$k_{v1} > 0, \quad k_{v2} > 0, \quad \frac{k_{v1} k_{v2}}{C} > k_{i1}, \quad (4.39)$$

que al ser satisfechas las condiciones propuestas para k_{v1} , k_{v2} y k_{i1} y el hecho de que el segundo término de la ecuación (4.36) es acotado para todo tiempo $t \geq 0$, entonces

las soluciones $[\tilde{i}, \tilde{v}, \bar{\zeta}] \in \mathbb{R}^3$ de la dinámica del error de observación (4.36), son acotadas última y uniformemente.

4.6. Control propuesto + observador

El resultado de usar las señales estimadas $\hat{i}(t)$ y $\hat{v}(t)$ en el controlador propuesto en las ecuaciones (4.6)–(4.7), es dado por

$$u = \frac{v_d}{E^*} - k_i \tilde{e}_i - k_v \tilde{e}_v + k_o \phi, \quad (4.40)$$

$$\frac{d}{dt} \phi = -k_{f1} \tilde{e}_i - k_{f2} \tilde{e}_v, \quad (4.41)$$

donde $E^* > 0$ es una constante estimada de la fuente de voltaje E y

$$\tilde{e}_i = \hat{i} - i_d, \quad (4.42)$$

$$\tilde{e}_v = \hat{v} - v_d. \quad (4.43)$$

El diagrama de bloques de la implementación del controlador–observador definidos por las ecuaciones (4.30)–(4.32) y (4.40)–(4.41) se muestra en la figura 4.1.

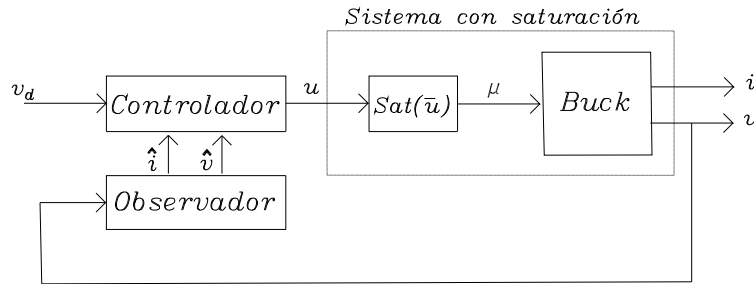


Figura 4.1: Diagrama de bloques del esquema controlador–observador propuesto.

Usando las definiciones de e_i y e_v en las ecuaciones (4.42) y (4.43), \tilde{i} y \tilde{v} en las ecuaciones (4.26) y (4.27) y el cambio de variable $\bar{\phi}$ en la ecuación (4.15), se pueden reescribir las ecuaciones (4.40)–(4.41) del esquema del controlador–observador como

$$u = \frac{v_d}{E} - k_i e_i - k_v e_v + k_o \bar{\phi} - k_i \tilde{i} - k_v \tilde{v}, \quad (4.44)$$

$$\frac{d}{dt} \bar{\phi} = -k_{f1} e_i - k_{f2} e_v - k_{f1} \tilde{i} - k_{f2} \tilde{v}. \quad (4.45)$$

Usando el procedimiento para obtener las ecuaciones (4.16) de espacio de estado en y las

ecuaciones (4.36) de la dinámica del error de observación, es posible mostrar que el sistema de lazo cerrado obtenido de usar el controlador dado en las ecuaciones (4.40)–(4.41) en el convertidor reductor definido en las ecuaciones (4.1)–(4.2) es dado por

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_i \\ e_v \\ \bar{\phi} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{Ek_i}{L} & -\left(\frac{1}{L} + \frac{Ek_v}{L}\right) & \frac{Ek_o}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} & 0 \\ -k_{f1} & -k_{f2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_i \\ e_v \\ \bar{\phi} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{E}{L}\delta(u) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{Ek_i}{L} & -\frac{Ek_v}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -k_{f1} & -k_{f2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i} \\ \tilde{v} \\ \bar{\zeta} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (4.46)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i} \\ \tilde{v} \\ \bar{\zeta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{k_{v1}}{L} & -\frac{k_{i1}}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{k_{v2}}{C} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i} \\ \tilde{v} \\ \bar{\zeta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \left[\frac{E^* - E}{L}\right] \left[\text{sat}(u) - \frac{v_d}{E} \right] \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.47)$$

donde la dinámica del error de observación de la ecuación (4.36) se ha reescrito para una mejor apreciación.

Como en el análisis del sistema (4.16), las propiedades

$$\delta\left(\frac{v_d}{E}\right) = 0,$$

y

$$\text{sat}\left(\frac{v_d}{E}\right) - \frac{v_d}{E} = 0,$$

aseguran que el origen del espacio de estados

$$[e_i \ e_v \ \bar{\phi} \ \tilde{i} \ \tilde{v} \ \bar{\zeta}]^T = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T \in \mathbb{R}^6,$$

es un punto de equilibrio del sistema definido en las ecuaciones (4.46)–(4.47).

Para facilitar el siguiente análisis, se define la matriz

$$A_o = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{k_{v1}}{L} & -\frac{k_{i1}}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{k_{v2}}{C} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{3 \times 3},$$

y el vector

$$\mathbf{z} = \begin{bmatrix} \tilde{i} \\ \tilde{v} \\ \bar{\zeta} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^3.$$

Considerando que A_o es Hurwitz, lo cual se logra cumpliendo las condiciones en las ecuación (4.39), por lo tanto P_o existe y Q_o es una matriz simétrica de 3×3 definida positiva tal que la ecuación de Lyapunov

$$\frac{1}{2}[P_o A_o + A_o^T P_o] = -Q_o,$$

se satisface.

A continuación se propone la siguiente función candidata de Lyapunov:

$$W_o(e_i, e_v, \bar{\phi}, \tilde{i}, \tilde{v}, \bar{\zeta}) = \epsilon_1 W(e_i, e_v, \bar{\phi}) + \frac{\epsilon_2}{2} \mathbf{z}^T P_o \mathbf{z}, \quad (4.48)$$

donde ϵ_1 y ϵ_2 son constantes estrictamente positivas, y $W(e_i, e_v, \bar{\phi})$ fue definida en la ecuación (4.17). Considerando la propiedad

$$Ek_o \bar{\phi} e_i + E\delta(u)e_i - Ek_i \tilde{i} e_i - Ek_v \tilde{v} e_i = E[\text{sat}(u) - \frac{v_d}{E}]e_i + k_i E e_i^2 + k_v E e_i e_v, \quad (4.49)$$

la cual puede ser probada usando la definición de $\delta(u)$ en la ecuación (4.5) y la señal u en la ecuación (4.44). Además, puede observarse que

$$\begin{aligned} \dot{u} &= -\frac{k_i}{L} E^* \left[\text{sat}(u) - \frac{v_d}{E} \right] - \left[\frac{k_v}{C} + k_o k_{f1} \right] e_i + \left[\frac{k_i}{L} + \frac{k_v}{RC} - k_o k_{f2} \right] e_v \\ &\quad - \left[k_o k_{f1} + \frac{k_v}{C} \right] \tilde{i} - \left[k_o k_{f2} - k_i \frac{k_{v1}}{L} - k_v \frac{k_{v2}}{C} \right] \tilde{v} + k_i \frac{k_{i1}}{L} \bar{\zeta}, \end{aligned} \quad (4.50)$$

la cual se calcula utilizando la entrada de control (4.44)–(4.45) y el sistema de lazo cerrado (4.46)–(4.47). Utilizando las propiedades de las ecuaciones (4.49) y (4.50), la definición (4.21), que relaciona las constantes positivas α y β con $W(e_i, e_v, \bar{\phi})$ en la ecuación (4.17), y después de algunas operaciones algebraicas la derivada temporal $\dot{W}_o(e_i, e_v, \bar{\phi}, \tilde{i}, \tilde{v}, \bar{\zeta})$ en (4.48) a lo largo de las trayectorias del sistema de lazo cerrado (4.46)–(4.47), puede ser reescrita como

$$\begin{aligned} \dot{W}_o(e_i, e_v, \bar{\phi}, \tilde{i}, \tilde{v}, \bar{\zeta}) &= -\epsilon_1 \beta \begin{bmatrix} e_v \\ \text{sat}(u) - \frac{v_d}{E} \end{bmatrix} Q_e \begin{bmatrix} e_v \\ \text{sat}(u) - \frac{v_d}{E} \end{bmatrix} + \epsilon_1 \beta [\text{sat}(u) - \frac{v_d}{E}] \mathbf{c}^T \mathbf{z} \\ &\quad - \epsilon_2 \mathbf{z}^T Q_o \mathbf{z} + \epsilon_2 \mathbf{z}^T P_o \begin{bmatrix} \frac{E^* - E}{L} [\text{sat}(u) - \frac{v_d}{E}] \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (4.51)$$

donde $\beta > 0$ es una constante relacionada con la función $W(e_i, e_v, \bar{\phi})$ dada en la ecuación

(4.17),

$$Q_e = \begin{bmatrix} \frac{1}{R} \frac{1}{E} \left[\frac{k_v}{C} + k_o k_{f1} \right] & -\frac{1}{2} \left[\frac{k_i}{L} + \frac{k_v}{RC} - k_o k_{f2} \right] \\ -\frac{1}{2} \left[\frac{k_i}{L} + \frac{k_v}{RC} - k_o k_{f2} \right] & \frac{k_i}{L} E^* \end{bmatrix},$$

y

$$\mathbf{c} = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix},$$

con

$$\begin{aligned} c_1 &= - \left[k_o k_{f1} + \frac{k_v}{C} \right], \\ c_2 &= - \left[k_o k_{f2} - k_i \frac{k_{v1}}{L} - k_v \frac{k_{v2}}{C} \right], \\ c_3 &= k_i \frac{k_{i1}}{L}. \end{aligned}$$

Obsérvese que la diferencia entre la matriz Q_e y la matriz Q en la ecuación (4.24) es que en el segundo elemento diagonal de Q_e aparece el voltaje de alimentación estimado E^* . De forma similar al análisis mostrado en la sección 3.4, la condición para que toda Q_e sea definida positiva está dado por

$$\frac{1}{RE} \left[\frac{k_v}{C} + k_o k_{f1} \right] \frac{k_i}{L} E^* - \frac{1}{4} \left[\frac{k_i}{L} + \frac{k_v}{RC} - k_o k_{f2} \right]^2 > 0, \quad (4.52)$$

la cual siempre puede ser cumplido con $k_{f1} > 0$ y $E^* > 0$ lo suficientemente grandes. Si se define

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} e_v \\ \text{sat}(u) - \frac{v_d}{E} \end{bmatrix},$$

se puede calcular un límite superior de la función \dot{W}_0 en la ecuación (4.51) de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \dot{W}_o(e_i, e_v, \bar{\phi}, \tilde{i}, \tilde{v}, \bar{\zeta}) &\leq -\epsilon_1 \beta \lambda_{\min}\{Q_e\} \|\mathbf{e}\|^2 \\ &\quad + \epsilon_1 \beta \|\mathbf{c}\| \|\mathbf{e}\| \|\mathbf{z}\| - \epsilon_2 \lambda_{\min}\{Q_o\} \|\mathbf{z}\|^2 \\ &\quad + \epsilon_2 \frac{|E^* - E|}{L} \lambda_{\max}\{P_o\} \|\mathbf{z}\| \|\mathbf{e}\|, \end{aligned} \quad (4.53)$$

donde la notación $\lambda_{\min}\{A\}$ y $\lambda_{\max}\{A\}$ indica a los valores propios mínimo y máximo respectivamente, de la matriz $A \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$, y $\|\mathbf{x}\|$ representa la norma euclidiana de un

vector $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^3$. El límite superior de la ecuación (4.53) puede ser reescrito entonces como

$$\dot{W}_o(e_i, e_v, \bar{\phi}, \tilde{i}, \tilde{v}, \bar{\zeta}) \leq -\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \|e\| \\ \|z\| \end{bmatrix}^T [DS + S^T D] \begin{bmatrix} \|e\| \\ \|z\| \end{bmatrix},$$

donde

$$D = \begin{bmatrix} \epsilon_1 & 0 \\ 0 & \epsilon_2 \end{bmatrix},$$

y

$$S = \begin{bmatrix} \beta \lambda_{\min}\{Q_e\} & -\beta \|c\| \\ -\frac{|E^* - E|}{L} \lambda_{\max}\{P_o\} & \lambda_{\min}\{Q_o\} \end{bmatrix}.$$

De acuerdo al lema 9.7 en [63], la matriz $DS + S^T D$ es definida positiva si y sólo si S es una matriz M . En otras palabras, los menores principales de S son positivos, lo que al mismo tiempo es dado por las condiciones

$$\beta \lambda_{\min}\{Q_e\} > 0,$$

$$\beta \lambda_{\min}\{Q_e\} \lambda_{\min}\{Q_o\} - \beta \|c\| \frac{|E^* - E|}{L} \lambda_{\max}\{P_o\} > 0,$$

que siempre pueden ser satisfechos dado que Q_e es simétrica y definida positiva según la ecuación (4.52). Lo cual puede ser siempre satisfecho con una adecuada selección de las ganancias del controlador y del observador. Por lo tanto, hay condiciones para que la función $\dot{W}_o(e_i, e_v, \bar{\phi}, \tilde{i}, \tilde{v}, \bar{\zeta})$ para ser semidefinida negativa globalmente. A continuación invocando el principio de invariancia de LaSalle se puede demostrar que el origen del espacio de estados del sistema de lazo cerrado definido en las ecuaciones (4.46)–(4.47) es estable asintótica en forma global [64], [63], [62].

