

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



MAESTRÍA EN CIENCIAS EN SISTEMAS DIGITALES

**ESTUDIO DEL MODELADO Y CONTROL DE UNA
FUENTE DE PODER CONMUTADA DE CONFIGURACIÓN
ELEVADORA**

TESIS

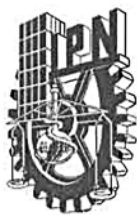
**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRO EN CIENCIAS EN SISTEMAS DIGITALES**

**PRESENTA
JORGE LUIS GUZMAN GUEMEZ**

**BAJO LA DIRECCIÓN DE
DR. EDUARDO JAVIER MORENO VALENZUELA**

JUNIO 2013

TIJUANA, B.C. MEXICO



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de Tijuana, B.C. siendo las 12:00 horas del día 12 del mes de junio del 2013 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:

ESTUDIO DEL MODELADO Y CONTROL DE UNA FUENTE DE PODER CONMUTADA DE CONFIGURACIÓN ELEVADORA.

Presentada por el alumno:

GUZMAN

Apellido paterno

GUEMEZ

Apellido materno

JORGE LUIS

Nombre(s)

Con registro:

B	1	1	0	6	8	2
---	---	---	---	---	---	---

aspirante de:

MAESTRÍA 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(a) de tesis

DR. EDUARDO JAVIER MORENO VALENZUELA

DR. JOSÉ CRUZ NÚÑEZ PÉREZ

DR. ROBERTO SEPÚLVEDA CRUZ

M.C. DAVID JAIME SAUCEDO MARTÍNEZ

M.C. ADOLFO ESQUIVEL MARTÍNEZ

PRESIDENTE DEL COLEGIO DE PROFESORES

DRA. MIREYA SARAI GARCÍA VÁZQUEZ



S. E. P.
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 19 del mes Junio del año 2013, el (la) que suscribe Jorge Luis Guzman Gomez alumno (a) del Programa de MAESTRÍA EN CIENCIAS EN SISTEMAS DIGITALES con número de registro B110682, adscrito al CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DESARROLLO DE TECNOLOGÍA DIGITAL, manifiesta que es autor (a) intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección de Dr. Eduardo Javier Moreno Valenzuela, cede los derechos del trabajo titulado Estudio del modelado y control de una fuente de poder conmutada de configuración elevadora, 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 autor y/o director del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a la siguiente dirección Av. del Parque 1310, Mesa de Otay, Tijuana, Baja California 22510, México, o a la dirección electrónica: gguemez.jorge@gmail.com. Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

Jorge Luis Guzman Gomez

Nombre y firma

Estudio del modelado y control de una fuente de poder conmutada de configuración elevadora

Resumen

En este trabajo de tesis se presenta el procedimiento de diseño e implementación de controladores con entrada de control saturada. Este enfoque de control es aplicado a una fuente de poder conmutada de configuración elevadora, también llamada *convertidor elevador*, para resolver el problema de regulación del voltaje de salida. El procedimiento de diseño del controlador no considera la presencia de la resistencia del inductor ni otras características intrínsecas de sus componentes.

Se presenta una introducción al modelado aunado a la motivación del problema de control así como el re-estudio de un controlador ya reportado en la literatura y la propuesta de dos controladores. Estos a su vez, son respaldados por el análisis de estabilidad en el sentido de Lyapunov de las ecuaciones de lazo cerrado. También se presentan simulaciones y experimentos que muestran su acuerdo con el análisis teórico de estos controladores, incluso en presencia de una entrada de control con saturación estricta. Para los dos últimos, se prueba que las ecuaciones de lazo cerrado tienen una estructura de sistemas en cascada, lo cual permite comprobar estabilidad conforme a la teoría conocida. Finalmente se realiza una comparativa del desempeño experimental entre los dos últimos controladores.

Palabras Clave: Control no lineal, convertidor elevador, entrada de control saturada, fuente de poder, regulación de voltaje.

Study of the modelling and control of a boost type switched power supply

Abstract

This thesis addresses the design procedure and implementation of controllers with constrained control input. This control approach is applied to a boost type switched power supply, also known as *boost converter*, to solve the output voltage regulation problem. The design procedure of the controller does not consider inductor resistance nor other intrinsic characteristics of its components either.

It is presented an introduction to the modeling jointly with a control problem motivation. A restudy of a previously reported controller in literature and the proposal of two controllers are presented as well. These controllers are supported by Lyapunov stability analysis of closed loop equations. Also, simulations and experiments states their agreement with theoretical analysis of these controllers, even in presence of a hard control input constraint. For the last two, closed loop equations are proven to have a cascaded system structure, and this allows to assure stability according to known theory. Finally a comparison of experimental performance between last two controllers is carried out.

Keywords: Boost converter, control input constraint, nonlinear control, power supply, voltage regulation.

Dedicatoria

A Jesús Ramón Güemez Rullán quien después de renunciar a la vida ante mis ojos de infancia, permanece en mi memoria a través del ingenio y ejemplo de su trabajo en vida. A Arcelia Álvarez Bojórquez, pilar de familia que ha tenido la virtud de ver crecer a su progenie y que me es un gusto poderle compartir -como parte de ella- uno de sus productos.

Agradecimientos

A mi familia. Agradezco primordialmente a Jorge Luis Guzman Orozco y Abigail Mireya Güemez Alvarez, quienes como padres me brindaron su entero apoyo en la realización de mis estudios. Incluyo también a mis hermanos Jaime David y Jose Carlos quienes fueron parte integral de este apoyo.

A ella. Por haberme nutrido de cariño durante más de tres años y con quien a lo largo de este tiempo ha sido un placer compartir mis logros e incertidumbres: Karla Victoria Pérez Quintero.

A mis mentores. Agradezco con admiración y orgullo a quien sin su dirección este trabajo no hubiera sido posible, al Dr. Eduardo Javier Moreno Valenzuela. Su entrega, confianza, espíritu de equipo y apoyo académico propiciaron una experiencia extraordinaria al trabajar con él. Por otro lado, también agradezco a quien me introdujo en el ambiente de la investigación, al Dr. Didier López Mancilla; por motivarme a continuar mis estudios.

Al comité tutorial. De quienes recibí retroalimentación y que también atestiguaron en primera fila mi camino y crecimiento en el posgrado. Dr. Roberto Sepúlveda por sus correcciones y consejos, Dr. José Núñez por señalarme sus acuerdos y desacuerdos, M.C. David Saucedo por sus comentarios sugestivos y M.C. Adolfo Esquivel por su activa participación y sus observaciones.

A mis colegas. Aquellos que han sido parte del grupo de trabajo y que suelen ser parte de algo más: Carlos Aguilar, Octavio García, Beatriz Stephens, Yajaira Quevedo, Regino Pérez y Sergio Puga. Sin olvidar a quienes también se encaminaron a la amistad: Leopoldo Gaxiola, Ramón Ramírez, Andrés Cuevas, Jorge Quiñonez, Jovan Mérida, Ernesto Cota y compañeros de generaciones cercanas.

A mis figuras de inspiración. Gracias a mis mayores figuras de inspiración de la ciencia y el humanismo secular: Profesor Carl Sagan, cuya perspectiva del universo me ha animado a perseverar mis sueños en nuestro ‘pale blue dot’; Profesor Richard Dawkins (incluyendo RDFRS), cuya diligencia me ha influenciado con un verdadero amor a la ciencia y su belleza; Christopher Hitchens, cuyo singular espíritu contra corriente y su ‘hitchslap’ contra los enemigos de la razón sostienen mi coraje ante las adversidades de mi vida.

Por el apoyo económico brindado agradezco a CONACYT, al PIFI del IPN y más recientemente a los profesores y compañeros estudiantes que se solidarizaron cuando el de los dos primeros cesó.

Contenido

1. Introducción	1
1.1. Antecedentes	1
1.2. Objetivos	3
1.2.1. Objetivo general	3
1.2.2. Objetivos específicos	3
1.3. Formulación del problema de control	3
1.4. Aportaciones	5
1.5. Organización del contenido por capítulo	6
2. Modelado de convertidores elevadores	7
2.1. Modelo 1	7
2.2. Modelo 2	8
3. Motivación del uso de control en convertidores elevadores	10
3.1. Introducción	10
3.2. Controlando el modelo 1	11
3.2.1. Controlador 1	11
3.2.2. Controlador 2	13
3.2.3. Controlador 3	15
3.2.4. Controlador 4: Spinetti, Fossas y Biel (2009)	17
3.3. Controlando el modelo 2	21
3.3.1. Controlador 5	21
3.3.2. Controlador 6	22
3.3.3. Controlador 7	25
3.3.4. Controlador 8: Extensión del controlador propuesto por Spinetti, Fossas y Biel (2009)	27
3.4. Comparación de controladores simulación-experimento	29
3.5. Conclusiones	31

4. Propuesta de un controlador basado en modelo	36
4.1. Introducción	36
4.1.1. Objetivo de control	36
4.2. Esquema propuesto, análisis y extensiones	37
4.2.1. Esquema propuesto	37
4.2.2. Análisis	38
4.3. Simulaciones numéricas	41
4.4. Resultados experimentales	43
4.5. Conclusiones	43
5. Nuevo análisis del controlador de Karagiannis, Astolfi y Ortega	45
5.1. Introducción	45
5.2. Objetivo de control	45
5.3. Controlador/observador de Karagiannis <i>et ál.</i> [1]	46
5.3.1. Discusión sobre la función $\bar{s}(z)$	48
5.4. Un nuevo análisis de estabilidad	50
5.5. Resultados experimentales	53
5.5.1. Función de saturación estricta	56
5.5.2. Observaciones.	59
5.6. Conclusiones	60
6. Propuesta de un controlador saturado robusto	62
6.1. Introducción	62
6.2. Objetivo de control	62
6.3. Análisis	64
6.4. Simulaciones numéricas	66
6.5. Resultados experimentales	72
6.6. Observaciones	72
6.7. Conclusiones	73
7. Comparación experimental	74
7.1. Introducción	74
7.2. Comparación de resultados experimentales	74
7.3. Conclusiones	75
8. Conclusiones	78
Referencias	80
A. Diseño del convertidor elevador	82

B. Construcción del convertidor elevador	84
B.1. Construcción	84
B.2. Comparativa simulación-experimento en lazo abierto	87
B.2.1. Lazo abierto	87
C. Publicaciones	92

Índice de figuras

1.1. Diagrama de bloques para el control del convertidor elevador.	4
1.2. Perfil de saturación.	5
1.3. Diagrama de bloques para el control del convertidor elevador con entrada saturada.	5
2.1. Circuito del convertidor elevador 1.	8
2.2. Circuito del convertidor elevador 2.	8
3.1. Controlador 1: Voltaje de salida v_d y corriente del inductor $i(t)$	13
3.2. Controlador 1: Señal de control $u(t)$	13
3.3. Controlador 2: Voltaje de salida $v(t)$ y corriente del inductor $i(t)$	14
3.4. Controlador 2: Señal de control $u(t)$	15
3.5. Controlador 3: Voltaje de salida $v(t)$ y corriente del inductor $i(t)$	17
3.6. Controlador 3: Señal de control $u(t)$	17
3.7. Valores de γ óptimos.	20
3.8. Controlador 4 (Spinetti <i>et ál.</i> [2009]): Voltaje de salida $v(t)$ y corriente del inductor $i(t)$	20
3.9. Controlador 4 (Spinetti <i>et ál.</i> [2009]): Señal de control $u(t)$	21
3.10. Controlador 5: Voltaje de salida $v(t)$ y corriente del inductor $i(t)$	23
3.11. Controlador 5: Señal de control $u(t)$	23
3.12. Controlador 6: Voltaje de salida $v(t)$ y corriente del inductor $i(t)$	24
3.13. Controlador 6: Señal de control $u(t)$	24
3.14. Controlador 7: Voltaje de salida $v(t)$ y corriente del inductor $i(t)$	26
3.15. Controlador 7: Señal de control $u(t)$	27
3.16. Controlador 8 (extensión de Spinetti <i>et ál.</i> [2009]): Voltaje de salida $v(t)$ y corriente del inductor $i(t)$	29
3.17. Controlador 8 (extensión de Spinetti <i>et ál.</i> [2009]): Señal de control $u(t)$	29
3.18. Respuesta del convertidor elevador usando el controlador 1 en (3.1).	30
3.19. Respuesta del convertidor elevador usando el controlador 2 en (3.15) con $\hat{E} = 7[V]$	31
3.20. Respuesta del convertidor elevador usando el controlador 3 en (3.17) con $\hat{E} = 7[V]$ y $k_i = 0.1$	32

3.21. Respuesta del convertidor elevador usando el controlador 4 (Spinetti <i>et ál.</i> [2]) en (3.34) usando $\gamma = 0.0119$	33
3.22. Respuesta del convertidor elevador usando el controlador 5 en (3.62).	33
3.23. Respuesta del convertidor elevador usando el controlador 6 en (3.65) con $\hat{E} = 7[V]$	34
3.24. Respuesta del convertidor elevador usando el controlador 7 en (3.67) con $u_n = 0.6746$ y $k_i = 0.1$	34
3.25. Respuesta del convertidor elevador usando el controlador 8 (extensión de Spinetti <i>et ál.</i> [2]) en (3.34) usando $\gamma = 0.0119$	35
4.1. Perfil de la función $sat(z)$	38
4.2. Perfil de la función $\tilde{u}(x)$	39
4.3. Perfil de la función $\tilde{u}(x)x$	40
4.4. Simulación: Voltaje de salida $v(t)$, corriente del inductor $i(t)$ y señal de control $u(t)$ para $0 \leq t \leq 0.01$ [s] y $v_d = 15$ [V].	42
4.5. Simulación: Voltaje de salida $v(t)$, corriente del inductor $i(t)$ y señal de control $u(t)$ para $0 \leq t \leq 5$ [s] y $v_d(t)$ en (4.20).	42
4.6. Experimento: Voltaje de salida $v(t)$, corriente del inductor $i(t)$ y señal de control $u(t)$ para $0 \leq t \leq 0.01$ [s] y $v_d = 15$ [V].	43
4.7. Experimento: Voltaje de salida $v(t)$, corriente del inductor $i(t)$ y señal de control $u(t)$ para $0 \leq t \leq 5$ [s] y $v_d(t)$ en (4.20).	44
5.1. Perfil de la función $sat([z_1 + \hat{E}]/v_d)$ vs z_1	48
5.2. Perfil de la función $-sat([z_1 + \hat{E}]/v_d)$ vs z_1	49
5.3. Perfil de la función $\bar{s}(z_1)$ vs z_1	49
5.4. Diagrama de bloques.	53
5.5. Experimento IA. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$	54
5.6. Experimento IA. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$	54
5.7. Experimento IIA. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$	56
5.8. Experimento IIA. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$	57
5.9. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$ cuando $E(t) = 6$ [V].	57
5.10. Experimento IA. Respuesta periódica del voltaje de salida $v(t) = y(t)$ usando el voltaje de entrada periódico $E(t)$ en (7.1).	58
5.11. Experimento IIA. Respuesta periódica del voltaje de salida $v(t) = y(t)$ usando el voltaje de entrada periódico $E(t)$ en (7.2).	58

5.12. Experimento IB. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$	59
5.13. Experimento IB. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$	60
5.14. Experimento IIB. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$	61
5.15. Experimento IIB. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$	61
6.1. Simulación IA. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$	68
6.2. Simulación IA. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$	68
6.3. Simulación IB. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$	68
6.4. Simulación IB. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$	68
6.5. Simulación IIA. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$	69
6.6. Simulación IIA. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$	69
6.7. Simulación IIB. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$	69
6.8. Simulación IIB. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$	69
6.9. Experimento IA. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$	70
6.10. Experimento IA. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$	70
6.11. Experimento IB. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$	70
6.12. Experimento IB. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$	70
6.13. Experimento IIA. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$	71
6.14. Experimento IIA. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$	71
6.15. Experimento IIB. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$	71

6.16. Experimento IIB. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$	71
6.17. Experimento IA. Respuesta periódica de la salida de voltaje $v(t) = y(t)$ usando el voltaje de entrada $E(t)$ en (7.1).	72
6.18. Experimento IIA. Respuesta periódica de la salida de voltaje $v(t) = y(t)$ usando el voltaje de entrada $E(t)$ en (7.2).	73
7.1. Experimento I. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$ y corriente del inductor medida $i(t)$	76
7.2. Experimento I. Señal de control $u(t)$, corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$, voltaje de entrada E y voltaje de entrada estimado \hat{E}	76
7.3. Experimento II. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$ y corriente del inductor medida $i(t)$	77
7.4. Experimento II. Señal de control $u(t)$, corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$, voltaje de entrada E y voltaje de entrada estimado \hat{E}	77
B.1. Diagrama a bloques.	84
B.2. Diagrama esquemático.	88
B.3. Circuito impreso del convertidor elevador.	89
B.4. Circuito impreso del PWM.	89
B.5. Circuito impreso del circuito de medición.	90
B.6. Plataforma experimental.	90
B.7. Voltaje de salida y corriente del inductor vs ciclo de trabajo en lazo abierto para valores I.	91
B.8. Voltaje de salida y corriente del inductor vs ciclo de trabajo en lazo abierto para valores II.	91

Índice de tablas

3.1. Valores para comparativa simulación-experimento controladores 1-4 del modelo 1 y 5-8 del modelo 2.	30
3.2. Análisis comparativo de controladores 1-4 aplicados bajo la hipótesis de que $R_L = 0$ (modelo(2.1)-(2.2)) y de los controladores 5-8 bajo la hipótesis de que $R_L > 0$ (modelo(2.3)-(2.4)).	35
5.1. Experimento I. Parámetros del convertidor elevador, voltaje deseado v_d y ganancias λ_1, λ_2 del observador (5.2)–(5.3).	55
5.2. Experimento II. Parámetros del <i>convertidor elevador</i> , voltaje deseado v_d y ganancias λ_1, λ_2 del observador (5.2)–(5.3).	55
6.1. Parámetros del convertidor elevador.	66
7.1. Experimento I. Parámetros del convertidor elevador y voltaje deseado v_d	75
7.2. Experimento II. Parámetros del convertidor elevador y voltaje deseado v_d	75
B.1. Material utilizado.	85

Capítulo 1

Introducción

El problema interesante sobre los convertidores de potencia c.d.–c.d. (corriente directa–corriente directa) de tipo elevador en la investigación de control no lineal es la posibilidad de mejorar el desempeño de una u otra manera, comparado con compensadores lineales simples comúnmente usados en este tipo de dispositivos. Los convertidores de potencia c.d.–c.d. de tipo elevador se pueden describir como un sistema bilineal de segundo orden de fase no mínima con entrada saturada [3]. La propiedad de fase no mínima está relacionada al comportamiento de la dinámica cero cuando la salida es el voltaje [4]. Para proveer un grado de robustez en el fin de compensar incertidumbres en la carga, en la fuente de voltaje y perturbaciones no–modeladas, muchos algoritmos de control han sido diseñados para lograr la regulación del voltaje de salida.

La presente tesis es resultado del estudio, análisis, simulación y experimentación de controladores para una fuente de poder conmutada de configuración elevadora c.d.–c.d. que, de aquí en adelante, será referida como *convertidor elevador*. Más específicamente, se trabaja con una entrada de control saturada e incertidumbre en los parámetros. Para lograr lo anterior, primero fue necesario estudiar la literatura respecto al tema y construir un prototipo de un *convertidor elevador*. Estas dos tareas brindaron los cimientos para el desarrollo de este trabajo. ¿Por qué es importante este problema de control?, ¿cuáles son los controladores propuestos?, ¿qué características tienen?, ¿cuál es su desempeño real?, ¿cuál es el mejor?; son preguntas que se responderán en los siguientes capítulos.

1.1. Antecedentes

En [4] y [5] se proponen diseños del convertidor elevador. En el primero, se hace un análisis intensivo de diferentes tipos de controladores no lineales y combinaciones de estos experimentalmente. En el segundo, se presenta el modelado, simulación y construcción de un convertidor elevador de manera muy didáctica. En estos mismos artículos se presentan controladores sin considerar saturación.

Spinetti *et ál.* en [2] proponen un controlador (se verá mas adelante) que es analizado en el marco de la estabilidad de Lyapunov. También explica como el sistema, para cargas variables, pasa a tener tres puntos de equilibrio cuando se presentan cargas desconocidas. Este controlador es anexado al estudio de dos modelos para el convertidor elevador. Mientras que el controlador reportado en [2] requiere retroalimentación de corriente del inductor y voltaje de salida, en [1] se deja de lado la necesidad de retroalimentar la corriente del inductor usando otras técnicas e introduce una entrada de control saturada. Inspirado en ambos, un nuevo controlador es propuesto en esta tesis y apunta al fenómeno de saturación.

En [6] se presenta un control robusto basado en desigualdades lineales de matrices (LMI), el cual también aborda la incertidumbre del modelo y los disturbios. Así mismo se presentan simulaciones y experimentos que comprueban el análisis. En [7] se trabaja con una entrada saturada para un convertidor reductor (*buck converter*) con un enfoque de control superficial dinámico, adaptativo, neural y basado en identificador (por sus siglas en inglés *IANDSC*). Los resultados de su método de control son presentados en forma de simulaciones.

Muchas metodologías han sido propuestas para controlar la salida de voltaje de los convertidores elevadores c.d–c.d. Por ejemplo, en Alvarez *et ál.* [8] se analizó un esquema de dos lazos que consiste en un control interno de lazo de corriente mas un lazo de control externo de voltaje. La investigación en [6] abordó el control del convertidor elevador usando un enfoque de desigualdades lineales de matrices o LMI (del inglés *Linear Matrix Inequality*). En los libros de texto [9] y [10], varios de algoritmos para el convertidor de potencia c.d–c.d de tipo elevador son analizados, pero ninguno de ellos aborda la situación práctica de que la entrada del ciclo de trabajo debe estar dentro de valores admisibles. El trabajo de Spinetti *et ál.* en [2] presentó un controlador interesante que requiere retroalimentación de la corriente del inductor y el voltaje de salida. El esquema propuesto ahí provee una convergencia muy rápida del voltaje de salida al deseado. Sin embargo, dos principales desventajas son detectadas en este controlador: la hipótesis de que todos los parámetros deben ser conocidos y la hipótesis de que la entrada de control puede tomar cualquier valor real, lo cual no es posible en la práctica.

Los trabajos que consideran saturación del ciclo de trabajo en la entrada de control para convertidores reductores (*buck converters*) se pueden encontrar en [11] y [12]. Específicamente, la investigación en [11] usa un enfoque LMI respaldado por resultados de simulación. El artículo [12] presenta una comparación entre dos controladores e incluye una discusión sobre el análisis de estabilidad.

Ha habido pocos trabajos que abordan el problema de regulación de voltaje para convertidores elevadores bajo la hipótesis de que algunos de los parámetros del convertidor son desconocidos y la saturación del porcentaje del ciclo de trabajo está presente. El trabajo de Karagiannis *et ál.* [1] trata con el problema de controlar el convertidor elevador usando solo la medición de la salida de voltaje mientras que la fuente de voltaje de entrada es desconocida. Su formulación de control, la cual está basada en la proposición de un observador, toma en consideración la res-

tricción del ciclo de trabajo $u \in [0, 1)$. Una observación importante en la investigación reportada en [1] es que solo se demostró convergencia asintótica del error de observación, sin concluir nada sobre el error de voltaje y corriente.

1.2. Objetivos

1.2.1. Objetivo general

Bajo la hipótesis de que no se conocen algunos de los parámetros de la fuente de poder conmutada de configuración elevadora (*convertidor elevador*) y de que la entrada de control (porcentaje de ciclo de trabajo) está saturada, el principal objetivo del presente tema de tesis es proponer controladores para asegurar que el voltaje de salida se establezca en el voltaje deseado.

1.2.2. Objetivos específicos

- Estudio del estado del arte
- Estudio del modelado del convertidor elevador
- Estudio de algoritmos de control y simulaciones numéricas
- Diseño de la plataforma experimental
- Implementación de controladores en tiempo real

1.3. Formulación del problema de control

El convertidor elevador tiene una estructura que es caracterizada en forma genérica por la siguiente ecuación

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u, \quad (1.1)$$

donde $x \in \mathbb{R}^2$, $f(x) = \mathbb{R}^2 \rightarrow \mathbb{R}^2$, $g(x) : \mathbb{R}^2 \rightarrow \mathbb{R}^2$ y $u \in \mathbb{R}$ es la entrada de control.

Es posible definir la siguiente ecuación de salida

$$y = v = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, \quad (1.2)$$

la cual tiene el significado físico de ser el voltaje de salida. El problema más común estudiado en la literatura se presenta en la figura 1.1 y consiste en diseñar una entrada de control

$$u = \bar{u}(x_1, x_2, z), \quad (1.3)$$

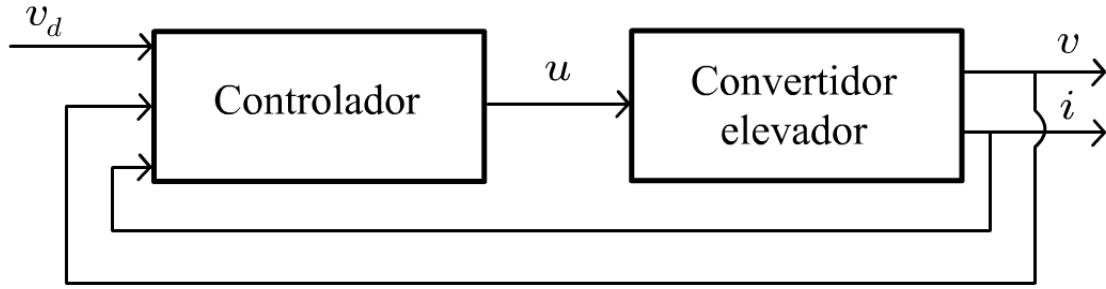


Figura 1.1: Diagrama de bloques para el control del convertidor elevador.

donde z es un estado interno, tal que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [y(t) - V_d] = \lim_{t \rightarrow \infty} [v(t) - V_d] = 0 \quad (1.4)$$

sea satisfecho, donde V_d es el voltaje de salida deseado.

El presente tema de tesis considera las siguientes hipótesis

1. Algunos de los parámetros del convertidor elevador son desconocidos.
2. La entrada de control está saturada (figura 1.2), es decir,

$$u = \text{sat}(\bar{u}(x_1, x_2, z)), \quad (1.5)$$

donde

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

donde a su vez, $\bar{u} \in \mathbb{R}$ y $0 \leq u_{min} < u_{max} < 1$. Cabe destacar que $\bar{u}(x_1, x_2, z)$ puede ser lineal o no lineal.

Considerando este par de hipótesis, el problema de control consiste en diseñar una entrada de control

$$\bar{u}(x_1, x_2, z) \quad (1.6)$$

junto con un estado interno $z(t)$, cuya dinámica puede ser dada por

$$\frac{d}{dt}z = f_e(x_1, x_2, z), \quad (1.7)$$

de tal forma que se garantice (1.4). Esto se expresa gráficamente en la figura 1.3, donde pueden

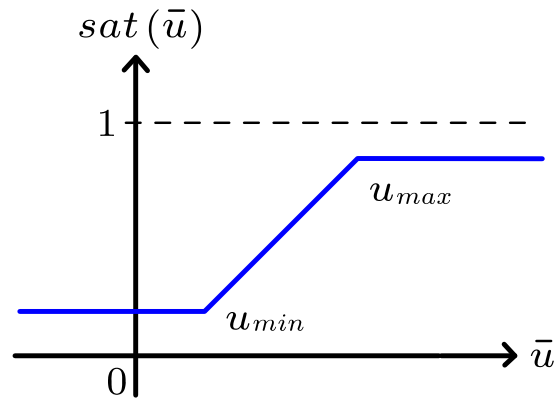


Figura 1.2: Perfil de saturación.

desconocerse parámetros del convertidor elevador y puede necesitarse solo uno de los estados para retroalimentación. En lo que resta de la tesis, se darán expresiones explícitas del modelo (1.1).

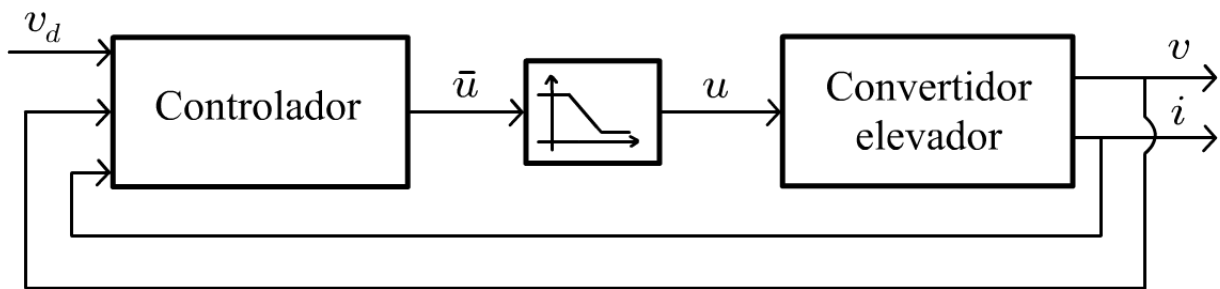


Figura 1.3: Diagrama de bloques para el control del convertidor elevador con entrada saturada.

1.4. Aportaciones

- Proposición de un controlador basado en modelo con ciclo de trabajo saturado y que cumple el objetivo de control en condiciones ideales.
- Análisis novedoso del controlador de Karagiannis [1] y presentación de simulaciones así como resultados experimentales.
- Proposición de un controlador saturado robusto que logra el objetivo de control con mayor rapidez que el propuesto en [1], presentando la comparación de pruebas experimentales a pesar de incertidumbre en los parámetros.

1.5. Organización del contenido por capítulo

La estructura de esta tesis se organiza por capítulos de la siguiente manera. En el capítulo dos se encontrarán las bases para el modelado de convertidores elevadores. Se citarán fuentes bibliográficas importantes para el modelado de este tipo de dispositivos y se desarrollarán dos tipos de modelos. En el tercer capítulo se presentará la problemática que existe con el convertidor elevador de manera más práctica que teórica. Se hablará sobre los obstáculos del control a lazo abierto de este dispositivo y se justificará la importancia del control a lazo cerrado a través de contrastes de diferentes tipos de controladores con sus respectivas gráficas de simulaciones y experimentos.

El capítulo cuatro, que presenta una propuesta de un controlador saturado basado en modelo, se organiza como sigue. Primero, el nuevo esquema y el análisis de las trayectorias de lazo cerrado son presentadas. A continuación se encontrarán las pruebas numéricas, mientras la siguiente sección concierne a los resultados de los experimentos en tiempo-real. Finalmente, algunos comentarios concluyentes son realizados.

El capítulo cinco presenta un nuevo análisis del controlador de Karagiannis *et ál.* [1]. La primera sección aborda el modelado de los convertidores elevadores y el objetivo de control. En la siguiente sección el controlador/observador propuesto en [1] es revisado y se obtienen las ecuaciones de lazo-cerrado. El nuevo análisis de estabilidad es introducido en la siguiente sección. A continuación se presentan los resultados experimentales. Finalmente, algunas conclusiones se dan en la última sección.

El capítulo seis presenta un nuevo controlador saturado robusto. Primero se motiva el uso de este controlador usando como referencia los anteriores. Luego se describe el objetivo de control y se presenta el análisis en extenso de este controlador. Posteriormente se presentan simulaciones y experimentos con entrada de control saturada, observaciones y conclusiones.

El capítulo siete está dedicado a la comparación del controlador propuesto por Karagiannis *et ál.* [1] del capítulo cinco y el controlador nuevo del capítulo seis. El capítulo se introduce motivando la importancia de esta comparación. Se presentan similitudes y diferencias entre los controladores y sus resultados experimentales. El capítulo termina con algunos comentarios concluyentes.

El diseño y construcción de un convertidor elevador, sus condiciones y detallado técnico pueden encontrarse en los apéndices. En el apéndice A se presenta una lista de condiciones para que los valores elegidos de un convertidor elevador funcione precisamente en configuración elevadora de acuerdo a [5] y [13]. En la primera parte del apéndice B se habla sobre todo el detallado técnico, incluyendo materiales, procedimientos y diagramas para la construcción de un convertidor elevador. En la segunda parte se muestra el funcionamiento en lazo abierto para dos convertidores elevadores obtenidos de la plataforma experimental de la sección previa. Finalmente, se citan adecuadamente los artículos o productos de investigación en los que el autor estuvo involucrado y que fueron productos derivados de este trabajo de tesis.

Capítulo 2

Modelado de convertidores elevadores

Tal como es posible obtener el modelo de un sistema mecánico, también es posible obtener el modelo de un sistema eléctrico. En este caso se trata de un circuito eléctrico que funciona como un convertidor elevador, cuya finalidad es brindar un voltaje de salida mayor a su voltaje de entrada (c.d.–c.d. para este caso) a través del control de un elemento de conmutación.

2.1. Modelo 1

Se considera el circuito de un convertidor elevador regulado por conmutación en la figura 2.1. La cantidad positiva E representa la fuente de alimentación externa, esta será denotada como el voltaje de entrada de aquí en adelante. La señal $i(t)$ es la corriente a través del inductor $L > 0$, $v(t)$ es la salida de voltaje a través del capacitor C y R la resistencia de carga. La señal u_s toma valores en el conjunto discreto $\{0, 1\}$.

Para representar este circuito regulado por conmutación, el siguiente sistema de ecuaciones no lineales promedio puede ser obtenido usando análisis de circuitos por medio de las leyes de Kirchhoff

$$L \frac{di}{dt} = -[1 - u]v + E, \quad (2.1)$$

$$C \frac{dv}{dt} = [1 - u]i - \frac{v}{R}, \quad (2.2)$$

donde $u(t)$ es una señal de control continuo representando el porcentaje de ciclo de trabajo del modulador por ancho de pulso (o PWM, del inglés *Pulse Width Modulator*) que controla el conmutador u_s . Un análisis paso a paso del modelado se puede consultar en [5]. El modelo (2.1)–(2.2) no contempla la resistencia del inductor. Véase los libros de texto [9] y [10] para mayor detalle sobre el modelado del convertidor elevador.

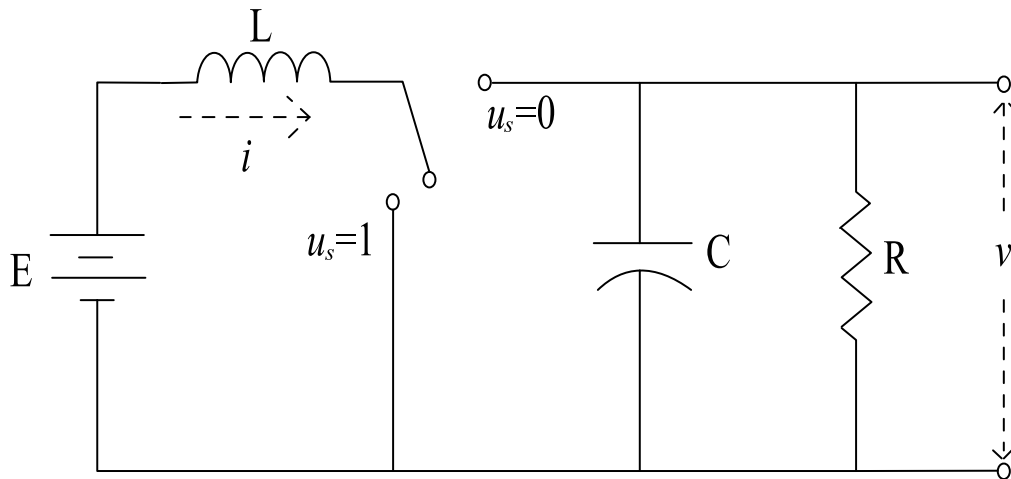


Figura 2.1: Circuito del convertidor elevador 1.

2.2. Modelo 2

Se considera el circuito del convertidor elevador regulado por conmutación de la figura 2.2. La cantidad positiva E representa el voltaje de alimentación externo, $i(t)$ es la corriente a través del inductor $L > 0$, $v(t)$ es el voltaje a través del capacitor C y R la resistencia de carga. La señal u_s toma los valores en el conjunto discreto $\{0, 1\}$. Observe que en este caso se considera la resistencia del inductor $R_L > 0$.