4.6.1. Corolario

Controlador propuesto

$$\mu = \text{sat}(u),$$

donde

$$u = \frac{v_d}{E^*} - k_i \tilde{e}_i - k_v \tilde{e}_v + k_o \phi,$$

$$\frac{d}{dt} \phi = -k_{f1} \tilde{e}_i - k_{f2} \tilde{e}_v,$$

con los límites de saturación definidos como

$$0 \leq u_{min} < \frac{v_d}{E} < u_{max} \leq 1,$$

donde

$$\frac{1}{RE} \left[\frac{k_v}{C} + k_o k_{f1} \right] \frac{k_i}{L} E^* - \frac{1}{4} \left[\frac{k_i}{L} + \frac{k_v}{RC} - k_o k_{f2} \right]^2 > 0,$$

con las constantes

$$v_d, E^* > 0,$$

con las ganancias

$$k_i, k_v, k_o, k_{f1}, k_{f2} > 0,$$

y con la condición

$$\frac{1}{R} \left(\frac{k_v}{C} + k_o k_{f1} \right) \frac{k_i}{L} - \left(\frac{k_i}{L} + \frac{k_v}{RC} - k_o k_{f2} \right)^2 > 0.$$

El observador propuesto es

$$L \frac{d}{dt} \hat{i} = -v + E^* \text{sat}(u) - k_{v1} \tilde{v} - k_{i1} \zeta,$$

$$C \frac{d\hat{i}}{dt} = \frac{v}{R} + \tilde{i} - k_{v2} \tilde{v},$$

$$\frac{d\zeta}{dt} = \tilde{v},$$

con las ganancias

$$k_{v1}, k_{v2}, k_{i1} > 0,$$

y la condición

$$\frac{k_{v1}k_{v2}}{C} > k_{i1}.$$

4.7. Experimentos

Los resultados experimentales consisten en comparar un controlador existente en la literatura [65] dado por

$$v = \left(1 - \frac{sR(s)}{\Lambda(s)}\right) \mu - \frac{S(s)}{\Lambda(s)} ey, \quad (4.54)$$

$$\mu = \text{sat}(v), \quad (4.55)$$

donde la función de transferencia $\frac{S(s)}{\Lambda(s)}$ del primer bloque, expresada en espacio de estados es

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_{1a} \\ x_{2a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\lambda_0 & -\lambda_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1a} \\ x_{2a} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} e_v,$$

con salida

$$\mu_1 = \begin{bmatrix} (\beta_0 - \beta_2\lambda_0) & (\beta_1 - \beta_2\lambda_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1a} \\ x_{2a} \end{bmatrix} + \beta_2 e_v,$$

y el segundo bloque $\frac{sR(s)}{\Lambda(s)}$ es

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_{1b} \\ x_{2b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\lambda_0 & -\lambda_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1b} \\ x_{2b} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u,$$

con salida

$$\mu_2 = \begin{bmatrix} (\beta_0 - \beta_2\lambda_0) & (\beta_1 - \beta_2\lambda_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1b} \\ x_{2b} \end{bmatrix} + u.$$

Como se reporta en [65] la desigualdad

$$a_1 c_1 - a_0 - c_0 + 2\sqrt{a_0 c_0} > 0, \quad (4.56)$$

debe cumplirse para $c_0 > 0$, $c_1 > 0$ y $\gamma > 0$.

Los experimentos fueron realizados en la plataforma experimental construida usando mediciones de corriente realizadas por un sensor NT-5 y un circuito de acondicionamiento para el voltaje de salida $v(t)$, donde los límites de saturación están dados por

$$0.3 \leq u(t) \leq 0.7.$$

El desempeño del controlador propuesto es comparado con el controlador de El Fadil et al. [65] del cual se hace referencnia como EGCE, usando la retroalimentación del sensor de corriente, para comprobar la efectividad del observador.

4.7.1. Control del voltaje de salida fijo con cambio en la fuente de voltaje

El experimento consiste en regular el voltaje de salida $v(t)$ a un voltaje deseado de $v_d = 9[V]$ variando el voltaje de alimentación $E(t)$ y usando el controlador saturado con el observador de corriente propuestos. Se consideraron cambios en la fuente de voltaje de entrada como se define a continuación

$$E(t) = \begin{cases} 17 [V], & \text{para } 0 \leq t < 5, \\ 14 [V], & \text{para } 5 \leq t < 10, \\ 17 [V], & \text{para } 10 \leq t < 15. \end{cases}$$

La comparación del resultado del desempeño de los dos esquemas es mostrado en la figura 4.2, donde puede observarse el voltaje de salida $v(t)$.

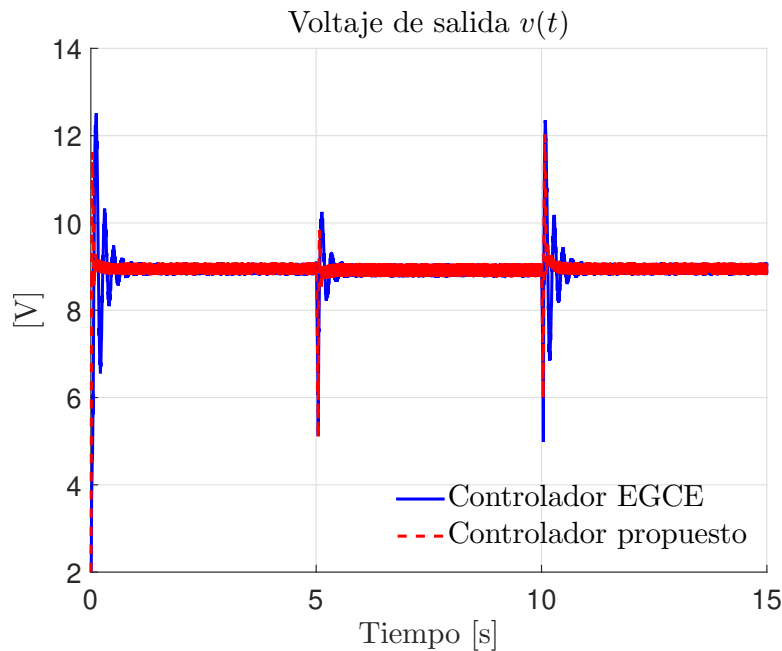


Figura 4.2: Resultados experimentales: evolución temporal del voltaje de salida $v(t)$.

En la figura 4.3 puede observarse la regulación del voltaje de salida en un osciloscopio usando el controlador EGCE y el controlador propuesto, respectivamente.

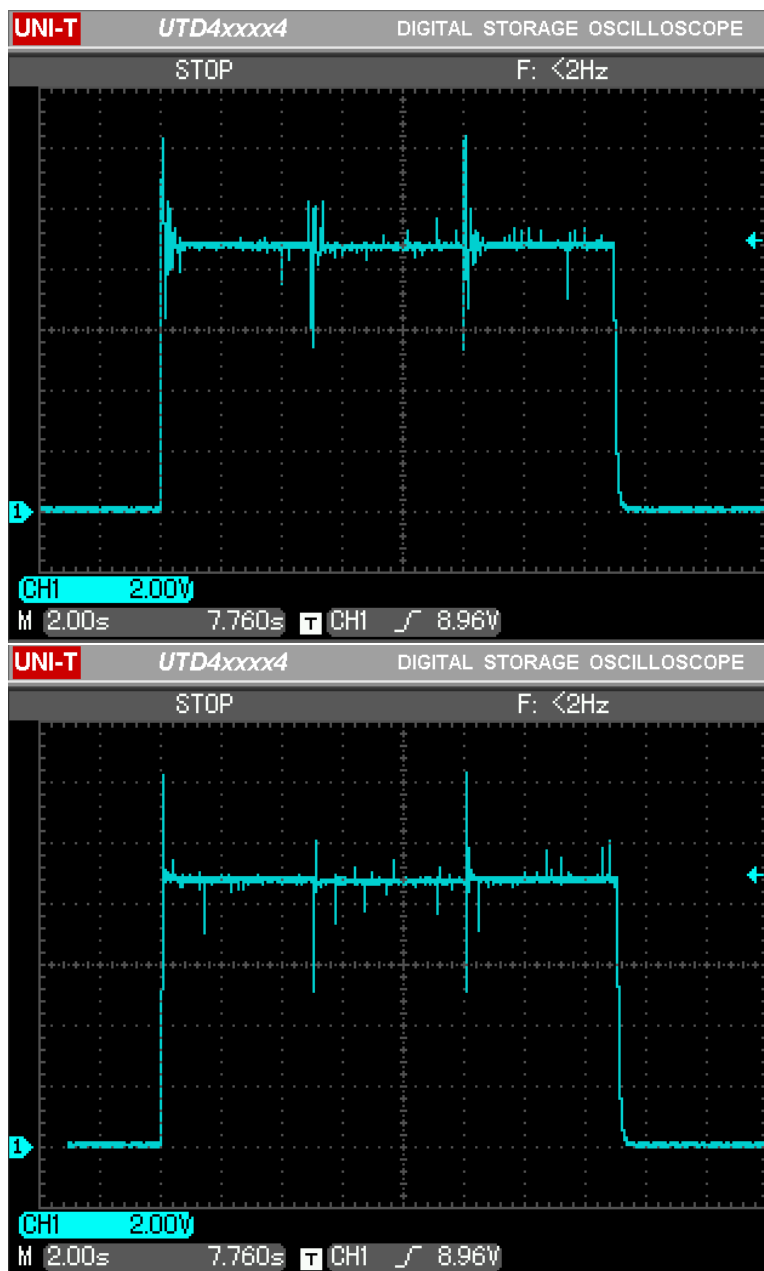


Figura 4.3: Resultados experimentales: evolución temporal del voltaje de salida $v(t)$ con el esquema EGCE y del esquema propuesto en el osciloscopio, respectivamente.

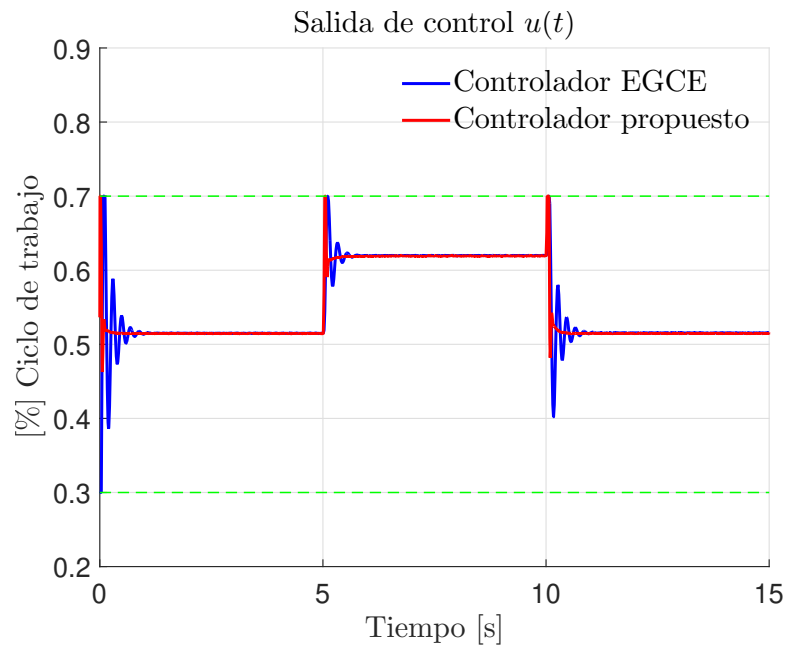


Figura 4.4: Resultados experimentales: evolución temporal de la señal de control.