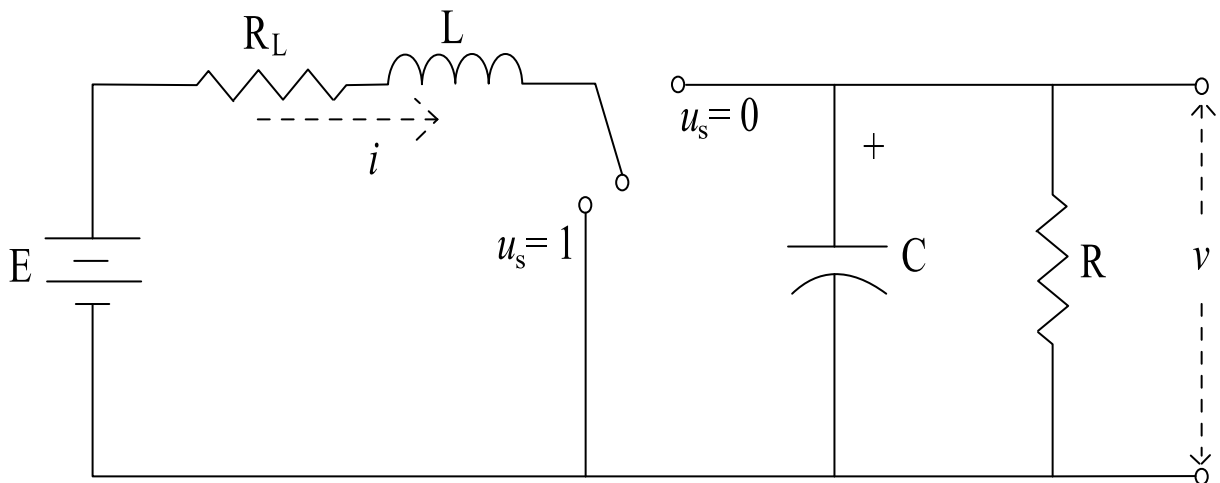


Figura 2.2: Circuito del convertidor elevador 2.

Para representar este circuito regulado por conmutación, el siguiente sistema de ecuaciones no lineales promedio puede ser obtenido usando análisis de circuitos por medio de las leyes de

Kirchhoff

$$L \frac{di}{dt} = -[1 - u]v + iR_L + E, \quad (2.3)$$

$$C \frac{dv}{dt} = [1 - u]i - \frac{v}{R}, \quad (2.4)$$

donde $u(t)$ es una señal continua de control que representa el porcentaje de ciclo de trabajo del circuito PWM controlando el conmutador. Véase libros de texto [9] y [10] para mayor detalle del modelado del convertidor elevador.

Capítulo 3

Motivación del uso de control en convertidores elevadores

3.1. Introducción

¿Cómo se puede hacer funcionar un convertidor elevador en lazo abierto? Al realizar un análisis teórico (como se verá más adelante en este capítulo) se obtendrá un porcentaje de ciclo de trabajo $u(t)$ en función del voltaje de entrada y el voltaje de salida. En condiciones ideales sería un valor $u(t)$ que provocaría un voltaje de salida igual al voltaje de salida deseado v_d (de aquí en adelante *voltaje deseado*). Pero esto no sucede con frecuencia en la práctica debido a perturbaciones o propiedades intrínsecas de los elementos que conforman el convertidor elevador. Entonces ¿cómo se lograría un voltaje de salida igual al voltaje deseado en presencia de esta problemática? Esto es sencillo, dados valores específicos de sus componentes, es posible usar una entrada $u(t)$ que satisfaga un voltaje deseado por simple “calibración”. Esto es, regulando manualmente $u(t)$ y midiendo el voltaje de salida es posible lograr que el voltaje de salida sea el deseado.

Aparentemente el problema estaría resuelto, pero ¿es posible solucionar este problema siempre de esta manera?. Al resolver la problemática de una manera práctica pueden surgir otros problemas prácticos, como lo es un cambio de carga (o el desconocimiento de la misma), la incertidumbre en el voltaje de entrada y de otros factores no modelados, incluyendo el cambio de ciertas características de los elementos debido al desgaste por uso o temperatura en un largo plazo. Durante este capítulo se analizarán los fundamentos teóricos de controladores para dos modelos distintos, se realizarán simulaciones y experimentos con cada uno para evidenciar el desempeño y finalmente se establecerán algunas comparaciones entre ellos. De esta manera, se resaltarán las problemáticas que puede presentar el control en lazo abierto y se contrastará con controladores de lazo cerrado, es decir, con retroalimentación del voltaje de salida y/o corriente del inductor. De estos últimos, uno consiste en una acción integral y el otro en el controlador

propuesto en [2].

3.2. Controlando el modelo 1

3.2.1. Controlador 1

Fundamentos

Se considera el controlador de lazo abierto dado por

$$u(t) = 1 - \frac{E}{v_d}, \quad (3.1)$$

sustituyendo (3.1) en (2.1) y (2.2) se tiene

$$L \frac{di}{dt} = -\frac{E}{v_d} v + E, \quad (3.2)$$

$$C \frac{dv}{dt} = \frac{E}{v_d} i - \frac{v}{R}, \quad (3.3)$$

entonces los equilibrios del modelo están dados por

$$-\frac{E}{v_d} v^* + E = 0, \quad (3.4)$$

$$-\frac{E}{v_d} i^* - \frac{v^*}{R} = 0. \quad (3.5)$$

Despejando de (3.4) y (3.5) se obtiene respectivamente

$$v^* = v_d \quad (3.6)$$

$$i^* = i_d = \frac{v_d^2}{ER} \quad (3.7)$$

donde i_d es la corriente deseada. Se define un cambio de variable como $e_i = i - i^*$ y $e_v = v - v^*$ y se obtiene

$$e_i = i - i_d, \quad (3.8)$$

$$e_v = v - v_d, \quad (3.9)$$

como el error de corriente y el error de voltaje, respectivamente. Sustituyendo (3.8) y (3.9) en (3.2) y (3.3) resulta

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_i \\ e_v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{E}{V_d L} \\ \frac{E}{V_d C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_i \\ e_v \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

Este sistema tiene estructura $\dot{x} = Ax$ y se puede comprobar que el sistema es estable si la matriz A de (3.10) es Hurwitz. Para que la matriz A sea Hurwitz, la ecuación $\det(A - I\lambda) = 0$, es decir,

$$\lambda^2 + \frac{1}{RC}\lambda + \frac{E^2}{V_d^2 LC} = 0, \quad (3.11)$$

debe satisfacer las condiciones del criterio de Routh-Hurwitz. Dados los coeficientes de la ecuación característica, las soluciones de (3.11) son

$$\lambda_1 = -\frac{1}{2RC} \left(1 + \frac{1}{v_d} \sqrt{v_d^2 - \frac{4R^2 E^2 C}{L}} \right), \quad (3.12)$$

$$\lambda_2 = -\frac{1}{2RC} \left(1 - \frac{1}{v_d} \sqrt{v_d^2 - \frac{4R^2 E^2 C}{L}} \right), \quad (3.13)$$

los cuales siempre tienen parte real estrictamente negativa. Entonces, para toda condición inicial $e_i(0)$ y $e_v(0)$ se tiene que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \begin{bmatrix} e_i(t) \\ e_v(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3.14)$$

de forma exponencial [14].

Simulación

En la simulación se usó el modelo dinámico (2.1) y (2.2) con los parámetros $E = 10$ [V], $R = 100$ [Ω], $L = 170$ [mH], $C = 1000$ [μ F], $i_d = 0.4$ [A] y $v_d = 20$ [V]. En este caso el controlador (3.1) es de lazo abierto y requiere conocer únicamente E y v_d . En la figura 3.1 se muestra una simulación de dos segundos donde se observa que usando el controlador (3.1) se logra que el voltaje de salida $v(t)$ tienda a v_d en aproximadamente un segundo. La señal u en la figura 3.2 permanece constante.

Además, si el voltaje de entrada E no es conocido por el controlador, resulta imposible implementarlo como se observará más adelante. Otra condición para su implementación es que se tiene que satisfacer la hipótesis de que el convertidor elevador no tiene pérdidas disipativas por resistencia del inductor o de otros de sus elementos.

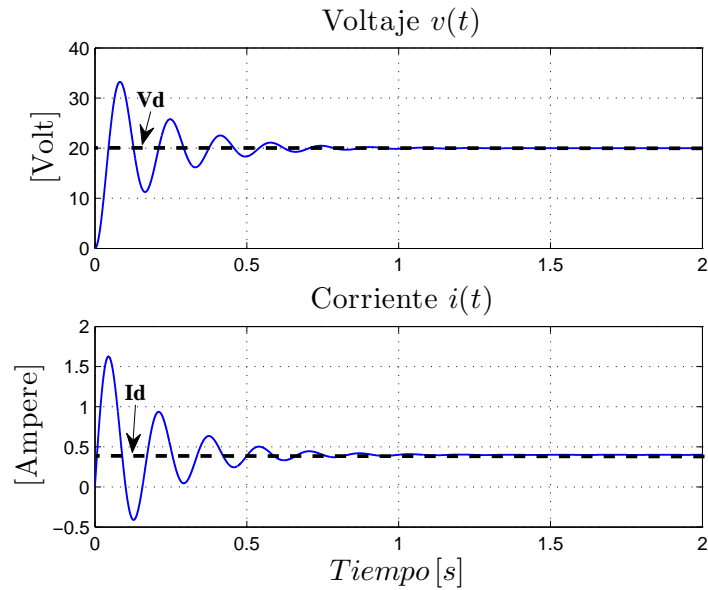


Figura 3.1: Controlador 1: Voltaje de salida v_d y corriente del inductor $i(t)$.

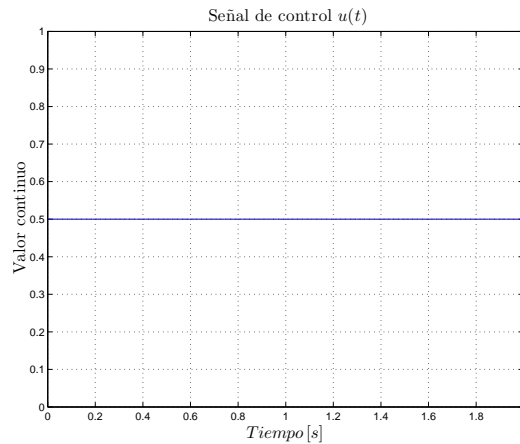


Figura 3.2: Controlador 1: Señal de control $u(t)$.

3.2.2. Controlador 2

Fundamentos

Suponiendo que el voltaje de entrada E no se conoce con exactitud, se tendría que implementar el controlador (3.1) considerando que el voltaje de entrada es estimado. Esto es \hat{E} , por lo que se reescribe (3.1) del controlador en (3.1) y se tiene el nuevo controlador

$$u(t) = 1 - \frac{\hat{E}}{v_d}, \quad (3.15)$$

que será denotado como controlador 2.

Simulación

Este cambio afectará significativamente el desempeño del convertidor, ya que al desconocer E se está haciendo una estimación del ciclo de trabajo que podrá no ser el que necesite el dispositivo de conmutación para lograr el límite (1.4).

En la simulación se usó el modelo dinámico (2.1) y (2.2) con los parámetros anteriormente mencionados. En este caso, el controlador (3.15) es de lazo abierto y solo cuenta con una estimación del voltaje de entrada \hat{E} . Para este ejemplo se usó $\hat{E}=7$ [V]. En la figura 3.3 se muestra una simulación de dos segundos donde se observa que el voltaje de salida v_d se estabiliza en un segundo.

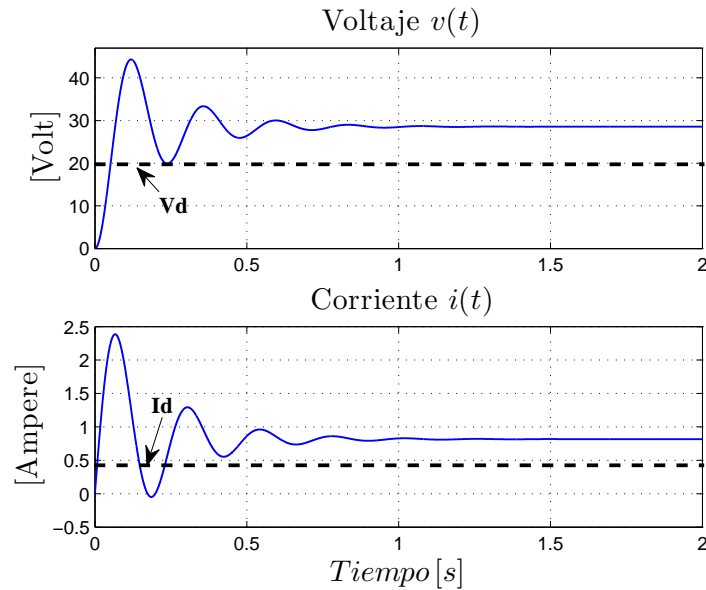


Figura 3.3: Controlador 2: Voltaje de salida $v(t)$ y corriente del inductor $i(t)$.

El voltaje de salida $v(t)$ presenta un error de cerca de 10 [V] y el error de la corriente $i(t)$ es 0.5 [A]. Estos errores se producen debido a que el controlador asigna un ciclo de trabajo dado por

$$u = 1 - \frac{\hat{E}}{v_d} = 1 - \frac{7}{20} = 0.65, \quad (3.16)$$

el cual es constante como se ve en la figura 3.4 y que afecta la evolución temporal de $v(t)$ e $i(t)$. En otras palabras, en este caso se hace visible la desventaja del control en lazo abierto desconociendo el voltaje de entrada E .

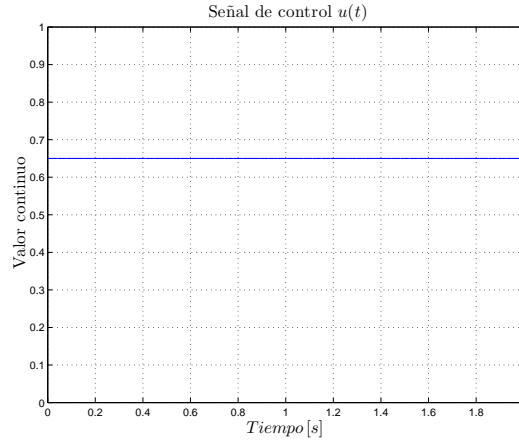


Figura 3.4: Controlador 2: Señal de control $u(t)$.

3.2.3. Controlador 3

Fundamentos

Se propone el siguiente controlador

$$u = u_n - k_i z, \quad (3.17)$$

$$\frac{d}{dt} z = e_v, \quad (3.18)$$

$$u_n = 1 - \frac{\hat{E}}{v_d}, \quad (3.19)$$

tomando en cuenta el mismo cambio de variable en (3.8) y (3.9). Supóngase que

$$u = u_n - k_i z^* = 1 - \frac{E}{v_d}, \quad (3.20)$$

se despeja z^* como sigue

$$z^* = (u_n - 1 + \frac{E}{v_d}) \frac{1}{k_i}, \quad (3.21)$$

y por conveniencia se hace el siguiente cambio de variable

$$z = \bar{z} + z^*. \quad (3.22)$$

Sustituyendo (3.21) y (3.22) en (3.17) se reescribe el controlador como

$$u = 1 - \frac{E}{v_d} - k_i \bar{z}, \quad (3.23)$$

$$\frac{d}{dt} \bar{z} = e_v. \quad (3.24)$$

Ahora, considerando (3.6) y (3.7) se sustituye (3.8), (3.9) y (3.23) en (2.1) y (2.2) obteniendo

$$L \frac{de_i}{dt} = \left(-k_i \bar{z} - \frac{E}{v_d}\right) e_v - (k_i v_d) \bar{z}, \quad (3.25)$$

$$C \frac{de_v}{dt} = \left(k_i \bar{z} + \frac{E}{v_d}\right) e_i + (i_d k_i) \bar{z} - \frac{1}{R} e_v, \quad (3.26)$$

o bien

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_i \\ e_v \\ \bar{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -(k_i \bar{z} - \frac{E}{v_d}) \frac{1}{L} & -(k_i v_d) \frac{1}{L} \\ (k_i \bar{z} + \frac{E}{v_d}) \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} & (i_d k_i) \frac{1}{C} \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_i \\ e_v \\ \bar{z} \end{bmatrix}. \quad (3.27)$$

El sistema (3.27) tiene una estructura del tipo $\dot{x} = A(t)x$, el cual es un sistema lineal variante con el tiempo. Para asegurar la convergencia de las soluciones de (3.27), la matriz $A(t)$ debe ser Hurwitz para todo $t \geq 0$.

Simulación

En la simulación se usó el modelo dinámico (2.1) y (2.2) con los parámetros mencionados anteriormente, $\hat{E} = 7$ V y $k_i = 0.1$. En este caso el controlador (3.17) es de lazo cerrado y no requiere conocer E . En la figura 3.5, se muestra una simulación de dos segundos donde se logra que el voltaje de salida $v(t)$ se estabilice en aproximadamente dos segundos. Así, es posible estabilizar el voltaje de salida $v(t)$ en el deseado v_d a pesar de que no se conoce el valor preciso del voltaje aplicado E .

La figura 3.6 muestra la evolución temporal de la señal de control $u(t)$. Este caso hace visible una de las ventajas del control en lazo cerrado, que es el desconocimiento o la incertidumbre de todos los parámetros del convertidor elevador.

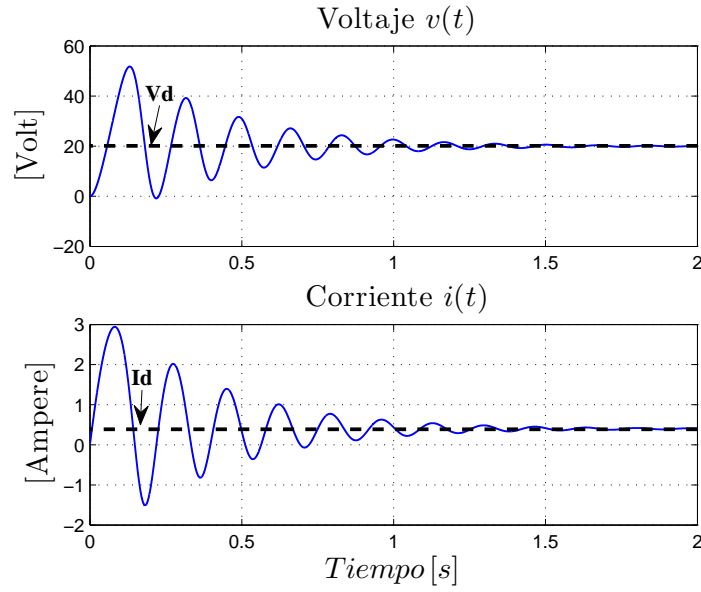


Figura 3.5: Controlador 3: Voltaje de salida $v(t)$ y corriente del inductor $i(t)$.