La figura 4.4 muestra la evolución temporal del ciclo de trabajo $u(t)$ de los dos controladores el cual se encuentra saturado en los límites usados.

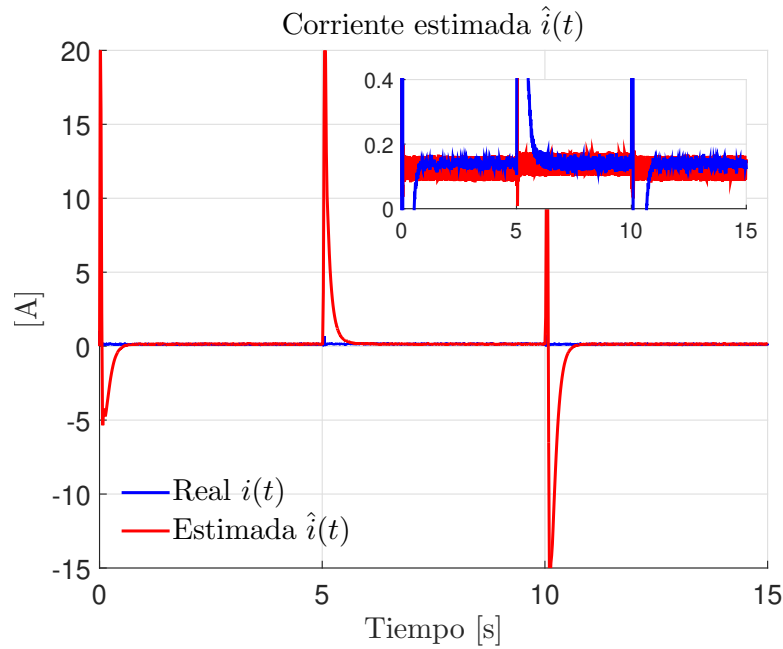


Figura 4.5: Resultados experimentales: evolución temporal de estimación de la corriente de inductor $i(t)$.

La figura 4.5 muestra la estimación de la corriente $\hat{i}(t)$ y la corriente medida $i(t)$.

Las figuras 4.6 y 4.7 muestran la potencia y energía de salida de los dos esquemas de control. Estas figuras demuestran que tanto la potencia como la energía de cada uno de los esquemas de control del convertidor buck están en similitud de condiciones de potencia y energía de salida.

Esto en conjunto al comportamiento en la señal de control (figura 4.4) de los dos esquemas, acredita la comparación justa de los dos controladores.

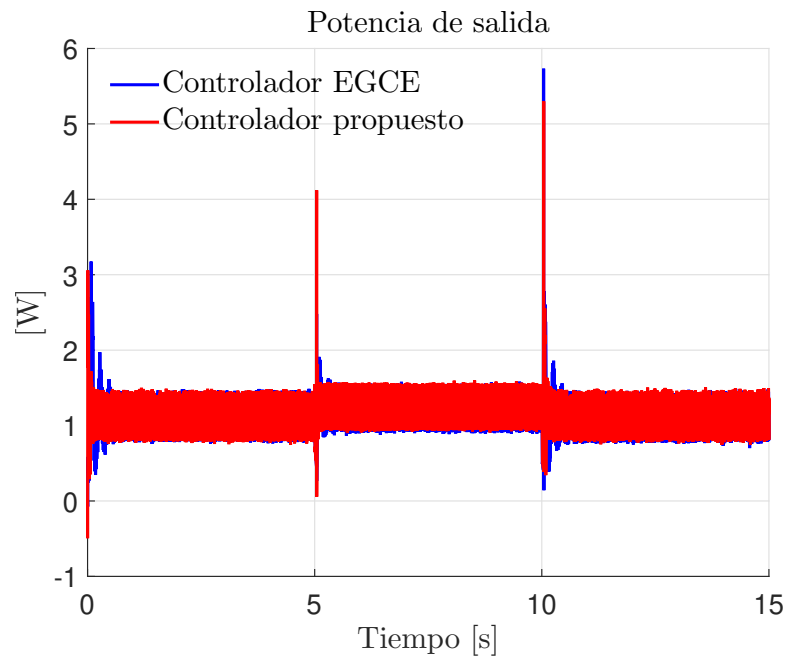


Figura 4.6: Resultados experimentales: evolución temporal de la potencia de salida de los dos controladores.

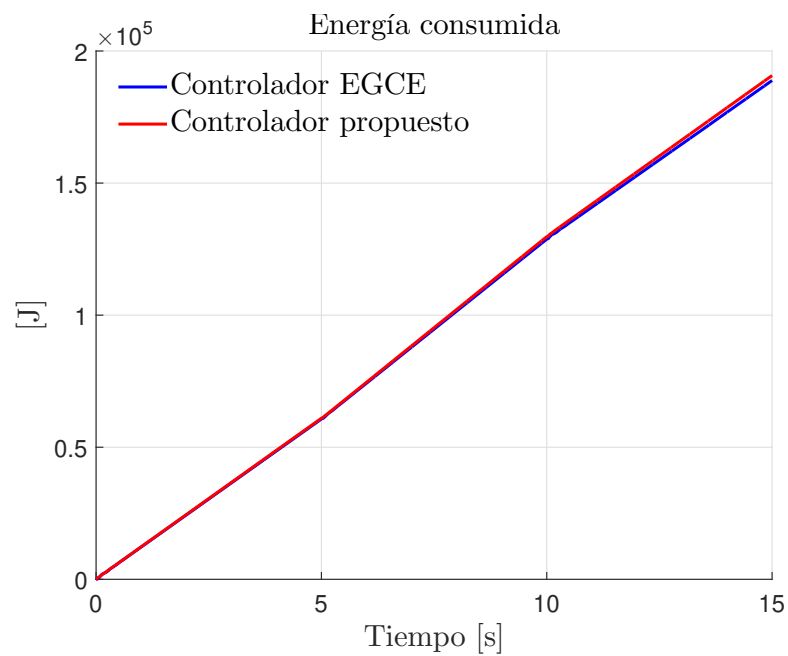


Figura 4.7: Resultados experimentales: evolución temporal de la energía consumida por los dos controladores.

4.7.2. Cambio del voltaje deseado con fuente de voltaje fija

El experimento consiste en hacer la regulación del voltaje de salida variable usando el controlador saturado con el observador de corriente propuesto. Las condiciones del experimento están dadas por

$$v_d(t) = \begin{cases} 9 \text{ [V]}, & \text{para } 0 \leq t < 5, \\ 12 \text{ [V]}, & \text{para } 5 \leq t < 10, \\ 9 \text{ [V]}, & \text{para } 10 \leq t < 15, \end{cases}$$

con un valor de fuente de voltaje fijo en $E(t) = 17[V]$.

La comparación del resultado del desempeño de los dos esquemas es mostrado en la figura 4.8 donde puede observarse el voltaje de salida $v(t)$.

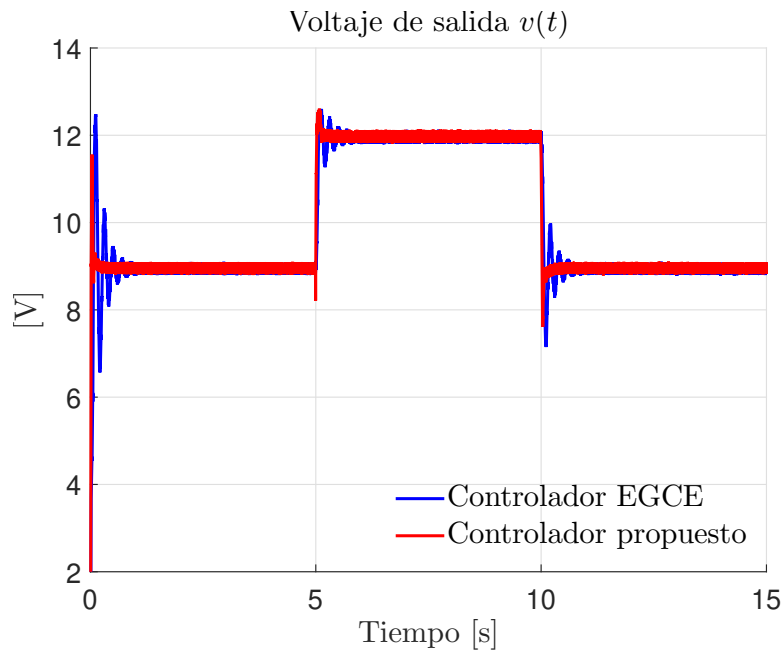


Figura 4.8: Resultados experimentales: evolución temporal del voltaje de salida $v(t)$.

En la figura 4.9 puede observarse la regulación del voltaje de salida en un osciloscopio usando el controlador EGCE y el controlador propuesto, respectivamente.

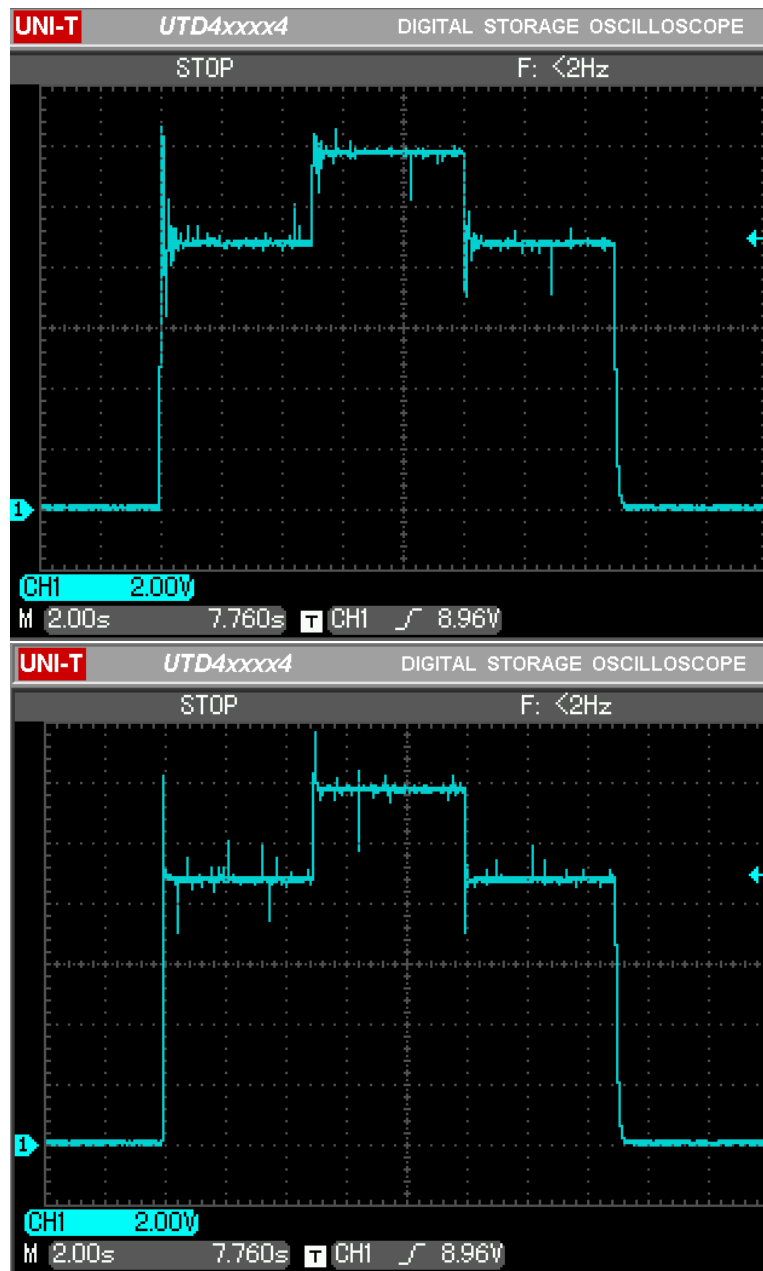


Figura 4.9: Resultados experimentales: evolución temporal del voltaje de salida $v(t)$ con el esquema EGCE y del esquema propuesto en el osciloscopio, respectivamente.

La figura 4.10 muestra la evolución temporal del ciclo de trabajo $u(t)$ de los dos controladores el cual se encuentra saturado en los límites propuestos.