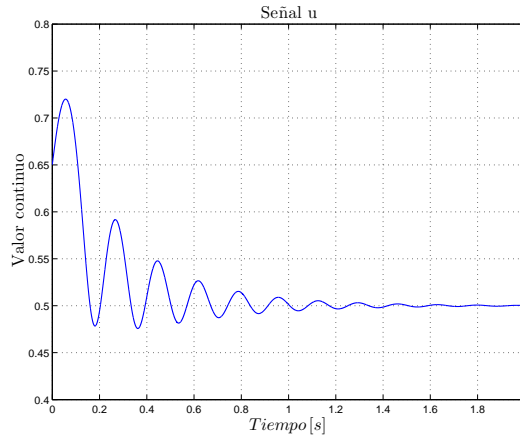


Figura 3.6: Controlador 3: Señal de control $u(t)$.

3.2.4. Controlador 4: Spinetti, Fossas y Biel (2009)

Fundamentos

Spinetti *et ál.* [2] proponen el siguiente controlador

$$u = u_e + e_u = 1 - \frac{E}{v_d} - \gamma(V_d e_i - i_d e_v), \quad (3.28)$$

donde $\gamma > 0$, $e_i = i - i_d$ y $e_v = v - v_d$.

Se asume que el punto de operación deseado está dado por (3.6)-(3.9) y también se define

$$e_u = u - u_e, \quad (3.29)$$

$$u_e = 1 - \frac{E}{v_d}, \quad (3.30)$$

así como la estructura del controlador

$$u = u_e + e_u = 1 - \frac{E}{v_d} + e_u. \quad (3.31)$$

Es posible demostrar que la dinámica de las señales de error están dadas por

$$L \frac{de_i}{dt} = [e_u - (1 - u_e)]e_v + e_u V_d, \quad (3.32)$$

$$C \frac{de_v}{dt} = [(1 - u_e) - e_u]e_i - \frac{e_v}{R} - e_u i_d. \quad (3.33)$$

Al reescribir (3.34), se tiene que

$$u = u_e + e_u = u_e - \gamma(V_d e_i - i_d e_v) \quad (3.34)$$

donde $\gamma > 0$. Sustituyendo e_u de (3.34) y u_e de (3.30) en (3.32) y (3.33) se tiene

$$L \frac{de_i}{dt} = -\gamma(V_d e_i - i_d e_v)e_v - \frac{E}{v_d}e_v - \gamma(V_d e_i - i_d e_v)v_d, \quad (3.35)$$

$$C \frac{de_v}{dt} = \frac{E}{v_d}e_i + \gamma(V_d e_i - i_d e_v)e_i - \frac{1}{R}e_v + \gamma(V_d e_i - i_d e_v)i_d. \quad (3.36)$$

Ahora se propone la siguiente función de energía

$$W = \frac{1}{2}L e_i^2 + \frac{1}{2}C e_v^2, \quad (3.37)$$

la cual es definida positiva. Si se deriva W en (3.37) con respecto al tiempo se tiene

$$\dot{W} = L e_i \dot{e}_i + C e_v \dot{e}_v, \quad (3.38)$$

que resulta en

$$\dot{W} = (v_d e_i - i_d e_v)e_u - \frac{e_v^2}{R}, \quad (3.39)$$

y al sustituir e_u de (3.29) en (3.39) resulta

$$\dot{W} = -\gamma(v_d e_i - i_d e_v)^2 - \frac{e_v^2}{R}, \quad (3.40)$$

$$\dot{W} = -\gamma(v_d e_i - i_d e_v)^2 - \frac{e_v^2}{R} \leq -\frac{e_v^2}{R}, \quad (3.41)$$

para toda $e_i, e_v \in \mathbb{R}$. El hecho de que $\dot{W} \leq -\frac{e_v^2}{R}$ sea negativa semidefinida implica que $W(t)$ es acotada y decreciente. Esto implica que $e_i(t), e_v(t)$ son funciones L_∞ [15], y observando el lado derecho de (3.35)–(3.36) se tiene que $\dot{e}_i(t)$ y $\dot{e}_v(t)$ también son funciones L_∞ .

Por tanto,

$$e_i, e_v \in L_\infty, \quad (3.42)$$

$$\dot{e}_i, \dot{e}_v \in L_\infty, \quad (3.43)$$

$$e_v \in L_2. \quad (3.44)$$

Integrando ambos lados de la ecuación (3.40) se prueba que

$$\int_0^t \frac{e_v^2}{R} \leq W(0) < \infty. \quad (3.45)$$

Por tanto, de acuerdo al lema de Barbalat [15],

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_v(t) = 0. \quad (3.46)$$

Nótese que el sistema linealizado de (3.32) y (3.33) alrededor del equilibrio $e_v = 0, e_i = 0$ es

$$L \frac{de_i}{dt} = -Ev_d e_v - \gamma v_d^2 e_i + \gamma i_d v_d e_v, \quad (3.47)$$

$$C \frac{de_v}{dt} = \frac{E}{v_d} e_i - \frac{1}{R} e_v + \gamma v_d i_d e_i - \gamma i_d^2 e_v, \quad (3.48)$$

el cual puede ser expresado de esta manera:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_i \\ e_v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\gamma v_d^2}{L} & \frac{\gamma v_d}{L} - \frac{E}{Lv_d} \\ \frac{\gamma v_d i_d}{C} + \frac{E}{Cv_d} & -\frac{1}{RC} - \frac{\gamma i_d^2}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_i \\ e_v \end{bmatrix}. \quad (3.49)$$

Llamando A a la matriz de la ecuación (3.49), se puede comprobar que el sistema A es estable si la ecuación característica de la matriz A en (3.49), dada por

$$\lambda^2 + \left(\frac{1}{RC} + \frac{\gamma i_d^2}{C} + \frac{\gamma v_d^2}{L} \right) \lambda + \left(\frac{E^2}{LCv_d} + \frac{\gamma v_d^2}{RLC} \right) = 0, \quad (3.50)$$

satisface el criterio de Routh-Hurwitz. Dado que los coeficientes de la ecuación característica son positivos, se concluye que las raíces tienen parte real negativa. La figura (3.7) que soluciona (3.50) muestra los valores de γ para los que $v(t)$ converge más rápido a v_d donde $v_d \geq 5$ y $0 < u < 1$. La parte real de las raíces tienen el mismo valor para $0 \leq \gamma \leq 0.14$. Por lo que en este caso una $\gamma = 0.0119$ resulta ser la más óptima.

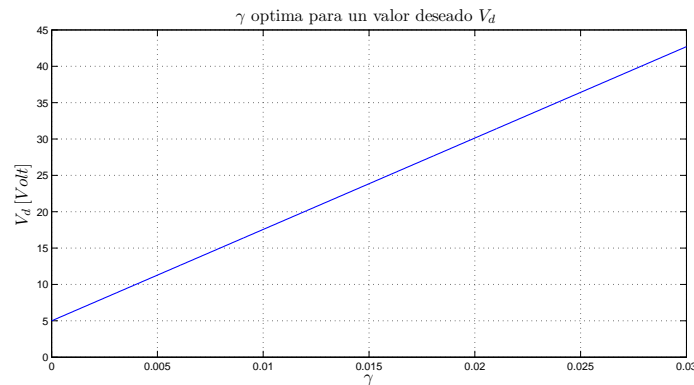


Figura 3.7: Valores de γ óptimos.

Simulación

Para los valores ya mencionados se usó $\gamma = 0.0119$ y se obtuvieron las respuestas de las figuras (3.8) y (3.9). Para una γ mayor, $v(t)$ demora más en llegar al voltaje deseado v_d .

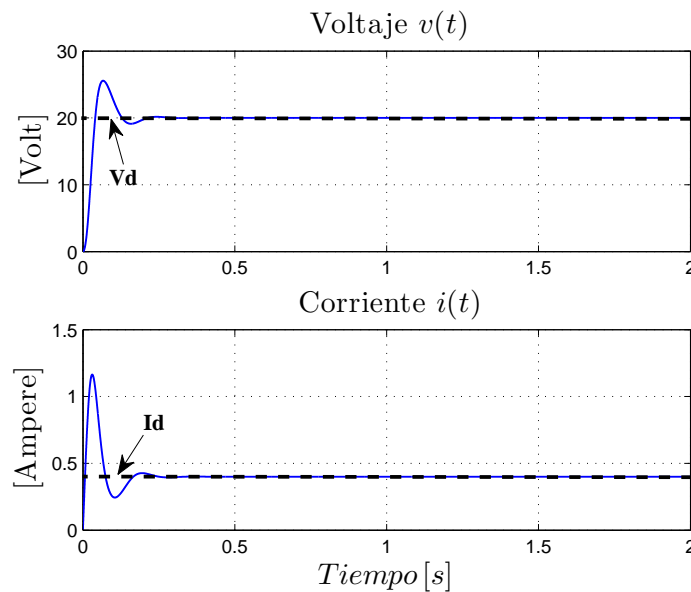


Figura 3.8: Controlador 4 (Spinetti *et ál.*[2009]): Voltaje de salida $v(t)$ y corriente del inductor $i(t)$.

Este controlador logra hacer que el error de voltaje $e_v(t)$ y de corriente $e_i(t)$ tiendan a cero en tan solo 0.3 segundos. A diferencia de las señales $u(t)$ de los controladores anteriores, este empieza bajando y luego sube rápidamente como se aprecia en la figura 3.9. El desempeño de este controlador supera a los anteriores por su acción integral. Pero el controlador no funciona si no conoce de manera exacta E e i_d . Si hacemos $\gamma = 0.1$ la respuesta del convertidor es aún mejor pero no se cumpliría que $0 < u < 1$.

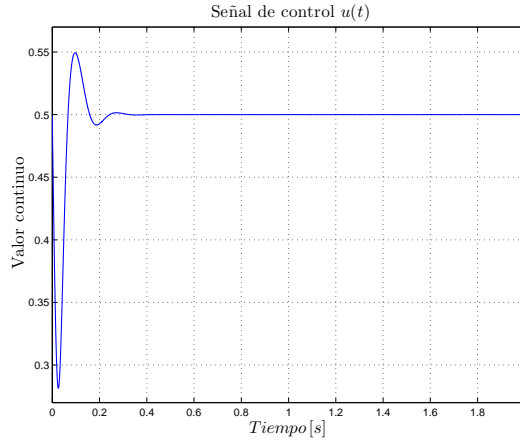


Figura 3.9: Controlador 4 (Spinetti *et ál.*[2009]): Señal de control $u(t)$.

3.3. Controlando el modelo 2

3.3.1. Controlador 5

Fundamentos

Se considera el controlador de lazo abierto dado por

$$u = 1 - \frac{E}{v_d} + \frac{R_L}{v_d} i_d, \quad (3.51)$$

donde

$$i_d = \frac{E}{2R_L} - \frac{1}{2R_L} \sqrt{\frac{RE^2 - 4v_d^2 R_L}{R}}. \quad (3.52)$$

Se considera las siguientes definiciones

$$e_i = i - i^*, \quad (3.53)$$

$$e_v = v - v^*, \quad (3.54)$$

$$e_u = u - u^*, \quad (3.55)$$

$$i^* = i_d, \quad (3.56)$$

$$v^* = v_d, \quad (3.57)$$

donde i^*, v^*, u^* son constantes. Sustituyendo (3.53) - (3.57) en (2.1) y (2.2) se tiene

$$L \frac{de_i}{dt} = -(1 - (e_u + u^*))(e_v + v_d) + E - R_L(e_i + i^*), \quad (3.58)$$

$$C \frac{de_v}{dt} = (1 - e_u - u^*)(e_i + i^*) - \frac{e_v + v_d}{R}. \quad (3.59)$$

En el equilibrio, esto es, suponiendo que $\dot{e}_i = 0$, $\dot{e}_v = 0$, $e_i = 0$, $e_v = 0$ y $e_u = 0$ se satisface

$$-(1 - u^*)v_d + E - R_L i^* = 0, \quad (3.60)$$

$$(1 - u^*)i^* - \frac{v_d}{R} = 0. \quad (3.61)$$

Despejando u^* en (3.60) y sustituyendo en (3.61) se obtiene el controlador en lazo abierto y la ecuación en función de i^* respectivamente:

$$u^* = 1 - \frac{E}{v_d} + \frac{R_L}{v_d} i^*, \quad (3.62)$$

$$-\frac{R_L}{v_d} i^{*2} + \frac{E}{v_d} i^* - \frac{v_d}{R} = 0. \quad (3.63)$$

Una solución de (3.63) resulta ser

$$i^* = \frac{E}{2R_L} - \frac{1}{2R_L} \sqrt{\frac{RE^2 - 4v_d^2 R_L}{R}}, \quad (3.64)$$

la cual es estrictamente positiva.

Simulación

En la simulación se usó el modelo dinámico (2.3) y (2.4) con los parámetros $E = 10$ [V], $R = 100$ [Ω], $L = 170$ [mH], $C = 1000$ [μ F], $R_L = 0.5$ [Ω], $i_d = 408.3$ [mA] y $v_d = 20$ [V]. En este caso el controlador (3.62) es de lazo abierto y requiere conocer E , v_d y R_L . En la figura 3.10 se muestra una simulación de dos segundos donde se observa que $v(t)$ se estabiliza en aproximadamente un segundo y en la figura ?? se observa que $u(t)$ permanece en un valor constante.

Se puede observar que $v(t)$ converge al voltaje deseado v_d también en aproximadamente un segundo. La señal de control $u(t)$ mostrada en la figura 3.11 presenta un valor constante a lo largo del tiempo equivalente a 0.5102.

3.3.2. Controlador 6

Fundamentos

Suponiendo que el voltaje de entrada E no se conoce con exactitud, se tendría que implementar un voltaje de entrada estimado. Esto es, \hat{E} , por lo que se reescribe (3.62) y (3.64) del controlador 5 y se tiene que

$$u(t) = 1 - \frac{\hat{E}}{v_d} + \frac{\hat{R}_L}{v_d} \hat{I}_d, \quad (3.65)$$

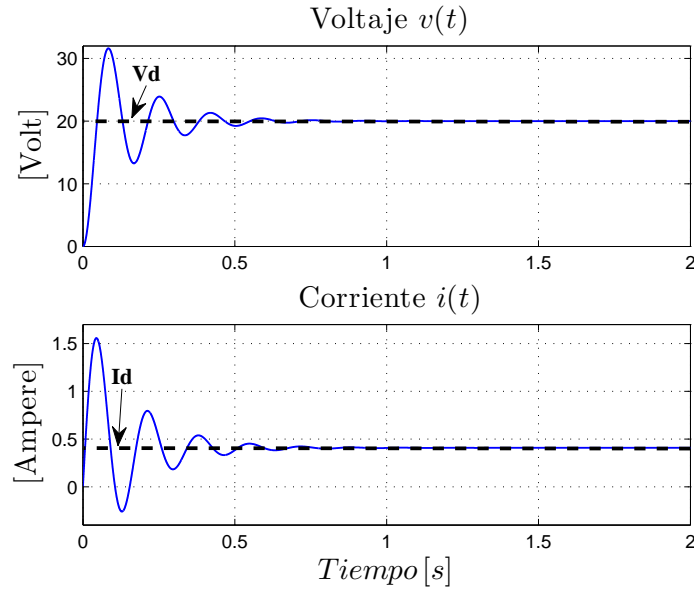


Figura 3.10: Controlador 5: Voltaje de salida $v(t)$ y corriente del inductor $i(t)$.

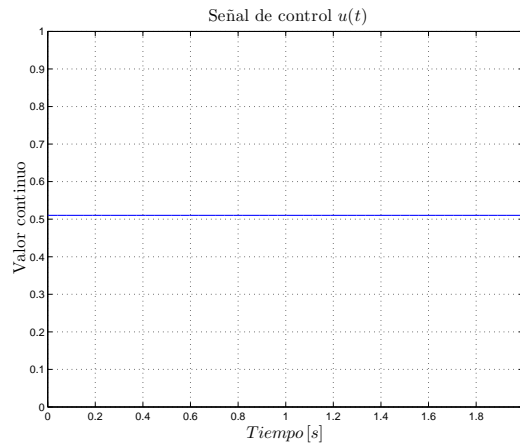


Figura 3.11: Controlador 5: Señal de control $u(t)$.

donde

$$\hat{I}_d = \frac{\hat{E}}{2\hat{R}_L} - \frac{1}{2\hat{R}_L} \sqrt{\frac{\hat{R}\hat{E}^2 - 4v_d^2\hat{R}_L}{\hat{R}}}. \quad (3.66)$$

Simulación

Esta vez se desconocen E y R_L así como el valor exacto de i_d . De nuevo, se está haciendo una estimación del ciclo del trabajo sin hacer ninguna retroalimentación, por lo que se afecta significativamente el desempeño del convertidor.

En esta simulación se usó el modelo dinámico (2.3) y (2.4) con los mismos parámetros. En este

caso el controlador (3.65) es de lazo abierto y solo cuenta con las estimaciones del voltaje de entrada E , resistencia del inductor R_L y corriente deseada i_d . Para este ejemplo se usó $\hat{E} = 7$ [V] y $\hat{R}_L = 0.8$ [Ω]. En las figuras 3.12 y 3.13 se muestra una simulación de dos segundos donde se observa que con el controlador (3.65)-(3.66) no se logra el voltaje deseado v_d y el ciclo de trabajo estimado afecta negativamente el objetivo de control (1.4).