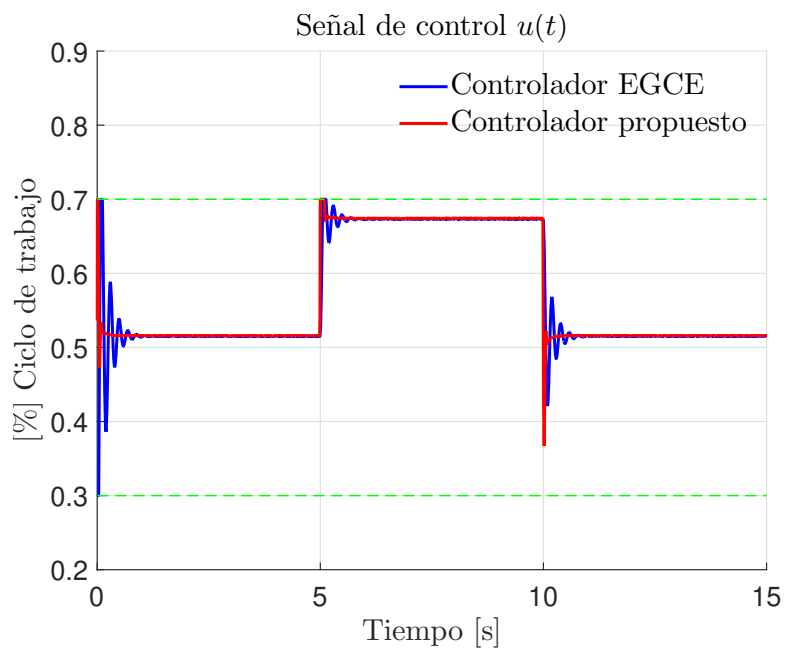


Figura 4.10: Resultados experimentales: evolución temporal de la señal de control.

La figura 4.11 muestra la comparación de la estimación de la corriente $\hat{i}(t)$ y la corriente medida $i(t)$.

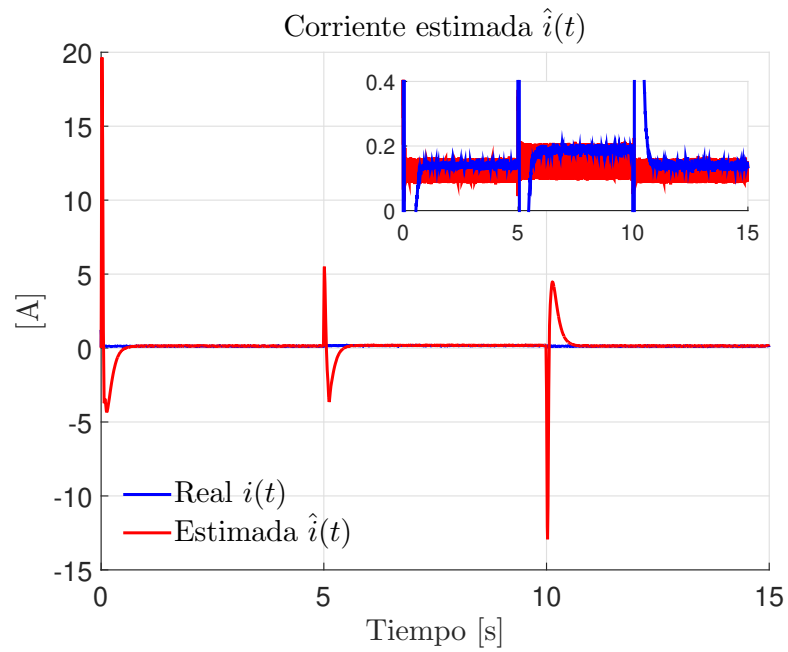


Figura 4.11: Resultados experimentales: evolución temporal de estimación de la corriente de inductor $i(t)$.

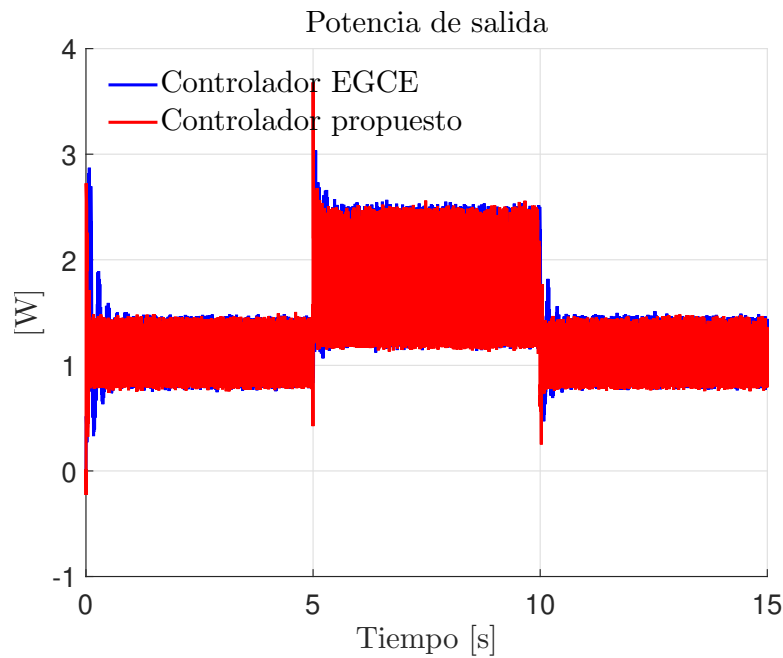


Figura 4.12: Resultados experimentales: evolución temporal de la potencia de salida de los dos controladores.

Las figuras 4.12 y 4.13 muestran la potencia y energía de salida de los dos esquemas de control.

Puede observarse que la potencia y la energía de cada uno de los esquemas de control del convertidor buck están en similitud de condiciones de potencia y energía de salida.

Si añadimos a esta comparación el comportamiento de la señal de control (figura 4.10) de los dos esquemas, se acredita la comparación justa de los dos controladores.

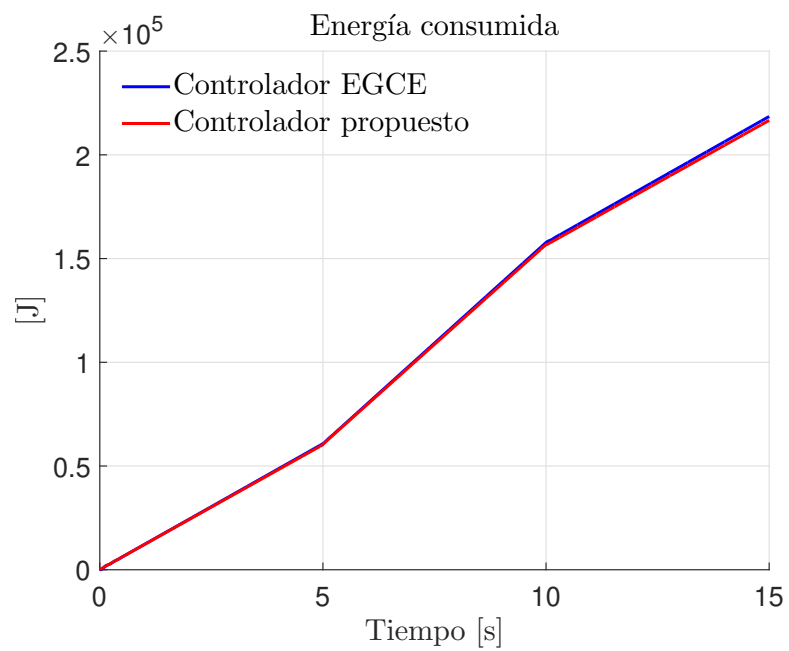


Figura 4.13: Resultados experimentales: evolución temporal de la energía consumida por los dos controladores.

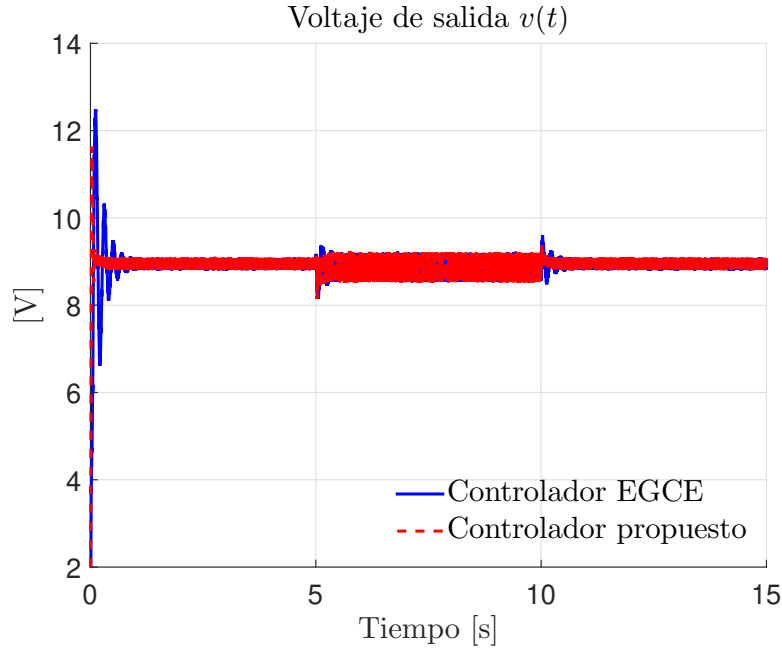


Figura 4.14: Resultados experimentales: evolución temporal del voltaje de salida $v(t)$.

4.7.3. Regulación del voltaje de salida con cambio en la carga

El experimento consiste en hacer la regulación del voltaje de salida usando el controlador saturado con el observador de corriente propuesto pero variando el valor de la carga de salida. Las condiciones del experimento están dadas por

$$R = \begin{cases} 64.25 & [\Omega], \text{ para } 0 \leq t < 5, \\ 25 & [\Omega], \text{ para } 5 \leq t < 10, \\ 64.25 & [\Omega], \text{ para } 10 \leq t < 15, \end{cases}$$

con un valor de fuente de voltaje fijo en $E(t) = 17[V]$ y voltaje deseado de $v_d(t) = 9[V]$. La comparación del resultado del desempeño de los dos esquemas es mostrado en la figura 4.14 donde puede observarse el voltaje de salida $v(t)$. En la figura 4.15 puede observarse la regulación del voltaje de salida en un osciloscopio usando el controlador EGCE y el controlador propuesto, respectivamente. La figura 4.16 muestra la evolución temporal del ciclo de trabajo $u(t)$ de los dos controladores el cual se encuentra saturado en los límites propuestos. La figura 4.17 muestra la comparación de la estimación de la corriente $\hat{i}(t)$ y la corriente medida $i(t)$. Las figuras 4.18 y 4.19 muestran la potencia y energía de salida de los dos esquemas de control. Estas figuras demuestran que tanto la potencia como la energía de cada uno de los esquemas de control del convertidor buck están en similitud



Figura 4.15: Resultados experimentales: evolución temporal del voltaje de salida $v(t)$ con el esquema EGCE y del esquema propuesto en el osciloscopio, respectivamente.

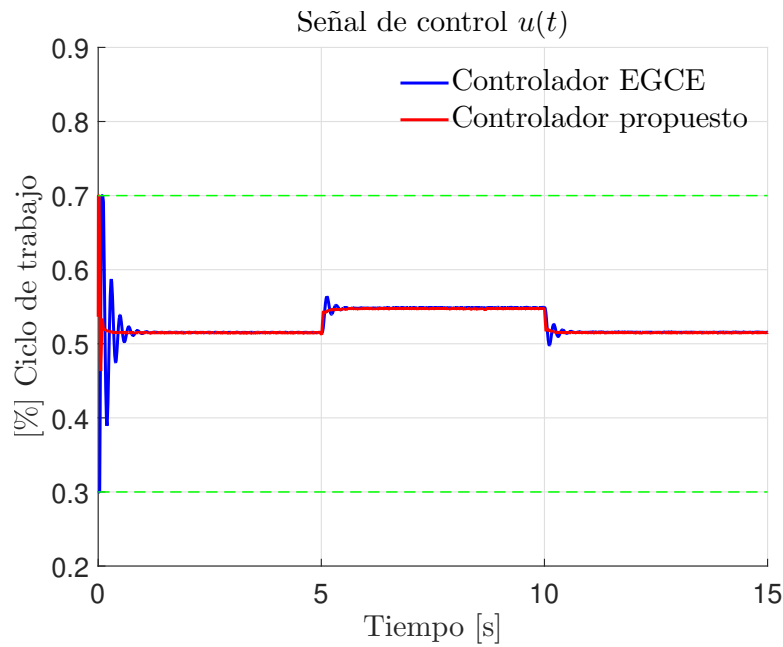


Figura 4.16: Resultados experimentales: evolución temporal de la señal de control.

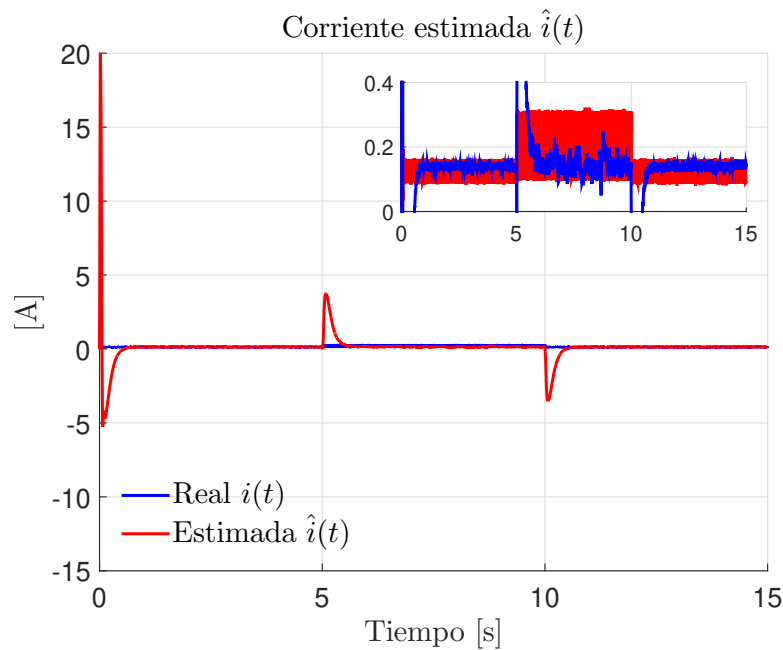


Figura 4.17: Resultados experimentales: evolución temporal de estimación de la corriente de inductor $i(t)$.

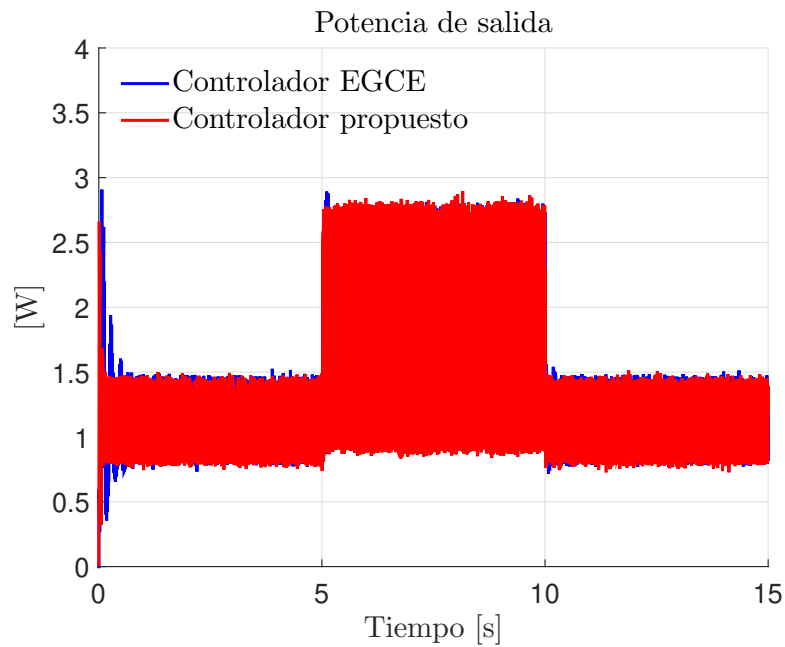


Figura 4.18: Evolución temporal de la potencia de salida de los dos controladores.

de condiciones de potencia y energía de salida. Esto, en conjunto al comportamiento en la señal de control (figura 4.16) de los dos esquemas, acredita la comparación justa de los dos controladores.

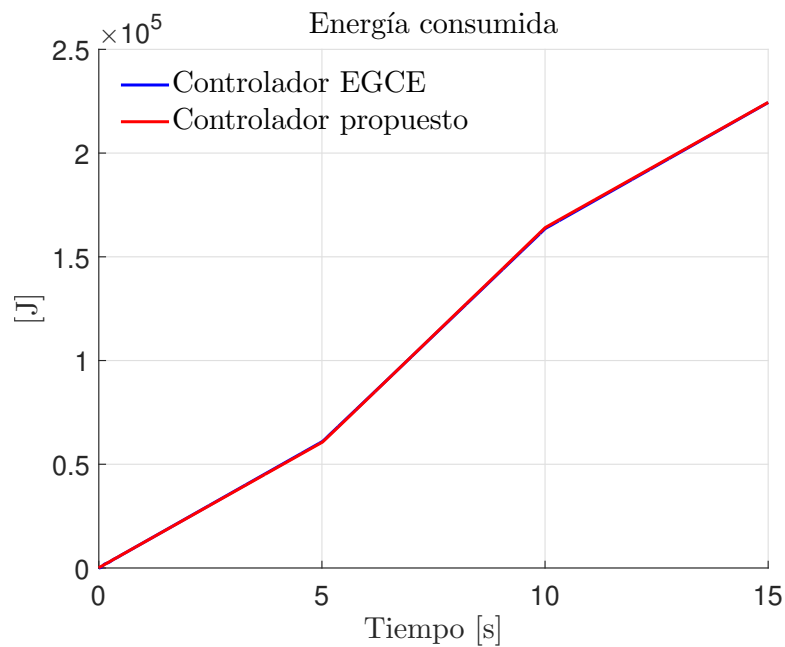


Figura 4.19: Evolución temporal de la energía consumida por los dos controladores.

4.8. Conclusiones

Tres experimentos de regulación son presentados:

- Regulación de voltaje de salida con cambios drásticos en la fuente de voltaje.
- Regulación de voltaje de salida cambiando el voltaje deseado.
- Regulación de voltaje de salida con cambio en la resistencia de salida.

El controlador propuesto toma en cuenta la función de saturación e incluye un observador de corriente; esquema que es comparado con otro de la literatura.

Observe la tabla 4.1 para una comparación de los tiempos de asentamiento producidos por cada controlador en cada uno de los experimentos. Además, como puede apreciarse en las figuras 4.2, 4.8 y 4.14, la implementación del nuevo controlador presenta menores picos de voltaje durante los transitorios al inicio de los experimentos y durante las conmutaciones de la fuente E , el voltaje deseado v_d o en la conmutación de la resistencia de carga R .

Tabla 4.1: Tiempos de asentamiento del voltaje de salida $v(t)$ usando el esquema EGCE (4.54) y usando el controlador propuesto (4.40)–(4.41) en los tres experimentos.

Rango de tiempo	Controlador EGCE	Controlador propuesto	Mejora
Experimento 1			
$0 \leq t < 5$	0.2399[s]	0.0516 [s]	78.49 %
$5 \leq t \leq 10$	0.06 [s]	0.05 [s]	16.66 %
$10 \leq t \leq 15$	0.21 [s]	0.09 [s]	57.14 %
Experimento 2			
$0 \leq t < 5$	0.241[s]	0.048 [s]	80.08 %
$5 \leq t \leq 10$	0.039[s]	0.002 [s]	94.87 %
$10 \leq t \leq 15$	0.13 [s]	0.04 [s]	96.92 %
Experimento 3			
$0 \leq t < 5$	0.239[s]	0.05 [s]	79.07 %
$5 \leq t \leq 10$	0.005 [s]	0.004 [s]	20 %
$10 \leq t \leq 15$	0.006 [s]	0.004 [s]	33.33 %

Observe la tabla 4.2 para una comparación de los errores RMS del voltaje. Como puede observarse, los errores de los dos controladores son pequeños pero el controlador propuesto (4.40)–(4.41) tiene un error menor al del esquema EGCE (4.54).

Tabla 4.2: Errores RMS del voltaje de salida $v(t)$ usando el esquema EGCE (4.54) y usando el controlador propuesto (4.40)–(4.41) en los tres experimentos.

Experimento 1	
EGCE	0.4699
Propuesto	0.0108
Experimento 2	
EGCE	0.5024
Propuesto	0.2793
Experimento 3	
EGCE	0.4123
Propuesto	0.2109

Como puede observarse el desempeño del controlador propuesto supera el control reportado por [65]. Las condiciones de sintonización son validadas al demostrar con que las condiciones de entrega de energía son similares.

Capítulo 5

Conclusiones.

El objeto de estudio de este trabajo es el diseño de controladores de convertidores de potencia con la entrada de control restringida ó saturada para realizar la tarea de regulación del voltaje de salida.

Se puede concluir que el diseño de controladores tomando en cuenta el fenómeno de la saturación en la señal de control tiene buenos resultados en la regulación del voltaje de salida aunque añade complejidad al análisis de estabilidad. Si a esto se le añade el uso de componentes parásitos en el modelado de los convertidores (lo cual aumenta las no-linealidades), se mejora el desempeño en la tarea de regulación. Como se discutió a través de los capítulos de este trabajo, las mediciones de la corriente del inductor y del voltaje de la fuente del convertidor son importantes para el correcto funcionamiento del control del convertidor de potencia, por lo que la implementación de observadores para estas mediciones es una aportación de este trabajo de tesis al área de control de convertidores de C.D.–C.D.

La presentación de experimentos que validan de manera contundente los análisis y simulaciones numéricas, aporta más importancia del presente trabajo ya que la mayoría de trabajos no presentan experimentos en tiempo real. Como puede observarse el desempeño de los controladores diseñados y presentados en este trabajo superan a los controladores de la literatura con los que se comparan, comprobándose la validez de esta comparación a través del estudio de la potencia y energía de salida.

Finalmente se presentaron los siguientes resultados:

- Estudio de modelado y diseño de convertidores de potencia C.D.–C.D.
- Diseño, análisis e implementación de un control saturado para la regulación del voltaje de salida en un convertidor boost con un observador para el voltaje de entrada y la corriente del inductor.

- Diseño, análisis e implementación de un control saturado para la regulación del voltaje de salida en un convertidor buck con un observador de la corriente del inductor.
- Experimentación en tiempo real y validación de los controladores propuestos.

5.0.1. Trabajo futuro

Como trabajo futuro se pretende extender este trabajo a otros convertidores de potencia de C.D., estudiar la forma de tener más robustez a cambios en la fuente de voltaje de entrada y la implementación de los controladores presentados en dispositivos embebidos como DSPs o FPGAs para perfeccionarse su implementación principalmente por el posible costo computacional en un dispositivo más limitado.

Además este trabajo puede extenderse al estudio y aplicación de estos controladores a la tarea de seguimiento de trayectoria, lo cual implica modificaciones al análisis de estabilidad. De igual forma se pretende explorar otros campos de la electrónica de potencia como los microgrids de C.D. y convertidores de C.D.–C.A.

Apéndice A

Lema: Existe una matriz diagonal positiva D tal que $DS + S^T D$ es definida positiva si y sólo si S es una matriz M , tal que, los principales menores de S son positivos:

$$Q = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & \cdots & s_{1k} \\ s_{21} & & & \\ \vdots & & & \\ s_{k1} & \cdots & \cdots & s_{kk} \end{bmatrix} > 0, \quad k = 1, 2, \dots, m.$$

Apéndice B

Esta sección presenta la estructura de la plataforma experimental de controladores de convertidores de potencia de corriente directa a corriente directa (CD-CD) diseñada en el presente trabajo y en la cual fueron realizadas las pruebas experimentales.

Los convertidores de potencia CD-CD implementados son:

- Convertidor elevador o boost
- Convertidor reductor o buck.

Físicamente la plataforma está conformada de 8 bloques, los cuales son:

1. Computadora con puerto PCI
2. Tarjeta de adquisición de datos
3. Circuitos de los convertidores de potencia (Buck y Boost)
4. Circuitos de sensado y acondicionamiento de voltaje
5. Circuitos de sensado y acondicionamiento de corriente
6. Circuitos generadores de PWM
7. Circuitos de disparo
8. Circuitos de conmutación

La figura 1 presenta la interconexión de estos bloques. Adicional a estos bloques, se

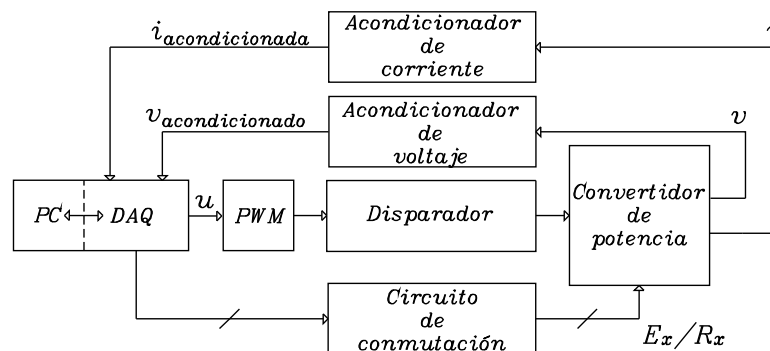


Figura 1: Diagrama a bloques de la plataforma experimental.

utilizan 3 fuentes de poder y un osciloscopio digital. Dos de esta fuentes son utilizadas

como el voltaje E que alimenta a los convertidores de potencia y la otra sirve para alimentar todos los circuitos. El osciloscopio se utiliza tanto en la calibración de algunos de los bloques que conforman a la plataforma, como para su uso a la salida de los convertidores y observar su voltaje de salida. En la tabla 1 se muestran los datos técnicos de estos instrumentos.