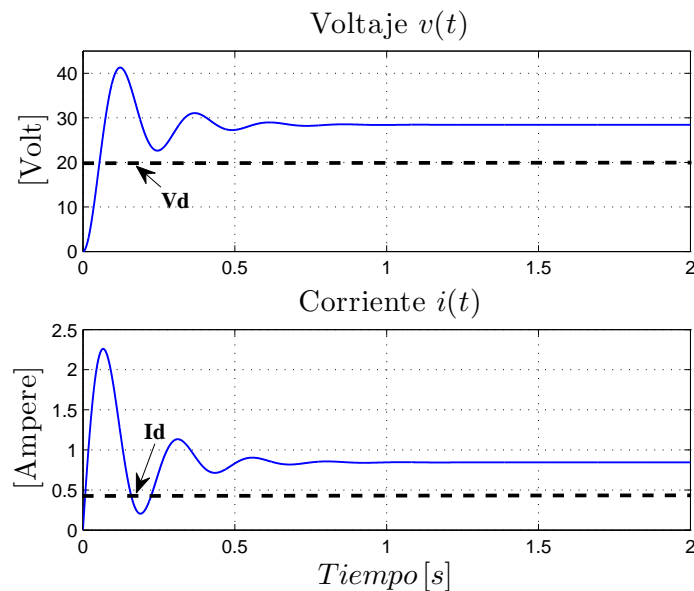


Figura 3.12: Controlador 6: Voltaje de salida $v(t)$ y corriente del inductor $i(t)$.

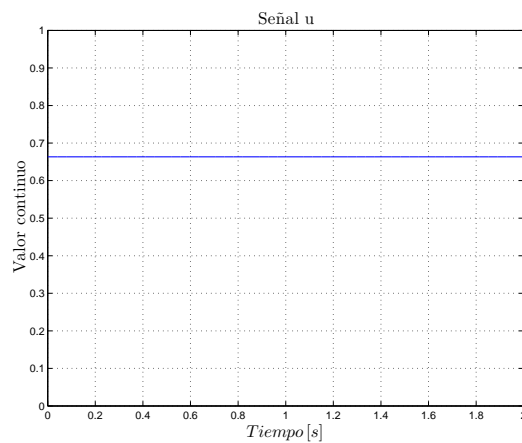


Figura 3.13: Controlador 6: Señal de control $u(t)$.

El error de voltaje es cerca de 10 [V] y el de corriente de 0.5 [A], muy parecido a los resultados del controlador 2 en la ecuación (3.15).

3.3.3. Controlador 7

Fundamentos

Se propone el siguiente controlador

$$u = u_n - k_i z, \quad (3.67)$$

$$\frac{d}{dt} z = e_v, \quad (3.68)$$

$$u_n = 1 - \frac{\hat{E}}{v_d} + \frac{\hat{R}_L}{v_d} \hat{I}_d, \quad (3.69)$$

y se define

$$e_v = v - v_d, \quad (3.70)$$

$$e_i = i - i_d. \quad (3.71)$$

Ahora supóngase que

$$u = u_n - k_i z^* = 1 - \frac{E}{v_d} + \frac{R_L}{v_d} i^*, \quad (3.72)$$

se despeja z^* como sigue

$$z^* = (u_n - 1 + \frac{E}{v_d} - \frac{R_L}{v_d} i^*) \frac{1}{k_i}, \quad (3.73)$$

y por conveniencia se hace el siguiente cambio de variable

$$z = \bar{z} + z^*. \quad (3.74)$$

Sustituyendo (3.74) en (3.67) se reescribe el controlador como

$$u = 1 - \frac{E}{v_d} + \frac{R_L}{v_d} i^* - k_i \bar{z} \quad (3.75)$$

$$\frac{d}{dt} \bar{z} = e_v. \quad (3.76)$$

Ahora, considerando (3.63), se sustituye (3.70)-(3.71) y (3.75)-(3.76) en el modelo (2.3) y (2.4), obteniendo

$$L \frac{de_i}{dt} = (-k_i \bar{z} - \frac{E}{v_d}) e_v - (k_i v_d) \bar{z} - R_L e_i, \quad (3.77)$$

$$C \frac{de_v}{dt} = (k_i \bar{z} + \frac{E}{v_d}) e_i + (i_d k_i) \bar{z} - \frac{1}{R} e_v. \quad (3.78)$$

El sistema (3.76), (3.77) y (3.78) se puede escribir como

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_i \\ e_v \\ \bar{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -(k_i \bar{z} - \frac{E}{v_d}) \frac{1}{L} & -(k_i v_d) \frac{1}{L} \\ (k_i \bar{z} + \frac{E}{v_d}) \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} & (i_d k_i) \frac{1}{C} \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_i \\ e_v \\ \bar{z} \end{bmatrix}. \quad (3.79)$$

De nueva cuenta, el sistema (3.79) tiene estructura $\dot{x} = A(t)x$, es decir, un sistema lineal variante con el tiempo. Es posible probar que existen condiciones para estabilidad y convergencia de las soluciones de (3.79).

Simulación

En la simulación se usó el modelo dinámico (2.1) y (2.2) con los parámetros mencionados anteriormente, $\hat{E} = 7$ [V], $R_L = 0.8$ [Ω] e $i_d = 408.3$ [mA]. Dicho de otra manera, solo se necesita un valor $u_n = 0.6746$. Se emplea también un valor $k_i = 0.1$. En este caso el controlador (3.67)-(3.69) es de lazo cerrado y no requiere conocer prácticamente nada. En la figura 3.14 se muestra una simulación de dos segundos donde se observa que el controlador logra que el voltaje de salida $v(t)$ se estabilice en aproximadamente un segundo. La figura 3.15 muestra cómo $u(t)$ varía con el tiempo y tiene menos variaciones conforme el voltaje de salida $v(t)$ se aproxima al voltaje deseado v_d .

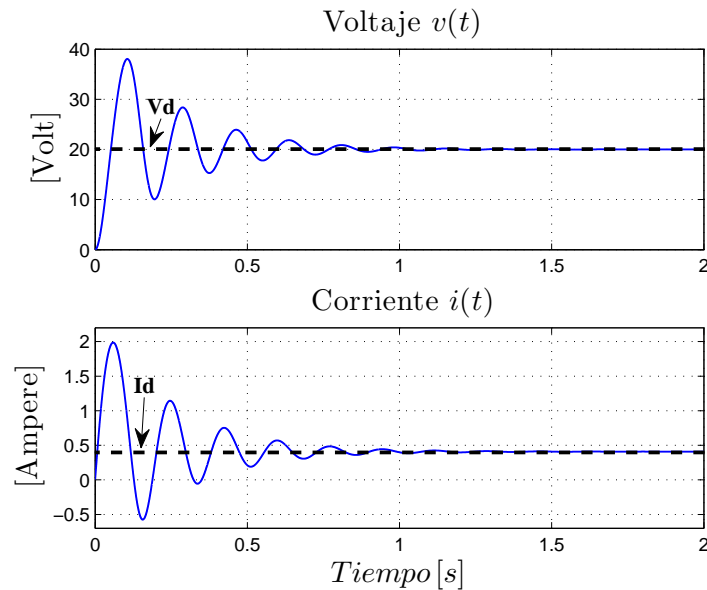


Figura 3.14: Controlador 7: Voltaje de salida $v(t)$ y corriente del inductor $i(t)$.

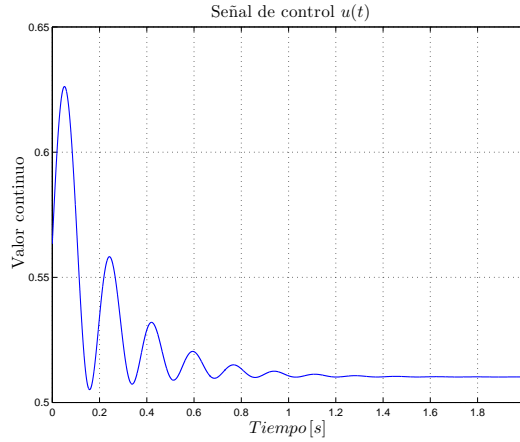


Figura 3.15: Controlador 7: Señal de control $u(t)$.

3.3.4. Controlador 8: Extensión del controlador propuesto por Spinetti, Fossas y Biel (2009)

Fundamentos

El controlador de Spinetti, Fossas y Biel (2009) reportado en [2] adaptado al modelo (2.3)-(2.4) queda como

$$u = u_e + e_u = 1 - \frac{E}{v_d} + \frac{R_d}{v_d} i_d - \gamma(V_d e_i - i_d e_v), \quad (3.80)$$

donde $\gamma > 0$. Tomando en cuenta (3.53) y (3.54), donde

$$i^* = i_d = \frac{E}{2R_L} - \frac{1}{2R_L} \sqrt{\frac{RE^2 - 4v_d^2 R_L}{R}}, \quad (3.81)$$

$$v^* = v_d, \quad (3.82)$$

se define

$$e_u = u - u_e, \quad (3.83)$$

$$u_e = 1 - \frac{E}{v_d} + \frac{R_L}{v_d} i_d. \quad (3.84)$$

Entonces se propone el controlador

$$u = u_e + e_u = 1 - \frac{E}{v_d} + \frac{R_L}{v_d} i_d + e_u. \quad (3.85)$$

Es posible demostrar que la dinámica de las señales de error están dadas por

$$L \frac{de_i}{dt} = [e_u - (1 - u_e)]e_v + e_u V_d - R_L e_i, \quad (3.86)$$

$$C \frac{de_v}{dt} = [(1 - u_e) - e_u]e_i - \frac{e_v}{R} - e_u i_d. \quad (3.87)$$

Reescribiendo (3.80) se tiene que

$$u = u_e + e_u = u_e - \gamma(V_d e_i - i_d e_v) \quad (3.88)$$

donde $\gamma > 0$. Se propone la siguiente función de energía

$$W = \frac{1}{2} L e_i^2 + \frac{1}{2} C e_v^2, \quad (3.89)$$

la cual es definida positiva. Si derivamos (3.89) se tiene

$$\dot{W} = -\gamma(v_d e_i - i_d e_v)^2 - \frac{e_v^2}{R} - R_L e_i^2 \quad (3.90)$$

para toda $e_i, e_v \in \mathbb{R}$. Dado que $\dot{W}(t) \leq 0$, se garantiza que $W(t)$ es acotada y decreciente. Esto implica que $e_i(t), e_v(t)$ sean funciones L_∞ . Dado que $W(t) \in L_\infty$, entonces $\dot{e}_i(t)$ y $\dot{e}_v(t)$ también son funciones L_∞ ; observando que el lado derecho de (3.86) y (3.87) depende únicamente de $e_i(t)$ y $e_v(t)$.

Además, integrando ambos lados de (3.90) se prueba que

$$\int_0^t \frac{e_v(t)}{R} dt \leq W(0) < \infty, \quad (3.91)$$

por tanto $e_v(t) \in L_2$. En resumen, se ha probado que

$$e_i, e_v \in L_\infty, \quad (3.92)$$

$$\dot{e}_i, \dot{e}_v \in L_\infty, \quad (3.93)$$

$$e_v \in L_2. \quad (3.94)$$

De acuerdo al lema de Barbalat [15],

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_v(t) = 0. \quad (3.95)$$

Simulación

Para los mismos valores, también se usó $\gamma = 0.0119$ y los resultados se muestran en las figuras 3.16 y 3.17. De nuevo, la ventaja de este controlador es que la convergencia es más rápida que cuando se usa el controlador en lazo abierto, incluso comparado con el controlador

6. La desventaja es que se necesitan los valores E , $i(t)$, $v(t)$, R , R_L y C del modelo.

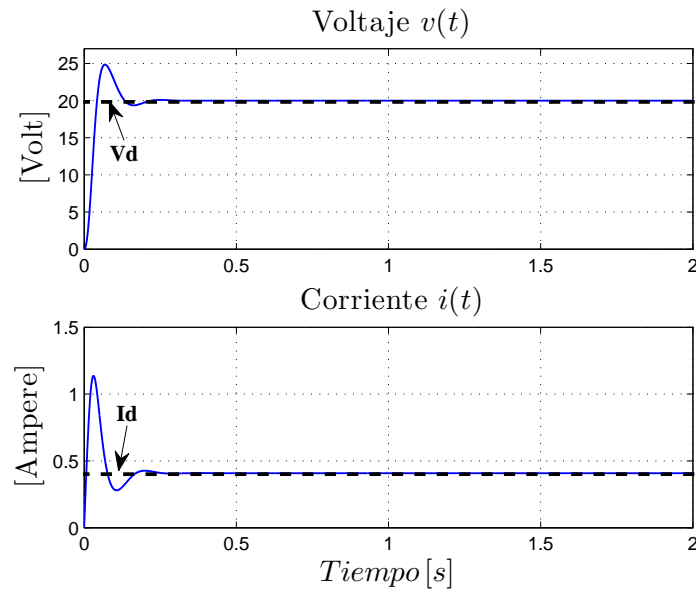


Figura 3.16: Controlador 8 (extensión de Spinetti *et ál*[2009]): Voltaje de salida $v(t)$ y corriente del inductor $i(t)$.

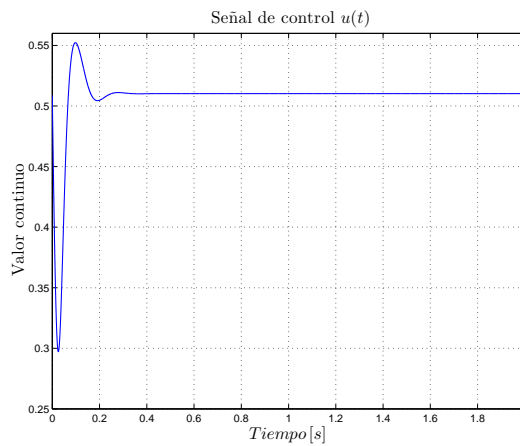


Figura 3.17: Controlador 8 (extensión de Spinetti *et ál*[2009]): Señal de control $u(t)$.

3.4. Comparación de controladores simulación-experimento

A continuación se presentan las comparaciones en simulación y experimento del control de un convertidor elevador. Se deberá cuidar que se cumplan los criterios del apéndice A para el

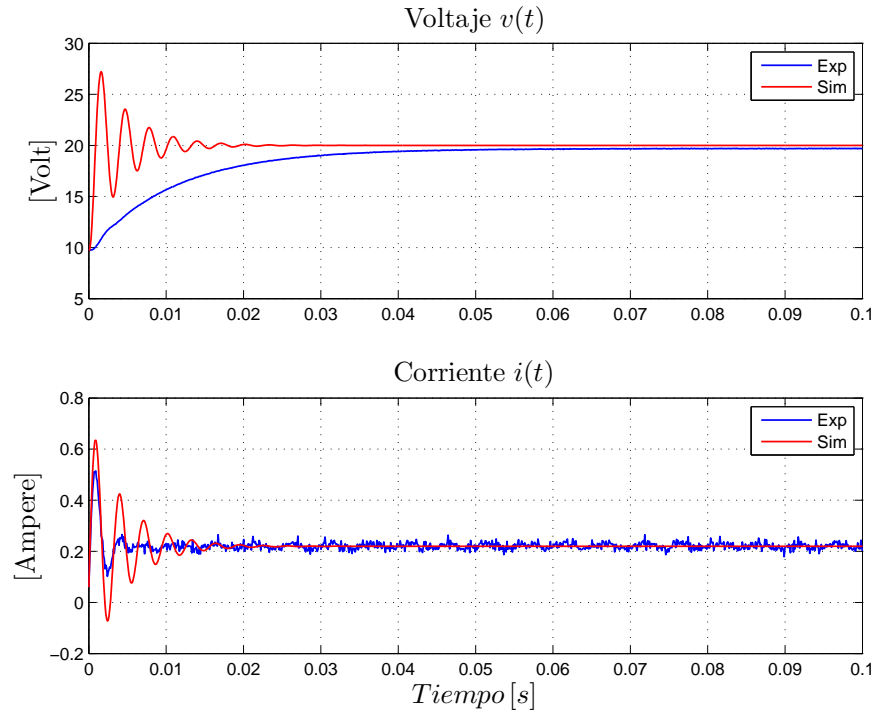


Figura 3.18: Respuesta del convertidor elevador usando el controlador 1 en (3.1).

convertidor elevador. Los valores de este, disponible en la plataforma experimental descrita en el apéndice B, son los que se muestran en la tabla 3.1. Se han realizado pruebas en lazo abierto, también en el apéndice B, y es notoria una pérdida del voltaje de salida $v(t)$ debido al inductor, al diodo, así como al dispositivo conmutador (MOSFET). En todas las simulaciones realizadas anteriormente se asume que los semiconductores son ideales, como la respuesta infinitamente rápida del dispositivo de conmutación, pérdida de energía en el núcleo del inductor igual a cero y valor umbral del diodo igual a cero. Las figuras (3.18)-(3.25) muestran la comparación entre la simulación numérica y el experimento de tiempo-real en respuesta dinámica de los controladores estudiados. Los valores iniciales del voltaje y corriente fueron 9.744 [V] y 0.0598

Elemento	Símbolo	Magnitud
Voltaje de entrada	E	10 [V]
Inductor	L	5 [mH]
Capacitor	C	12 [μF]
Resistencia	R	182 [Ω]
Frecuencia	f	50 [kHz]
Voltaje deseado	v_d	20 [V]

Tabla 3.1: Valores para comparativa simulación-experimento controladores 1-4 del modelo 1 y 5-8 del modelo 2.

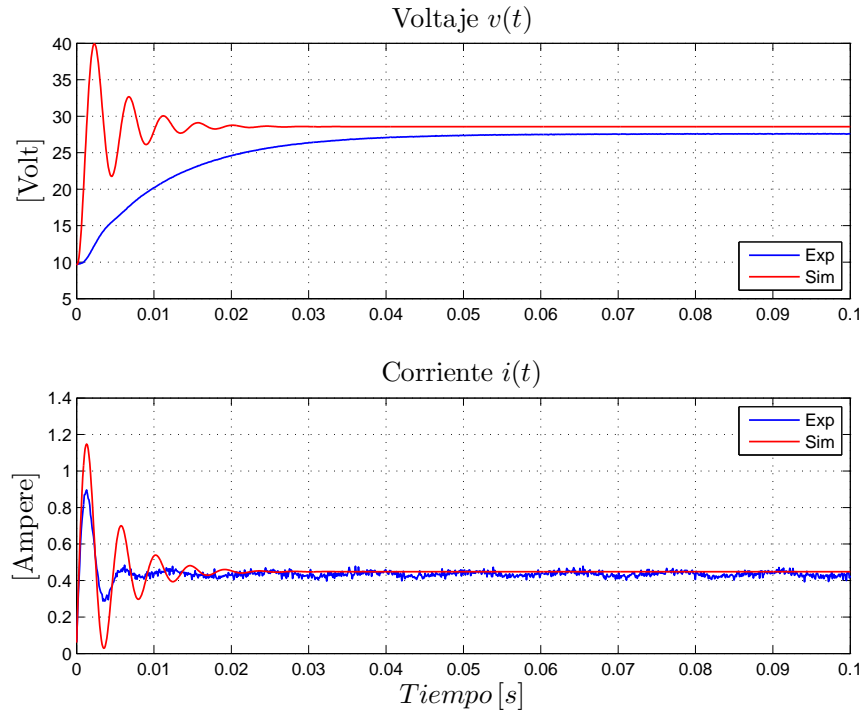


Figura 3.19: Respuesta del convertidor elevador usando el controlador 2 en (3.15) con $\hat{E} = 7[V]$.