Tabla 1: Instrumentos usados en la plataforma.

Nombre	Uso
Agilent 6612C	Fuente $E1$
Agilent E3610A	Fuente $E2$
HP E3630A	Fuente para circuitería
UNI-T	Osciloscopio

A continuación se describen los bloques mencionados, su descripción, función, calibración en caso de necesitarla y conexión entre ellos y con las fuentes de poder y el osciloscopio digital.

Computadora con puerto PCI

La computadora utilizada cuenta con Windows XP, y ranuras PCI. Tiene instalada en una de sus ranuras PCI una tarjeta de adquisición de datos PCI-6035 de National Instruments para su uso con los convertidores de potencia. En su otra ranura se encuentra instalada una tarjeta sensoray 626 para su uso con motores. Para la implementación de los controladores se usa Matlab y Simulink, software que se enlaza a la tarjeta PCI y muestra los datos en tiempo real.

Tarjeta de adquisición de datos

La tarjeta de adquisición de datos utilizada es la PCI-6035E de National Instruments. Dependiendo del disco duro utilizado, la tarjeta puede transmitir al disco duro las mediciones a velocidades de hasta $200 [kS/s]$. Las especificaciones de la tarjeta de adquisición NI 6035E son las siguientes:

- 16 entradas analógicas a una resolución de hasta $200 [kS/s]$ con resolución de 12 o 16 bits

- 2 salidas analógicas a 10 [kS/s] con resolución de 12 o 16 bits
- 8 entradas/salidas digitales (TTL / CMOS)
- 4 entradas analógicas

La figura 2 presenta el diagrama de conexiones de la tarjeta NI 6035E

AI 8	34	68	AI 0
AI 1	33	67	AI GND
AI GND	32	66	AI 9
AI 10	31	65	AI 2
AI 3	30	64	AI GND
AI GND	29	63	AI 11
AI 4	28	62	AI SENSE
AI GND	27	61	AI 12
AI 13	26	60	AI 5
AI 6	25	59	AI GND
AI GND	24	58	AI 14
AI 15	23	57	AI 7
AO 0	22	56	AI GND
AO 1	21	55	AO GND
NC	20	54	AO GND
P0.4	19	53	D GND
D GND	18	52	P0.0
P0.1	17	51	P0.5
P0.6	16	50	D GND
D GND	15	49	P0.2
+5 V	14	48	P0.7
D GND	13	47	P0.3
D GND	12	46	AI HOLD COMP
PFI 0/AI START TRIG	11	45	EXT STROBE
PFI 1/AI REF TRIG	10	44	D GND
D GND	9	43	PFI 2/AI CONV CLK
+5 V	8	42	PFI 3/CTR 1 SRC
D GND	7	41	PFI 4/CTR 1 GATE
PFI 5/AO SAMP CLK	6	40	CTR 1 OUT
PFI 6/AO START TRIG	5	39	D GND
D GND	4	38	PFI 7/AI SAMP CLK
PFI 9/CTR 0 GATE	3	37	PFI 8/CTR 0 SRC
CTR 0 OUT	2	36	D GND
FREQ OUT	1	35	D GND

NC = No Connect

Figura 2: Diagrama de entradas y salidas de la tarjeta de adquisición de datos NI 6035E.

Los pines usados para el convertidor buck se muestran en la tabla 2:

Tabla 2: Conexiones de los pines de la DAQ a la circuitería del buck.

Pin	Nombre	Uso
68	AI 0	Entrada de medición de corriente
33	AI 1	Entrada de medición de voltaje
22	A0 0	Salida de control
52	P0.0	Salida de conmutación de fuente
17	P0.1	Salida de conmutación de resistencia de carga

Los pines usados para el convertidor boost se muestran en la tabla 3:

Tabla 3: Conexiones de los pines de la DAQ a la circuitería del boost.

Pin	Nombre	Uso
65	AI 2	Entrada de medición de corriente
30	AI 3	Entrada de medición de voltaje
21	A0 1	Salida de control
49	P0.2	Salida de conmutación de fuente
47	P0.3	Salida de conmutación de resistencia de carga

Los pines que deben aterrizar para el uso de los dos convertidores se muestran en la tabla 4:

Tabla 4: Conexiones de los pines de la DAQ a tierra.

Pin	Nombre	Uso
18	D GND	Tierra
20	AO EXT REF	Tierra
29	AI GND	Tierra
32	AI GND	Tierra
29	AI 4	Tierra
50	D GND	Tierra
53	D GND	Tierra
54	AO GND	Tierra
55	AO GND	Tierra
56	AI GND	Tierra
64	AI GND	Tierra
67	AI GND	Tierra

Circuitos de los convertidores de potencia

Los circuitos implementados en esta plataforma son el convertidor buck y el convertidor boost cada uno con sus sensores y circuitos independientes uno del otro para poder trabajar con los dos convertidores sin necesidad de conectar o desconectar algún circuito es decir, los dos sistemas conviven en la misma plataforma.

Convertidor boost

El diagrama eléctrico del convertidor boost o elevador es mostrado en la figura 3

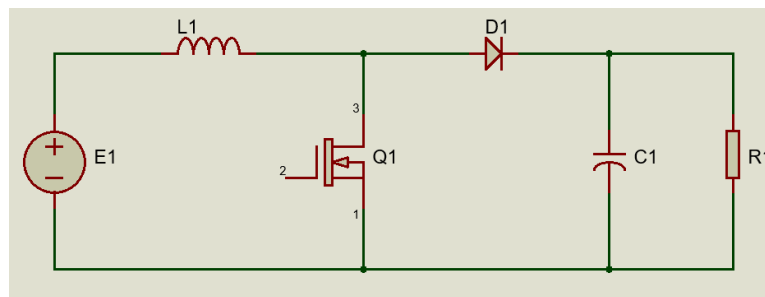


Figura 3: Diagrama eléctrico del convertidor boost.

y la lista de materiales del convertidor boost es la siguiente:

Identificador	Modelo	Descripción
E1		Fuente de voltaje
Q1	HUF75345G3	MOSFET
D1	MBR1035	Diodo
R1	100 [Ω]	Resistor de carga
L1	150 [mH]	Inductor
C1	1000 [μF]	Capacitor

Tabla 5: Material de la circuitería del convertidor boost.

Convertidor buck

El diagrama eléctrico del convertidor buck o reductor es mostrado en la figura 4

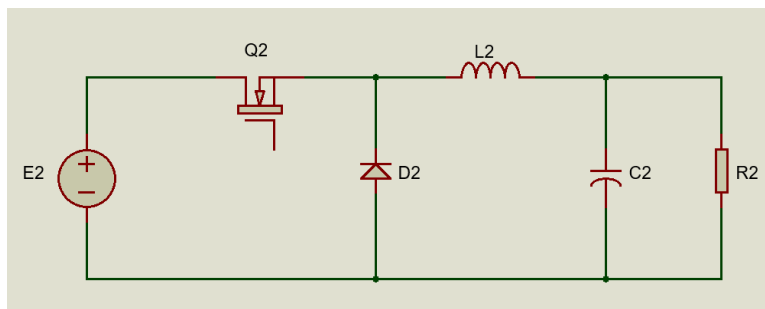


Figura 4: Diagrama eléctrico del convertidor buck.

y la lista de materiales del convertidor buck es la siguiente:

Identificador	Modelo	Descripción
E2		Fuente de voltaje
Q2	NTE2984	MOSFET
D2	MBR1035	Diodo
R2	63.25 [Ω]	Resistor de carga
L2	5 [mH]	Inductor
C2	1000 [μF]	Capacitor

Tabla 6: Material de la circuitería del convertidor buck.

Circuito de sensado y acondicionamiento de voltaje

El circuito de sensado y acondicionamiento de voltaje se conecta a la salida de los circuitos convertidores de potencia. Sirve para acondicionar el voltaje de salida de los circuitos convertidores y que pueda ser medido por los convertidores analógicos-digitales de la DAQ. Para calibrar el circuito, los potenciómetros del circuito deben ajustarse de forma que el voltaje de salida sea $1/3$ del voltaje de entrada. La razón de esta ganancia es debido a que la DAQ sólo acepta voltajes dentro del rango ± 10 [V]. Lo cual quiere decir que a la salida de los dos convertidores máximo debe haber ± 30 [V], aunque se recomienda no exceder los ± 25 [V] para dejar un rango en caso de falla. Su diagrama es mostrado en la figura 5

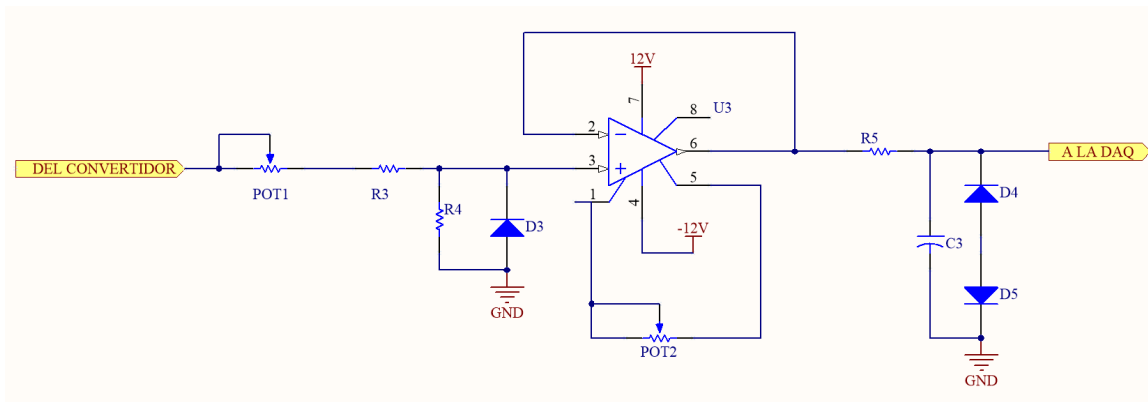


Figura 5: Diagrama eléctrico del circuito de sensado y acondicionamiento de voltaje.

y la lista de materiales del circuito de sensado y acondicionamiento de voltaje

Identificador	Modelo	Descripción
U3	LM741	Amplificador operacional
POT1	10 [KΩ]	Potenciómetro de precisión
POT2	10 [KΩ]	Potenciómetro de precisión
R3	10 [KΩ]	Resistor
R4	10 [KΩ]	Resistor
R5	1 [KΩ]	Resistor
C3	10 [μF]	Capacitor
D3		Diodo zener
D4		Diodo zener
D5		Diodo zener

Tabla 7: Material del circuito de sensado y acondicionamiento de voltaje.