[A], respectivamente.

El análisis comparativo en el desempeño de los controladores 1 al 4 para el modelo 1 y 5 al 8 para el modelo 2, se puede observar en la tabla 3.2, donde la restricción “cumple” implica la satisfacción del objetivo de control $\lim_{t \rightarrow \infty} v(t) = v_d$. Asimismo se muestran los valores de error en el voltaje de salida tanto en simulación como en experimento.

3.5. Conclusiones

Los controladores de lazo abierto 1 y 5 en las ecuaciones (3.1) y (3.62) respectivamente, solucionan el problema de control (1.4) en un segundo para los valores usados. La desventaja es que si se desconoce el voltaje de entrada E y además la resistencia del inductor R_L , como fue mostrado en los controladores 2 y 6 en las ecuaciones (3.15) y (3.65), respectivamente, el voltaje de salida $v(t)$ no tiende a v_d .

En cambio, al aplicar los controladores 3 y 7 correspondientes a (3.17) y (3.67) (que incluyen un término integral junto con un estado interno) para el modelo 1 y el modelo 2, respectivamente, se observa que el objetivo de control (1.4) se satisface a pesar del desconocimiento de E y R_L . Esto representa una enorme ventaja sobre los controladores 1, 2, 5 y 6. Ahora, si se considera el controlador 4 propuesto por Spinetti *et ál.* [2] y el controlador 8 (en su versión extendida), es evidente que supera a todos en la rapidez de convergencia del voltaje de salida $v(t)$ con el

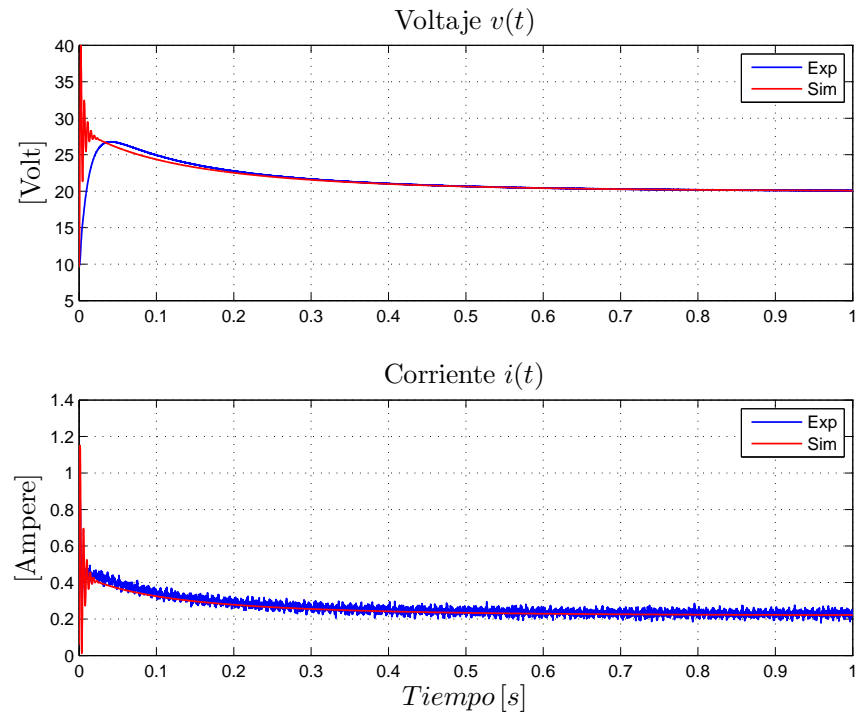


Figura 3.20: Respuesta del convertidor elevador usando el controlador 3 en (3.17) con $\hat{E} = 7[V]$ y $\hat{k}_i = 0.1$.

voltaje deseado v_d imponiendo un tiempo de 0.2 segundos para el modelo 1 y un poco más para el modelo 2. Pero, para que este controlador funcione de esta manera en ambos modelos, tiene que contar con los valores precisos necesarios. Esto es, todos los parámetros deben ser conocidos.

Por tanto, el propósito de usar control de lazo cerrado es asegurarse de que el voltaje de salida $v(t)$ converja al voltaje deseado v_d a pesar de situaciones no modeladas y/o parámetros desconocidos (o cambiantes) del convertidor elevador.

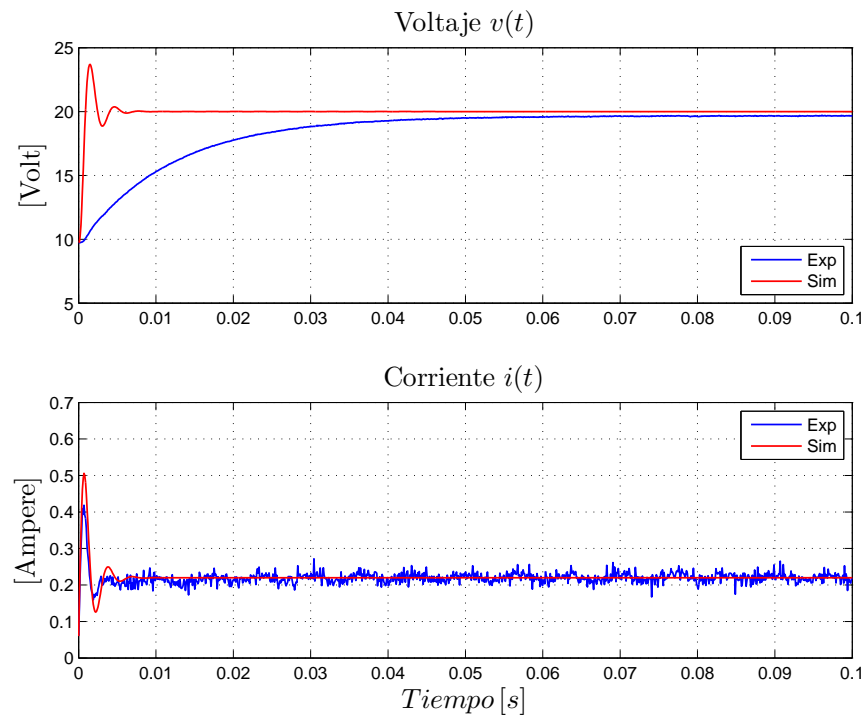


Figura 3.21: Respuesta del convertidor elevador usando el controlador 4 (Spinetti *et ál.* [2]) en (3.34) usando $\gamma = 0.0119$.

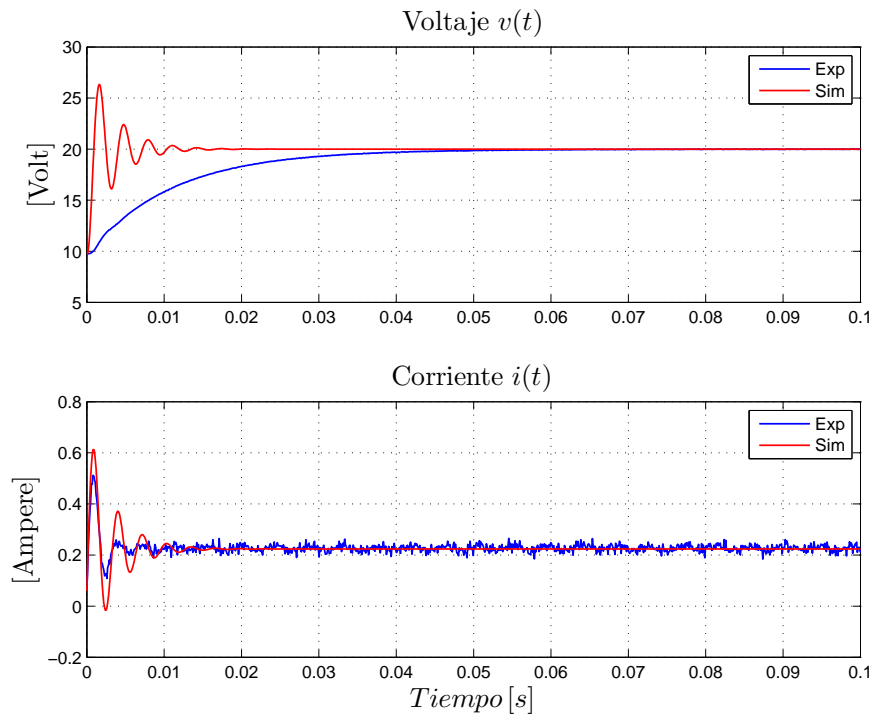


Figura 3.22: Respuesta del convertidor elevador usando el controlador 5 en (3.62).

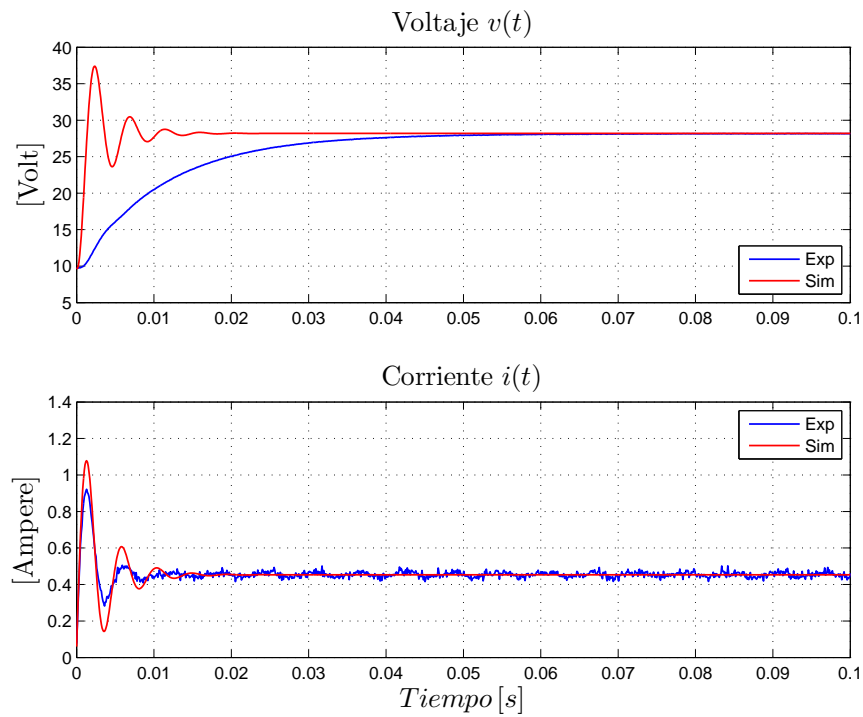


Figura 3.23: Respuesta del convertidor elevador usando el controlador 6 en (3.65) con $\hat{E} = 7[V]$.

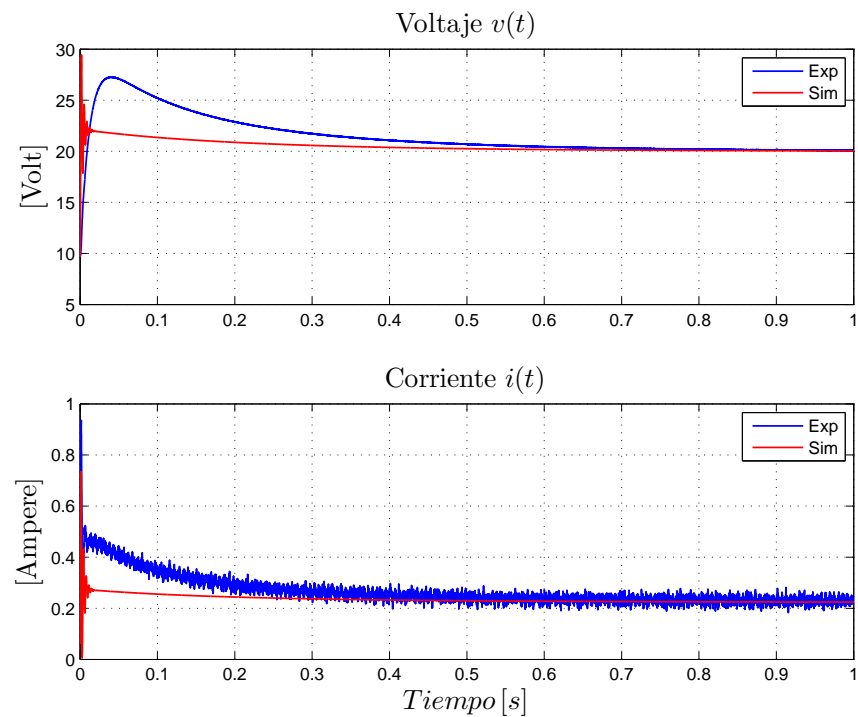


Figura 3.24: Respuesta del convertidor elevador usando el controlador 7 en (3.67) con $u_n = 0.6746$ y $k_i = 0.1$.

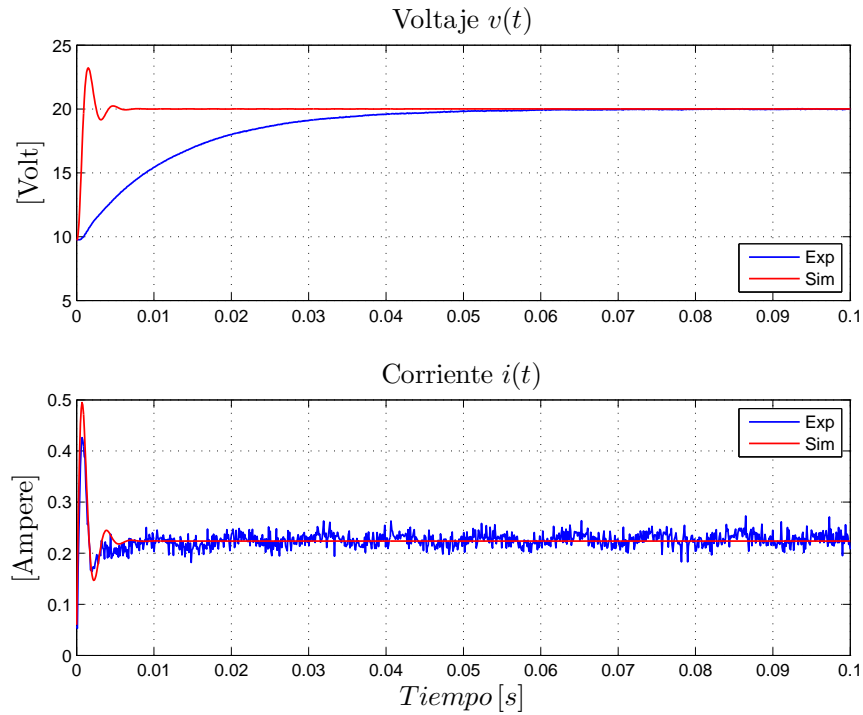


Figura 3.25: Respuesta del convertidor elevador usando el controlador 8 (extensión de Spinetti *et ál.* [2]) en (3.34) usando $\gamma = 0.0119$.

Modelo	Controlador	Cumple	$Error_{sim}[V]$	$Error_{exp}[V]$
Sin resistencia de inductor, $R_L = 0$	1	X	0	0.3
	2	X	8.6	7.6
	3	✓	0	0
	4	X	0	0.35
Con resistencia de inductor, $R_L > 0$	5	✓	0	0
	6	X	8.19	8.15
	7	✓	0	0
	8	✓	0	0

Tabla 3.2: Análisis comparativo de controladores 1-4 aplicados bajo la hipótesis de que $R_L = 0$ (modelo(2.1)-(2.2)) y de los controladores 5-8 bajo la hipótesis de que $R_L > 0$ (modelo(2.3)-(2.4)).

Capítulo 4

Propuesta de un controlador basado en modelo

4.1. Introducción

Los convertidores de potencia c.d.–c.d de tipo elevador son útiles en muchas aplicaciones como parte de los dispositivos usados en casa y en la industria. El estudio teórico y práctico de los convertidores de potencia de tipo elevador ha llamado la atención de muchos investigadores. En este capítulo, un nuevo controlador para un convertidor de potencia c.d.–c.d de tipo elevador es propuesto. El nuevo esquema toma en cuenta que el ciclo de trabajo está saturado a valores físicos admisibles. El análisis de las trayectorias de lazo cerrado provee la conclusión de que la regulación del voltaje de salida es logrado en forma asintótica. Los resultados teóricos son respaldados usando simulaciones numéricas y experimentos en tiempo–real.

El presente capítulo se organiza como sigue. Primero se introduce el nuevo esquema de control y el análisis de las trayectorias de lazo cerrado. A continuación se encontrarán las pruebas numéricas, mientras la siguiente sección concierne a los resultados de los experimentos en tiempo–real. Finalmente, algunos comentarios concluyentes son realizados.

4.1.1. Objetivo de control

Es fácil mostrar que el punto de equilibrio del sistema (2.1)–(2.2), asumiendo un porcentaje de ciclo de trabajo constante $u(t) = u_e$, está dado por

$$\begin{aligned}i &= i_d = \frac{v_d}{[1 - u_e]R}, \\v &= v_d = \frac{E}{1 - u_e}.\end{aligned}$$

Resolviendo para u_e , se tiene

$$u_e = 1 - \frac{E}{v_d},$$

donde v_d es el voltaje deseado. En práctica, el porcentaje de ciclo de trabajo real $u(t)$ debe satisfacer

$$0 < u_e < 1,$$

por tanto $v_d > E$. Nótese que $u(t) = u_e = 1$ resulta en un punto de equilibrio indefinido i_d y v_d .