Circuito de sensado y acondicionamiento de corriente

Para la medición y acondicionamiento de corriente se usó un sensor NT-5 de F.W. Bell (ver hoja de datos), que entrega 0.5 [V] por 1 [A]. Esta señal puede ser acondicionada por software con un bloque multiplicador en simulink para su mejor visualización. La figura 6 muestra el diagrama del circuito

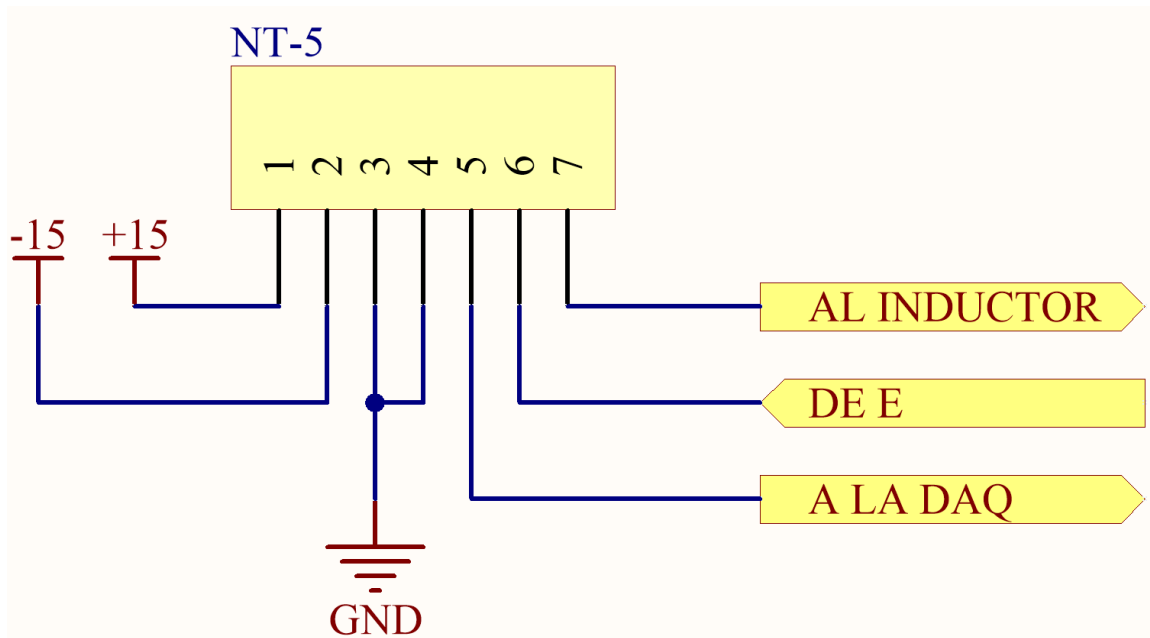


Figura 6: Diagrama eléctrico del circuito de sensado y acondicionamiento de corriente.

y la lista de materiales es la siguiente:

Identificador	Modelo	Descripción
NTE-5	NTE-5	Sensor de corriente

Tabla 8: Material del circuito de sensado y acondicionamiento de corriente.

[KHz] pero puede usarse otra. Los potenciómetros $POT3$ y $POT4$ son utilizados para calibrar el ancho de pulso. Utilizando el osciloscopio se debe calibrar la salida del PWM, administrando un voltaje proveniente de la DAQ de 0 [V] y observando que no haya picos en la salida del PWM, con 5 [V] en la entrada proveniente de la DAQ el ciclo de trabajo debe estar al 50% y así sucesivamente ajustando los potenciómetros, para que entonces al tener una señal de entrada de 0-10 [V] el ciclo de trabajo funcione del 0-100%. Cabe mencionar que a la salida, el 100% no es posible por construcción del circuito el cual llega al 89% aproximadamente.

Circuitos de disparo

La señal a la salida del PWM debe acondicionarse para poder tener la corriente necesaria y poder activar el MOSFET en cada convertidor. Por su construcción cada convertidor utiliza un circuito de disparo diferente, los cuales son explicados a continuación.

Circuito de disparo para convertidor boost

La señal proveniente del TL494 entra al circuito formado por un arreglo de dos transistores para proveer la corriente necesaria al tren de pulsos que activan al MOSFET del convertidor boost. El circuito del disparador es mostrado en la figura 8

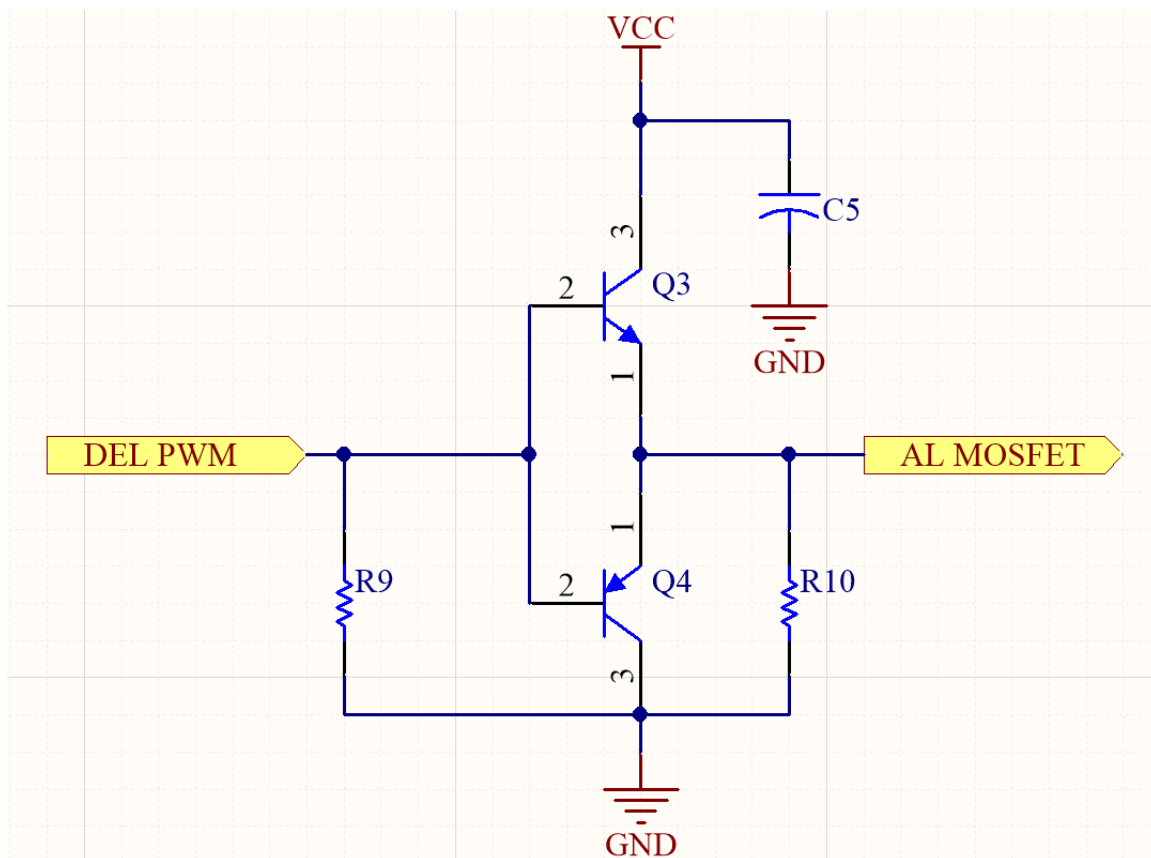


Figura 8: Diagrama eléctrico del circuito de disparo para convertidor boost.

y la lista de materiales es la siguiente

Identificador	Modelo	Descripción
Q3	2N2222	Transistor NPN
Q4	2N2907	Transistor PNP
R9	3.3 [KΩ]	Resistor
R10	2.2 [KΩ]	Resistor
C5	100 [μF]	Capacitor

Tabla 10: Material del circuito de disparo para convertidor boost.

Circuito de disparo para convertidor buck

Por la forma de conexión del convertidor buck, en específico por el nodo donde se unen el inductor, el transistor y el cátodo del diodo, este disparador es implementado. Para realizar dicho propósito, se utiliza un conjunto de circuitos exterior al chip denominada bootstrap, compuesta de un diodo y un par de condensadores. El diagrama del circuito disparador para el buck es mostrado en la figura 9

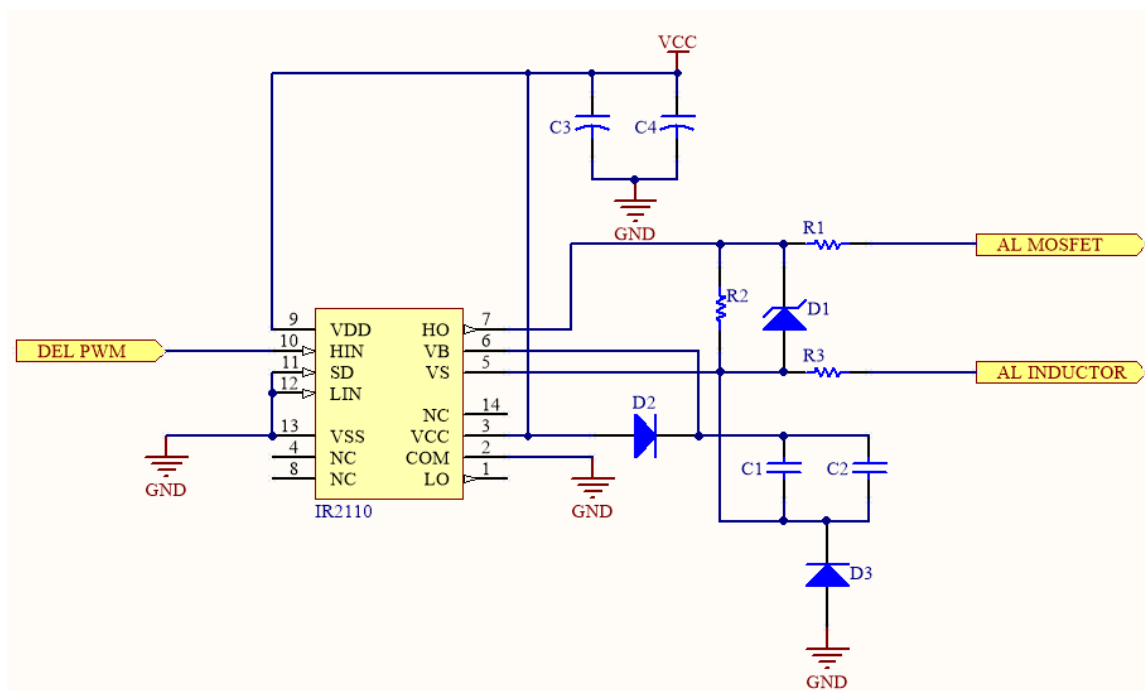


Figura 9: Diagrama eléctrico del circuito de disparo para convertidor buck.

y la lista de materiales es la siguiente:

Identificador	Modelo	Descripción
U5	IR2110	Driver
D6	1N4148	Diodo
D7	MBR360	Diodo
D8	15 [V]	Diodo Zener
R11	100 [$K\Omega$]	Resistor
R12	10 [Ω]	Resistor
R13	10 [Ω]	Resistor

Tabla 11: Material del circuito de disparo para convertidor buck.

Circuitos de conmutación

Este circuito es usado para conmutar el voltaje E y el resistor de carga R de los convertidores de potencia de esta plataforma.

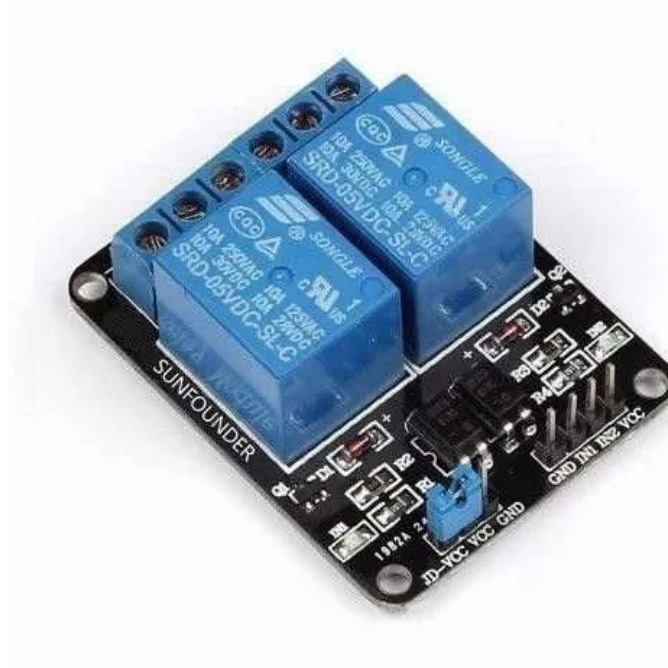


Figura 10: Circuito de conmutación para E y R .

Apéndice C

Artículos en revistas internacionales (JCR)

1. Javier Moreno–Valenzuela y **Octavio García–Alarcón**, “On control of a Boost DC–DC Power Converter under Constrained Input”, *Complexity*, Volume 2017, Article ID 4143901, 11 pages, 2017. <https://doi.org/10.1155/2017/4143901>.
2. **Octavio García–Alarcón** y Javier Moreno–Valenzuela, “Analysis and Design of a Controller for an Input–Saturated DC–DC Buck Power Converter”, *IEEE Explore*, Volume: 7, pages 54261–54272, Electronic ISSN: 2169–3536. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2912858>.

Bibliografía

- [1] J. P. Agrawal. *Power electronic converters modeling and control*. Prentice Hall, 2001.
- [2] I. Gottlieb. *Regulated power supplies*. Tab Books, 1992.
- [3] R. Muhammad. *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Pearson Educación, 2004.
- [4] N. Mohan and M. Undeland. *Power electronics: converters, applications, and design*. John Wiley & Sons, 2007.
- [5] H. Sira-Ramirez and A. Sunil K. *Differentially flat systems*. Crc Press, 2004.
- [6] F. Vasca and L. Iannelli. *Dynamics and Control of Switched Electronic Systems*, volume 199. Springer, 2012.
- [7] M. Patil and P Rodey. *Control Systems for Power Electronics A Practical Guide*. SpringerBriefs in Applied Sciences and Technology, 2015.
- [8] B. Issa and H. Ahmad. *Power electronics: circuit analysis and design*, 2018.
- [9] C. Chang. *Dynamics and Control of Switched Electronic Systems*. Springer, 2012.
- [10] H. Sira-Ramírez and R. Silva-Ortigoza. *Control design techniques in power electronics devices*. Springer Science & Business Media, 2006.
- [11] F. Anritter, P. Maurer, and J. Reger. Flatness based control of a buck-converter driven dc motor. *IFAC Proceedings Volumes*, 39(16):36–41, 2006.
- [12] J. Linares-Flores, A. Antonio-García, and A. Orantes-Molina. Arranque suave para un motor de cd a través de un convertidor reductor cd-cd. *Ingeniería, investigación y tecnología*, 12(2):137–148, 2011.

-
- [13] J. Linares-Flores, J. Barahona-Avalos, H. Sira-Ramírez, and M. Contreras-Ordaz. Robust passivity-based control of a buck–boost-converter/dc-motor system: An active disturbance rejection approach. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 48(6):2362–2371, 2012.
- [14] J. Linares-Flores, H. Sira-Ramirez, J. Reger, and R. Silva-Ortigoza. An exact tracking error dynamics passive output feedback controller for a buck-boost-converter driven dc motor. In *International Power Electronics Congress, 10th IEEE*, pages 1–5. IEEE, 2006.
- [15] J. Guzman-Guemez. Estudio del modelado y control de una fuente de poder conmutada de configuración elevadora. Master’s thesis, CITEDI-IPN, 2013.
- [16] A. Iovine and F. Mazenc. Bounded control for dc/dc converters: Application to renewable sources. *57th IEEE Annual Conference on Decision and Control (CDC)*, pages 3415–3420, 2018.
- [17] E. Jimenez-Toribio, A. Labour-Castro, F. Muniz-Rodriguez, H. Perez-Hernandez, and E. Ortiz-Rivera. Sensorless control of sepic and cuk converters for dc motors using solar panels. In *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC’09. IEEE International*, pages 1503–1510. IEEE, 2009.
- [18] J. Linares-Flores, H. Sira-Ramirez, E. Cuevas-López, and M.A. Contreras-Ordaz. Sensorless passivity based control of a dc motor via a solar powered sepic converter-full bridge combination. *Journal of Power Electronics*, 11(5):743–750, 2011.
- [19] A. Martinelli, P. Nahata, and G. Ferrari-Trecate. Voltage stabilization in mvdc microgrids using passivity-based nonlinear control. *57th IEEE Annual Conference on Decision and Control (CDC)*, pages 14–5,, 2018.
- [20] R. Middlebrook and S. Ćuk. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. *International Journal of Electronics Theoretical and Experimental*, 42(6):521–550, 1977.
- [21] R. Ortega, J. Loría Perez, P. Nicklasson, and H. Sira-Ramirez. *Passivity-based control of Euler-Lagrange systems: mechanical, electrical and electromechanical applications*. Springer Science & Business Media, 2013.
- [22] S. Lyshevski. *Electromechanical systems, electric machines, and applied mechatronics*, volume 3. CRC press, 1999.

-
- [23] D. Karagiannis, A. Astolfi, and R. Ortega. Two results for adaptive output feedback stabilization of nonlinear systems. *Automatica*, 39(5):857–866, 2003.
- [24] J Linares-Flores and H Sira-Ramirez. Dc motor velocity control through a dc-to-dc power converter. In *Decision and Control, 2004. CDC. 43rd IEEE Conference on*, volume 5, pages 5297–5302. IEEE, 2004.
- [25] J Linares-Flores and H Sira-Ramirez. A smooth starter for a dc machine: a flatness based approach. In *Electrical and Electronics Engineering, 2004.(ICEEE). 1st International Conference on*, pages 589–594. IEEE, 2004.
- [26] J Linares-Flores and H Sira-Ramírez. Sliding mode-delta modulation gpi control of a dc motor through a buck converter. *IFAC Proceedings Volumes*, 37(21):405–410, 2004.
- [27] J Linares-Flores. *Control suave de velocidad de motores de CD mediante convertidores de potencia CD/CD*. PhD thesis, Ph. D. dissertation, Sección de Mecatrónica del Departamento de Ingeniería Eléctrica del CINVESTAVIPN, Mexico City, Mexico, 2006.
- [28] H El Fadil and F Giri. Accounting of dc-dc power converter dynamics in dc motor velocity adaptive control. In *Computer Aided Control System Design, 2006 IEEE International Conference on Control Applications, 2006 IEEE International Symposium on Intelligent Control, 2006 IEEE*, pages 3157–3162. IEEE, 2006.
- [29] M. Spinetti, E. Fossas, and D. Biel. Stability analysis of a lyapunov-based controlled boost converter. In *CDC*, pages 6544–6548, 2009.
- [30] C. Olalla, I. Queinnec, R. Leyva, and A. El Aroudi. Robust optimal control of bilinear dc–dc converters. *Control Engineering Practice*, 19(7):688–699, 2011.
- [31] M. Ahmad, R. Ismail, and M. Ramli. Control strategy of buck converter driven dc motor: a comparative assessment. *Australian Journal of Basic and Applied Sciences*, 4(10):4893–4903, 2010.
- [32] R. Sureshkumar and S. Ganeshkumar. Comparative study of proportional integral and backstepping controller for buck converter. In *Emerging Trends in Electrical and Computer Technology (ICETECT), 2011 International Conference on*, pages 375–379. IEEE, 2011.

-
- [33] Z. Wu and C-H. Liu. Nonlinear current-mode controller for dc/dc boost power converters. *Electronics Letters*, 47(3):209–211, 2011.
- [34] B. Dakyo A. Tani, M.B. Camara. Energy management based on frequency approach for hybrid electric vehicle applications: fuel-cell/ lithium-battery and ultracapacitor. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 61:3375–3386, 2012.
- [35] O. Bingol and S. Pacaci. A virtual laboratory for neural network controlled dc motors based on a dc-dc buck converter. *International Journal of Engineering Education*, 28(3):713–723, 2012.
- [36] C. Qiang, R. Xuemei, and O. Jesus Angel. Identifier-based adaptive neural dynamic surface control for uncertain dc–dc buck converter system with input constraint. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, 17(4):1871–1883, 2012.
- [37] J. Guzmán-Guemez and J. Moreno-Valenzuela. Saturated control of boost dc-to-dc power converter. *Electronics Letters*, 49(9):613–615, 2013.
- [38] H. Sira-Ramirez and M. Oliver-Salazar. On the robust control of buck-converter dc-motor combinations. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(8):3912–3922, 2013.
- [39] R. Silva-Ortigoza, J. García-Sánchez, J. Alba-Martínez, V. Hernández-Guzmán, M. Marcelino-Aranda, H. Taud, and R. Bautista-Quintero. Two-stage control design of a buck converter/dc motor system without velocity measurements via a-modulator. *Mathematical Problems in Engineering*, 2013, 2013.
- [40] J. Linares-Flores, J. Regeer, and H. Sira-Ramírez. Load torque estimation and passivity-based control of a boost-converter/dc-motor combination. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 18(6):1398–1405, 2010.
- [41] J. Linares-Flores, J. Regeer, and H. Sira-Ramírez. Speed-sensorless tracking control of a dc-motor via a double buck-converter. In *Decision and Control, 2006 45th IEEE Conference on*, pages 6229–6234. IEEE, 2006.
- [42] A. Alexandridis and G. Konstantopoulos. Modified pi speed controllers for series-excited dc motors fed by dc/dc boost converters. *Control Engineering Practice*, 23:14–21, 2014.

-
- [43] J. Moreno-Valenzuela and J. Guzmán-Guemez. Experimental evaluations of voltage regulators for a saturated boost dc-to-dc power converter. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 38(3):327–337, 2016.
- [44] F. Bonanno, G. Capizzi, and G. Sciuto. Improved smps modeling for photovoltaic applications by a novel neural paradigm with hamiltonian-based training algorithm. In *Clean Electrical Power (ICCEP), 2015 International Conference on*, pages 723–730. IEEE, 2015.
- [45] R. Silva-Ortigoza, V. Hernández-Guzmán, M. Antonio-Cruz, and D. Munoz-Carrillo. Dc/dc buck power converter as a smooth starter for a dc motor based on a hierarchical control. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 30(2):1076–1084, 2015.
- [46] D. Hanxiao, L. Xinquan, and L. Cong. Design of a synchronous boost dc–dc converter with constant current mode control in mpp. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 84(2):223–235, 2015.
- [47] A. Benzaouia, H. Soliman, and A. Saleem. Regional pole placement with saturated control for dc-dc buck converter through hardware-in-the-loop. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 38(9):1041–1052, 2016.
- [48] G. C. Konstantopoulos and Q.-C. Zhong. Nonlinear control of dc/dc power converters with inherent current and power limitation. In *24th Medit. Conf. Control Automat.*, pages 949–954, 2016.
- [49] R. Silva Ortigoza, J. Juarez, J. Sanchez, M. Cruz, V. Guzman, and H. Taud. Modeling and experimental validation of a bidirectional dc/dc buck power electronic converter-dc motor system. *IEEE Latin America Transactions*, 15(6):1043–1051, 2017.
- [50] K. In Hyuk and S. Young Ik. Regulation of a dc–dc boost converter under parametric uncertainty and input voltage variation using nested reduced-order pi observers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(1):552–562, 2017.
- [51] M. Wei, Z. Rui, W. Lei, L. Jiahong, D. Zhiming, Z. Yihui, and H. Min. Stabilizing the buck converter with a first-order-filter-based time delay feedback controller. *IEEE Access*, 6:1967–1973, 2018.
- [52] M. Li, Z. Yifan, Y. Xiaofei, D. Shihong, and D. Lili. Quasi-continuous second-order sliding mode control of buck converter. *IEEE Access*, 6:17859–17867, 2018.

-
- [53] M. Cucuzzella, R. Lazzari, Y. Kawano, K.C. Kosaru, and J.M.A. Scherpen. Voltage control of boost converters in dc microgrids with zip loads. *arXiv preprint arXiv:1902.10273*, 2019.
- [54] A. El Aroudi. A new approach for accurate prediction of subharmonic oscillation in switching regulators, part i: Mathematical derivations. *IEEE Trans. Power Electronics*, 32:5651–5665, 2017.
- [55] I. Munteanu S. Bacha and A. Iuliana Bratcu. *Power electronic converters modeling and control*. Springer, 2014.
- [56] J. Guzman-Guemez and J. Moreno-Valenzuela. Saturated control of boost dc-to-dc power converter. *Electronics Letters*, 49:613–615, 2013.
- [57] B. Hauke. Basic calculation of a buck converter. Low Power DC/DC Applications SLVA477B, Texas Instruments, December 2015.
- [58] José Antonio Beristáin Jiménez Javier Pérez Ramírez. *Electrónica de potencia: modelado y control de convertidores CD-CD*. Pearson Educación de México, primera edición, Diciembre 2016.
- [59] Md. Abdus Salam and Quazi Mehbubar Rahman. *Fundamentals of Electrical Circuit Analysis*. Springer, Singapore, 2018.
- [60] L. T. Aguilar, L. B. Freidovich, Y. Orlov, and J. Mérida. Performance analysis of relay feedback position regulators for manipulators with coulomb friction. In *2013 European Control Conference (ECC)*, pages 3754–3759. IEEE, 2013.
- [61] Branko L. Dokic and Branko Blanus. *Power Electronics*. Springer Cham Heidelberg New York Dordrecht London, 2007.
- [62] I. Kanellakopoulos M. Krstić and P. Kokotović. *Nonlinear and adaptive controller control design*. John Wiley and Sons, New York, 1995.
- [63] H. K. Khalil. *Nonlinear Systems*. Prentice–Hall, Upper Saddle, 1996.
- [64] J.J. Slotine et al. *Applied nonlinear control*, volume 199. Prentice hall Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [65] H. El Fadil, G. Fouad, C. Fatima-Zahra, and E. Ouadia. Accounting for input limitation in the control of buck power converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 56(6):1260–1271, 2009.