El objetivo de control consiste en especificar el voltaje deseado $v_d > E$ y el diseño de una ley de control $u(t)$ que satisface la restricción

$$u(t) \in [0, 1), \quad (4.1)$$

tal que el voltaje de salida satisfaga

$$\lim_{t \rightarrow \infty} v(t) = v_d, \quad (4.2)$$

mientras la corriente del inductor $i(t)$ permanece acotada.

4.2. Esquema propuesto, análisis y extensiones

4.2.1. Esquema propuesto

En consideración al objetivo de control establecido anteriormente, el controlador propuesto en este capítulo está dado por

$$u = 1 - \text{sat} \left(\frac{E}{v_d} + \gamma[v_d e_i - i_d e_v] \right), \quad (4.3)$$

donde $\gamma > 0$ es una constante y

$$e_i = i - i_d, \quad (4.4)$$

$$e_v = v - v_d, \quad (4.5)$$

es el error de corriente y el error de voltaje, respectivamente. También

$$\text{sat}(z) = \begin{cases} 1 - \xi_m, & \text{si } z < \xi_m, \\ 1 - z, & \text{si } \xi_m \leq z \leq \xi_M, \\ 1 - \xi_M, & \text{si } z > \xi_M, \end{cases} \quad (4.6)$$

con

$$0 < \xi_m < \xi_M < 1.$$

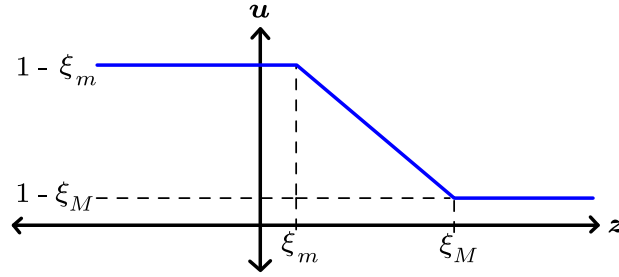


Figura 4.1: Perfil de la función $sat(z)$.

El perfil de la función de saturación $sat(z)$ en (4.6) está representado en la figura 4.1. Vale la pena notar que usando la definición de la función de saturación (4.6), es posible mostrar que el porcentaje de ciclo de trabajo $u(t)$ satisface la siguiente desigualdad

$$1 - \xi_M \leq u(t) \leq 1 - \xi_m.$$

Entonces, la restricción (4.1) es satisfecha para toda $t \geq 0$. Es digno de mención que los números ξ_m y ξ_M son escogidos tal que

$$u = 1 - sat\left(\frac{E}{v_d}\right) = 1 - \frac{E}{v_d} = u_e,$$

lo cual siempre es satisfecho para

$$0 < \xi_m \leq \frac{E}{v_d} \leq \xi_M < 1. \quad (4.7)$$

4.2.2. Análisis

Se define

$$x = v_d e_i - i_d e_v \quad (4.8)$$

para simplificar la notación.

Sustituyendo (4.4)–(4.5) y la entrada del porcentaje de ciclo de trabajo $u(t)$ en (4.3) dentro de la dinámica del convertidor elevador (2.1)–(2.2), el sistema de lazo-cerrado puede ser escrito como

$$L \frac{de_i}{dt} = -\gamma x [e_v + v_d] + \tilde{u}(x) [e_v + v_d] - \frac{E}{v_d} e_v, \quad (4.9)$$

$$C \frac{de_v}{dt} = \gamma x [e_i + i_d] - \tilde{u}(x) [e_i + i_d] + \frac{E}{v_d} e_i - \frac{1}{R} e_v, \quad (4.10)$$

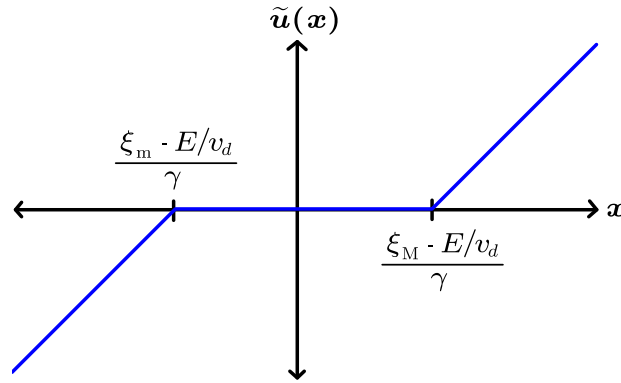


Figura 4.2: Perfil de la función $\tilde{u}(x)$.

donde

$$\tilde{u}(x) = \frac{E}{v_d} + \gamma x - \text{sat} \left(\frac{E}{v_d} + \gamma x \right) \quad (4.11)$$

es una función no-lineal de zona-tipo muerta. El perfil de la función $\tilde{u}(x)$ es ilustrado en la figura 4.2. Aún más, $\tilde{u}(x)$ puede ser explícitamente dada como

$$\tilde{u}(x) = \begin{cases} \frac{E}{v_d} + \gamma x - \xi_M, & \text{si } \frac{E}{v_d} + \gamma x > \xi_M, \\ 0, & \text{si } \xi_m \leq \frac{E}{v_d} + \gamma x \leq \xi_M, \\ \frac{E}{v_d} + \gamma x - \xi_m, & \text{si } \frac{E}{v_d} + \gamma x < \xi_m. \end{cases} \quad (4.12)$$

Véase la figura 4.2 para una gráfica de la función $\tilde{u}(x)$ en (4.12).

Es posible mostrar que el origen del espacio de estados $[e_i \ e_v]^T = [0 \ 0]^T$ es un punto de equilibrio del sistema de lazo cerrado (4.9)–(4.10).

Ahora, se introduce la siguiente función candidata de Lyapunov

$$W = \frac{1}{2} L e_i^2 + \frac{1}{2} C e_v^2, \quad (4.13)$$

que es positiva definida y radialmente desacotada. La derivada temporal de W a lo largo de las trayectorias del sistema de lazo cerrado (4.9)–(4.10) está dada por

$$\dot{W} = -\gamma x^2 - \frac{e_v^2}{R} + \tilde{u}(x)x, \quad (4.14)$$

la cual es obtenida después de álgebra directa.

Ahora, para encontrar la cota superior sobre \dot{W} se escribe el producto $\tilde{u}(x)x$ explícitamente

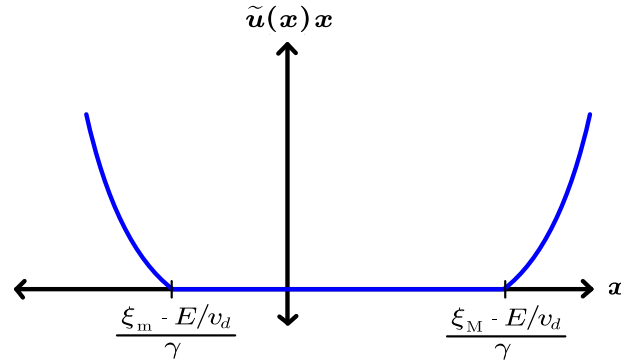


Figura 4.3: Perfil de la función $\tilde{u}(x)x$.

como sigue

$$\tilde{u}(x)x = \begin{cases} [\frac{E}{v_d} - \xi_M]x + \gamma x^2, & \text{si } x > \frac{\xi_M - E/v_d}{\gamma}, \\ 0, & \text{si } \frac{\xi_m - E/v_d}{\gamma} \leq x \leq \frac{\xi_M - E/v_d}{\gamma}, \\ [\frac{E}{v_d} - \xi_m]x + \gamma x^2, & \text{si } x < \frac{\xi_m - E/v_d}{\gamma}. \end{cases} \quad (4.15)$$

Similarmente, el perfil de $\tilde{u}(x)x$ se muestra en la figura 4.3.

Tomando en cuenta la definición explícita de la función $\tilde{u}(x)x$ en (4.15), la derivada temporal de la función candidata de Lyapunov \dot{W} en (4.14) puede ser expresada como

$$\dot{W} = \begin{cases} [\frac{E}{v_d} - \xi_M]x - \frac{e_v^2}{R}, & \text{si } x > \frac{\xi_M - E/v_d}{\gamma}, \\ -\gamma x^2 - \frac{e_v^2}{R}, & \text{si } \frac{\xi_m - E/v_d}{\gamma} \leq x \leq \frac{\xi_M - E/v_d}{\gamma}, \\ [\frac{E}{v_d} - \xi_m]x - \frac{e_v^2}{R}, & \text{si } x < \frac{\xi_m - E/v_d}{\gamma}, \end{cases} \quad (4.16)$$

Note que en el sector $x > \frac{\xi_M - E/v_d}{\gamma}$, donde $x > 0$, la desigualdad

$$\left[\frac{E}{v_d} - \xi_M \right] x < 0$$

se cumple por la condición (4.7). Por tanto, $\dot{W} = [\frac{E}{v_d} - \xi_M]x - \frac{e_v^2}{R} \leq -\frac{e_v^2}{R}$. Procediendo en forma similar en los otros dos sectores, es posible mostrar que la cota superior de \dot{W} en (4.16) está dada por

$$\dot{W} \leq -\frac{e_v^2}{R}, \quad \forall \begin{bmatrix} e_i \\ e_v \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^2, \quad (4.17)$$

la cual es globalmente negativa semidefinida, implicando que el origen del espacio de estados $[e_i \ e_v]^T = [0 \ 0]^T$ es estable en el sentido de Lyapunov [15]. Además, W en (4.13) es una función de Lyapunov del sistema (4.9)–(4.10).

Finalmente, ya que el sistema (4.9)–(4.10) es autónomo, invocando el teorema de LaSalle, la prueba de que el origen del espacio de estados $[e_i \ e_v]^T = [0 \ 0]^T$ es globalmente asintóticamente estable puede ser realizada. Entonces,

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \begin{bmatrix} e_i(t) \\ e_v(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.18)$$

y el objetivo de control (4.2) es satisfecho.

4.3. Simulaciones numéricas

Para ilustrar el análisis anterior, se han llevado a cabo simulaciones asumiendo que el convertidor elevador es un sistema continuo y el controlador $u(t)$ en (4.3) es implementado en tiempo discreto con un tiempo de muestreo $T_s = 0.0001$ [s], que produce un sistema de datos muestreados.

Los siguientes valores fueron escogidos $L = 5$ [mH], $C = 12$ [μ F] y $R = 182$ [Ω]. Además, se seleccionó $\xi_m = 0.1$, $\xi_M = 0.9$ y $\gamma = 0.1$.

Las condiciones iniciales del sistema fueron

$$i(0) = 0.0598 \text{ [A]} \text{ and } v(0) = 9.7440 \text{ [V]}. \quad (4.19)$$

Se llevó a cabo una simulación con una duración de 0.01 [s], especificando un voltaje deseado $v_d = 15$ [V]. Los resultados pueden observarse en la figura 4.4, donde la evolución en el tiempo del voltaje de salida $v(t)$, la corriente del inductor $i(t)$ y el porcentaje del ciclo de trabajo $u(t)$ son apreciados. El voltaje del capacitor $v(t)$ alcanza v_d en aproximadamente 0.003 [s], suficiente tiempo para $u(t)$ para alcanzar prácticamente un valor constante.

Ahora, los resultados mostrados en la figura 4.5 consideran que $v_d(t)$ es una señal periódica cuadrada definida como

$$v_d(t) = \begin{cases} 15 \text{ [V]}, & \text{for } 0 \leq t \leq 0.5T_r, \\ 20 \text{ [V]}, & \text{for } 0.5T_r \leq t \leq T_r, \end{cases} \quad (4.20)$$

con $T_r = 1.0$ [s] definiendo el periodo de $v_d(t)$. En este caso la simulación tiene una duración de 5 [s]. De manera similar, la figura 4.5 muestra la evolución en el tiempo del voltaje de salida $v(t)$, la corriente del inductor $i(t)$ y el porcentaje de ciclo de trabajo $u(t)$. Se observa que el voltaje de salida $v(t)$ converge a v_d .

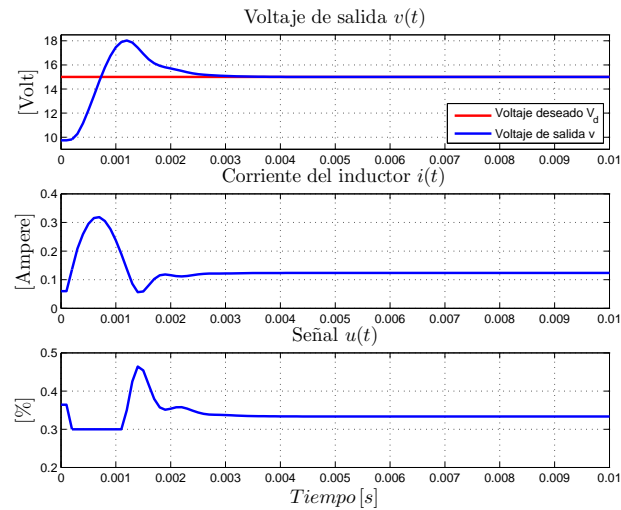


Figura 4.4: Simulación: Voltaje de salida $v(t)$, corriente del inductor $i(t)$ y señal de control $u(t)$ para $0 \leq t \leq 0.01$ [s] y $v_d = 15$ [V].

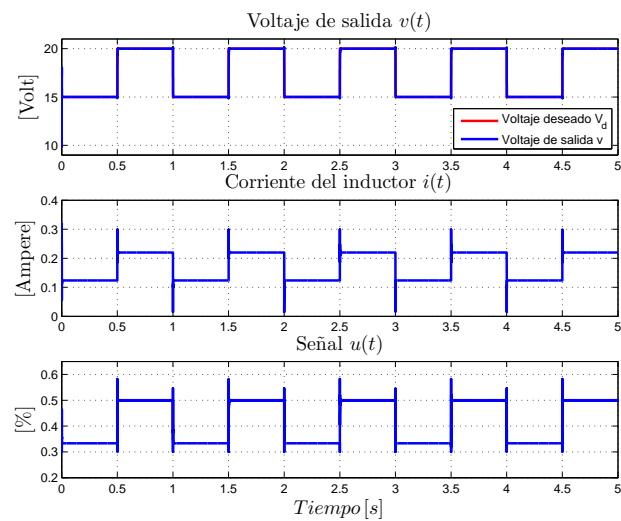


Figura 4.5: Simulación: Voltaje de salida $v(t)$, corriente del inductor $i(t)$ y señal de control $u(t)$ para $0 \leq t \leq 5$ [s] y $v_d(t)$ en (4.20).

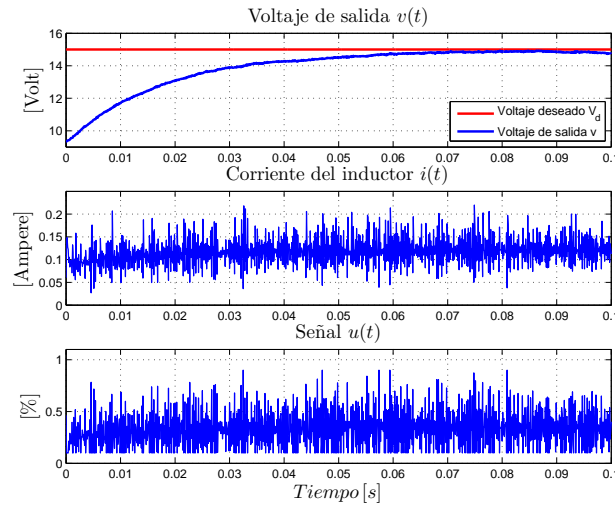


Figura 4.6: Experimento: Voltaje de salida $v(t)$, corriente del inductor $i(t)$ y señal de control $u(t)$ para $0 \leq t \leq 0.1$ [s] y $v_d = 15$ [V].

4.4. Resultados experimentales

Los experimentos en tiempo real tomaron lugar bajo condiciones similares a las simulaciones numéricas. Nuevamente, los valores seleccionados fueron $L = 5$ [mH], $C = 12$ [μ F] y $R = 182$ [Ω]. La frecuencia del PWM fue 50 [kHz]. Se escogió $\xi_m = 0.1$, $\xi_M = 0.9$ y $\gamma = 0.5$. La figura 4.6 muestra que el tiempo de subida es casi 0.1 [s], mucho más tiempo que el mostrado en los resultados de la simulación; compare la figura 4.4 con respecto a la figura 4.6.

La señal de control $u(t)$ se satura por un periodo muy corto de tiempo. Aún así, no hay ningún problema de operación ya que el voltaje de salida $v(t)$ y la corriente del inductor $i(t)$ permanecen acotados todo el tiempo. También se presenta en la figura 4.7 el voltaje de salida $v(t)$ y la corriente del inductor $i(t)$ cuando $v_d(t)$ en (4.20) es usado. Además, la figura 4.7 muestra también la evolución temporal de la entrada de control $u(t)$.

En la figura 4.7 se aprecia un error de estado estacionario de 0.35 [V] cuando $v_d = 15$ [V] y 0.70 [V] cuando $v_d = 20$ [V]. Adicionalmente a la implementación del controlador, hay otras incertidumbres del modelo y perturbaciones, como las desviaciones de los valores de la inductancia L , capacitancia C y la resistencia R . Además, el inductor tiene una resistencia significativa, lo cual también causa el error de estado estacionario.

4.5. Conclusiones

El nuevo controlador se basa en una función de saturación marcada para mantener el porcentaje del ciclo de trabajo dentro de valores físicos admisibles. En condiciones ideales (asumiendo que todos los parámetros del convertidor elevador son conocidos y que no hay perturbaciones)

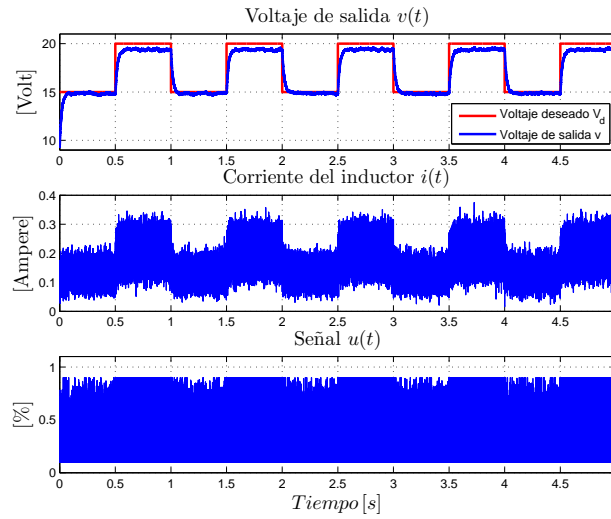


Figura 4.7: Experimento: Voltaje de salida $v(t)$, corriente del inductor $i(t)$ y señal de control $u(t)$ para $0 \leq t \leq 5$ [s] y $v_d(t)$ en (4.20).

el nuevo esquema garantiza convergencia global del voltaje de salida al deseado, mientras que la entrada de control de ciclo de trabajo generado se mantiene dentro de los límites prácticos admisibles.

En presencia de perturbaciones del modelo el algoritmo no es capaz de lograr regulación del voltaje de salida, lo cual es corroborado por simulación y experimento. Otra observación es que el modelo usado no considera algunas características intrínsecas de los componentes, como la resistencia del inductor, R_L . La metodología propuesta es prometedora ya que varias extensiones se pueden desarrollar para mejorar su desempeño y robustez. De hecho, el capítulo 6 introduce una extensión del controlador (4.3) para el caso en que se desconoce E y no se tienen mediciones de la corriente del inductor $i(t)$.

Capítulo 5

Nuevo análisis del controlador de Karagiannis, Astolfi y Ortega

5.1. Introducción

En este capítulo se presenta un nuevo análisis de estabilidad de un controlador/observador conocido para convertidores elevadores. El nuevo análisis considera el sistema de lazo cerrado total, el cual incluye la dinámica del error de observación así como la dinámica del error de voltaje y corriente. Este análisis se basa en la teoría de estabilidad de sistemas de cascada variantes con el tiempo. Además son presentados dos experimentos en tiempo real, ilustrando la robustez del controlador/observador. Primero, se introduce un nuevo análisis de estabilidad del controlador/observador propuesto en Karagiannis *et ál.* [1]. Se prueba convergencia asintótica del error de observación así como convergencia asintótica del error de voltaje y corriente. Segundo, se brindan nuevas evaluaciones experimentales que confirman la robustez del controlador/observador. El capítulo se organiza como sigue. Al comenzar, el controlador/observador propuesto en [1] es revisado y se obtienen las ecuaciones de lazo cerrado. El nuevo análisis de estabilidad es introducido en la siguiente sección. A continuación se presentan los resultados experimentales. Finalmente, algunas conclusiones se dan en la última sección.

5.2. Objetivo de control

Asumiendo que el voltaje de salida $v(t)$ es el único estado para retroalimentación y el voltaje de entrada E es desconocido, el problema de control es diseñar una entrada de control $u(t) \in [0, 1)$ tal que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} v(t) = v_d, \quad (5.1)$$

siendo v_d el voltaje deseado. Se asume que $v(t) \geq 0$ and $i(t) \geq 0 \forall t \geq 0$.

5.3. Controlador/observador de Karagiannis et ál. [1]

El sistema (2.1)-(2.2) es reescrito de la siguiente manera

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\eta_1 &= 0, \\ \frac{d}{dt}\eta_2 &= \frac{1}{L}\eta_1 - \frac{1}{L}y[1-u], \\ \frac{d}{dt}y &= -\frac{1}{RC}y + \frac{1}{C}\eta_2[1-u],\end{aligned}$$

donde η_1 denota el parámetro desconocido E , $\eta_2(t)$ es la corriente del inductor $i(t)$ (la cual no es medible) e $y(t)$ es la salida de voltaje medible $v(t)$. El observador propuesto en [1] está dado por

$$\frac{d}{dt}\hat{\eta}_1 = -\frac{\lambda_1}{C}[[\hat{\eta}_2 + \lambda_2 y][1-u] - \frac{1}{R}y], \quad (5.2)$$

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\hat{\eta}_2 &= -\frac{\lambda_2}{C}[[\hat{\eta}_2 + \lambda_2 y][1-u] - \frac{1}{R}y] \\ &\quad + \frac{1}{L}[\hat{\eta}_1 + \lambda_1 y - y[1-u]],\end{aligned} \quad (5.3)$$

con constantes $\lambda_1, \lambda_2 > 0$. Además, $u(t) \in [0, 1) \forall t \geq 0$. También, los siguientes estados del error se definen

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\eta}_1 \\ \hat{\eta}_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_1 y \\ \lambda_2 y \end{bmatrix}. \quad (5.4)$$

La derivada-temporal de $[z_1 \ z_2]^\top$ define la dinámica del observador como

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\lambda_1}{C}[1-u] \\ \frac{1}{L} & -\frac{\lambda_2}{C}[1-u] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}. \quad (5.5)$$

La dinámica del observador (5.5) fue analizada en [1] usando la norma H_∞ y el teorema de pequeña ganancia (del inglés *small gain theorem*). Específicamente, la estabilidad asintótica del origen del espacio de estados del sistema (5.5) fue probada. Sin embargo, la convergencia de los errores de voltaje y de corriente no fue mostrada. Por tanto, en este capítulo se prueba convergencia asintótica de las señales del sistema de lazo cerrado total. Además, se prueba que (5.5) es exponencialmente estable.

La ley de control propuesta en [1] está dada por

$$u = 1 - \text{sat} \left(\frac{\hat{\eta}_1 + \lambda_1 y}{v_d} \right), \quad (5.6)$$

que resuelve el problema de retroalimentación de salida. La notación $sat(x)$, donde $x \in \mathbb{R}$, denota la función de saturación estricta (*hard saturation function*), definida en este capítulo como

$$sat(x) = \begin{cases} \xi_M, & \text{for } x > \xi_M, \\ x, & \text{for } \xi_m \leq x \leq \xi_M, \\ \xi_m, & \text{for } x < \xi_m, \end{cases} \quad (5.7)$$

donde ξ_m y ξ_M son constantes. Debido a la hipótesis de que

$$0 < \xi_m < \frac{E}{v_d} < \xi_M \leq 1,$$

la ecuación $sat(E/v_d) = E/v_d$ es satisfecha. Con la definición de $sat(x)$ en (5.7), la ley de control (5.6) satisface

$$u(t) \in [1 - \xi_M, 1 - \xi_m] \subset [0, 1),$$

por lo que la hipótesis de un porcentaje de ciclo de trabajo físicamente admisible se satisface también.

Para obtener la dinámica del error de la corriente y el voltaje, lo cual no fue realizado en [1], es posible reescribir el controlador como

$$u = 1 - sat\left(\frac{\hat{E}}{v_d}\right), \quad (5.8)$$

donde

$$\hat{E} = z_1 + E, \quad (5.9)$$

siendo E desconocida y z_1 definida en la variable de error de observación en (5.4). Los errores de corriente y voltaje están dados respectivamente por

$$e_i = i - i_d, \quad (5.10)$$

$$e_v = v - v_d, \quad (5.11)$$

donde $i_d = v_d^2/[ER]$.

Las ecuaciones de lazo cerrado son obtenidas al sustituir (5.8)–(5.11) en el sistema (2.1)–(2.2) de la siguiente manera

$$L \frac{de_i}{dt} = -sat\left(\frac{z_1 + E}{v_d}\right) [e_v + v_d] + E \pm \frac{E}{v_d} [e_v + v_d], \quad (5.12)$$

$$C \frac{de_v}{dt} = sat\left(\frac{z_1 + E}{v_d}\right) [e_i + i_d] - \frac{e_v + v_d}{R} \pm \frac{E}{v_d} [e_i + i_d]. \quad (5.13)$$

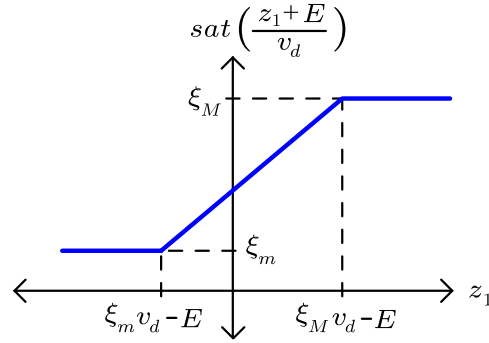


Figura 5.1: Perfil de la función $sat([z_1 + \hat{E}]/v_d)$ vs z_1 .

Después de álgebra simple, es posible escribir

$$L \frac{de_i}{dt} = [e_v + v_d] \bar{s}(z_1) - \frac{E}{v_d} e_v, \quad (5.14)$$

$$C \frac{de_v}{dt} = -[e_i + i_d] \bar{s}(z_1) - \frac{e_v}{R} + \frac{E}{v_d} e_i, \quad (5.15)$$

donde

$$\bar{s}(z_1) = \frac{E}{v_d} - sat\left(\frac{z_1 + E}{v_d}\right). \quad (5.16)$$

Es importante mencionar que las ecuaciones (5.14)-(5.15) denotan la dinámica del error de voltaje y de corriente, y estas no fueron consideradas en el análisis de estabilidad en [1].

5.3.1. Discusión sobre la función $\bar{s}(z)$

Para determinar las condiciones de crecimiento de (5.16) se procede a reescribir la función $sat([z_1 + E]/v_d)$ como sigue

$$sat\left(\frac{z_1 + E}{v_d}\right) = \begin{cases} \xi_M, & \text{si } z_1 > v_d \xi_M - E, \\ \frac{z_1 + E}{v_d}, & \text{si } v_d \xi_m - E \leq z_1 \leq v_d \xi_M - E, \\ \xi_m, & \text{si } z_1 < v_d \xi_m - E, \end{cases} \quad (5.17)$$

con

$$\xi_m v_d - E < 0, \quad (5.18)$$

$$\xi_M v_d - E > 0. \quad (5.19)$$

La función $sat([z_1 + E]/v_d)$ en (5.17) se ilustra en la figura 5.1.

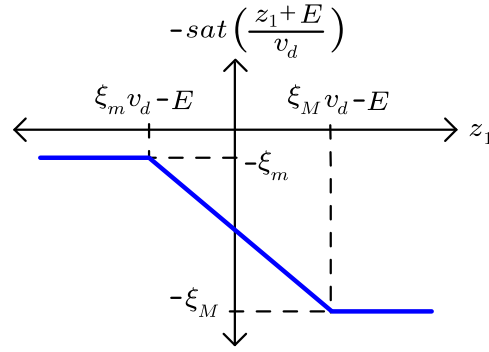


Figura 5.2: Perfil de la función $-\text{sat}([z_1 + \hat{E}]/v_d)$ vs z_1 .

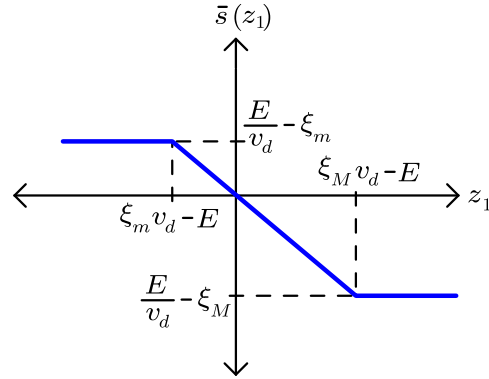


Figura 5.3: Perfil de la función $\bar{s}(z_1)$ vs z_1 .

Ahora, para $-\text{sat}([z_1 + E]/v_d)$ se tiene

$$-\text{sat}\left(\frac{z_1 + E}{v_d}\right) = \begin{cases} -\xi_M, & \text{si } z_1 > \xi_M v_d - E, \\ -\frac{z_1 + E}{v_d}, & \text{si } \xi_m v_d - E \leq z_1 \leq \xi_M v_d - E, \\ -\xi_m, & \text{si } z_1 < \xi_m v_d - E, \end{cases} \quad (5.20)$$

cuya representación gráfica puede encontrarse en la figura 5.2.

Finalmente, la siguiente expresión para $\bar{s}(z_1)$ es obtenida

$$\begin{aligned} \bar{s}(z_1) &= \frac{E}{v_d} - \text{sat}\left(\frac{z_1 + E}{v_d}\right) \\ &= \begin{cases} \frac{E}{v_d} - \xi_M, & \text{si } z_1 > \xi_M v_d - E, \\ -\frac{z_1}{v_d}, & \text{si } \xi_m v_d - E \leq z_1 \leq \xi_M v_d - E, \\ \frac{E}{v_d} - \xi_m, & \text{si } z_1 < \xi_m v_d - E. \end{cases} \end{aligned} \quad (5.21)$$

El perfil de $\bar{s}(z_1)$ se muestra en la figura 5.3.

5.4. Un nuevo análisis de estabilidad

Para demostrar estabilidad asintótica global uniforme de las ecuaciones de lazo cerrado totales (5.5) y (5.14)–(5.15), una versión modificada de la herramienta de análisis desarrollada en [16] es usada, la cual se reproduce a continuación.

Considere el tipo de sistemas en cascada dado por

$$\dot{x}_1 = f_1(t, x_1) + g(t, x)\alpha(t, x) \quad (5.22)$$

$$\dot{x}_2 = f_2(t, x_2) \quad (5.23)$$

con $x_1 \in \mathbb{R}^{n_1}$, $x_2 \in \mathbb{R}^{n_2}$ y $x = [x_1^\top \ x_2^\top]^\top \in \mathbb{R}^{n_1+n_2}$. $x_2 = 0$ implica que $\alpha(t, x) = 0$ para toda t y x_1 . Para este sistema se asume lo siguiente

- **Hipótesis 1:** Una función de Lyapunov $V(t, x_1)$ de tipo \mathcal{C}^1 , $\alpha_1, \alpha_2 \in \mathcal{K}_\infty$ y una función positiva *definida* $W(x_1)$ están dadas para el sistema $\dot{x}_1 = f_1(t, x_1)$ tal que

$$\alpha_1(\|x_1\|) \leq V_1(t, x_1) \leq \alpha_2(\|x_1\|), \quad (5.24)$$

$$\frac{\partial V}{\partial t} + \frac{\partial V}{\partial x_1} f_1(t, x_1) \leq -W_1(x_1). \quad (5.25)$$

- **Hipótesis 2:** Existe una constante $\lambda > 0$ y una constante $\eta > 0$ tales que para cada t y x_2 se satisface

$$\|x_1\| \geq \eta \implies \left\| \frac{\partial V_1}{\partial x_1} g(t, x) \right\| \leq \lambda W(x_1). \quad (5.26)$$

- **Hipótesis 3:** Existe una función $\theta \in \mathcal{K}$ tal que

$$\|\alpha(t, x)\| \leq \theta(\|x_2\|). \quad (5.27)$$

Teorema 1: *Asuma que*

$$\dot{x}_1 = f_1(t, x_1) \quad (5.28)$$

y (5.23) son estables uniforme, global y asintóticamente y la cascada es completa hacia adelante (*forward complete*). Si además, las hipótesis 1 a la 3 se mantienen, entonces todas las soluciones (5.22)–(5.23) son uniformemente acotadas y además la cascada es estable uniforme, global y asintóticamente.

Prueba: Es obtenida siguiendo los pasos en la prueba del teorema 1 en [16].

La modificación de los resultados en [16] consiste en asumir que $W_1(x_1)$ es positiva *definida* en lugar de positiva *semidefinida*. Además, esto no afecta la prueba del teorema 1.

En seguimiento a esto y de acuerdo a la notación actual, el sistema de lazo cerrado (5.5) y (5.14)–(5.15) puede ser reescrito en términos de una estructura de sistema en cascada (5.22)–

(5.23) como sigue

$$\frac{d}{dt}e = f_1(t, e) + g(t, e)\alpha(t, z) \quad (5.29)$$

$$\frac{d}{dt}z = f_2(t, z), \quad (5.30)$$

donde

$$e = \begin{bmatrix} e_i \\ e_v \end{bmatrix} = x_1, \quad z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = x_2, \quad (5.31)$$

$$f_1(t, e) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{E}{v_d L} \\ \frac{E}{v_d C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_i \\ e_v \end{bmatrix}, \quad (5.32)$$

$$f_2(t, z) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\lambda_1}{C}[1-u] \\ \frac{1}{L} & \frac{\lambda_2}{C}[1-u] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}, \quad (5.33)$$

$$g(t, e) = \begin{bmatrix} (e_v + v_d)/L \\ -(e_i + i_d)/C \end{bmatrix}, \quad \alpha(t, z) = \bar{s}(z_1). \quad (5.34)$$

Las hipótesis 1 a la 3 serán revisadas a continuación.

- **Hipótesis 1:** Ya que $\dot{e} = f_1(t, e)$ es un sistema lineal exponencialmente estable, existe

$$V_1(e) = \frac{1}{2}e^\top P e, \quad \text{con } P = P^\top > 0,$$

tal que

$$\frac{\partial V_1}{\partial t} + \frac{\partial V_1}{\partial e} f_1(t, e) = \frac{1}{2}e^\top [PA + A^\top P] e = -e^\top Q e$$

con

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{E}{v_d L} \\ \frac{E}{v_d C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

y Q una matriz simétrica definida positiva de 2×2 . Por tanto

$$W_1(e) = e^\top Q e.$$

- **Hipótesis 2:** Esta es como sigue

$$\|e\| \leq \eta \implies \left\| \frac{\partial V_1}{\partial e} g(t, e) \right\| = \left\| [e^\top P] \begin{bmatrix} [e_v + v_d]/L \\ -[e_i + i_d]/C \end{bmatrix} \right\|$$

$$\leq \delta \|P\| \|e\|^2 + \delta \left\| \begin{array}{c} v_d \\ i_d \end{array} \right\| \|e\| \leq \lambda W_1(e),$$

donde $\delta = \max\{1/L, 1/C\}$, para alguna $\lambda > 0$ suficientemente grande. Note que $W_1(e)$ es una función cuadrática, por lo cual siempre existe un valor apropiado de λ que satisface la hipótesis 2.

▪ **Hipótesis 3:** De la definición de $\bar{s}(z_1)$ en la ecuación (5.21), es claro que

$$\|\alpha(t, z)\| = |\bar{s}(z_1)| \leq |z_1| \leq \left\| \begin{array}{c} z_1 \\ z_2 \end{array} \right\|,$$

por tanto

$$\theta(\|[z_1 \ z_2]^\top\|) = \left\| \begin{array}{c} z_1 \\ z_2 \end{array} \right\| = \|z\|.$$

Como se comentó previamente, el origen del sistema $\dot{e} = f_1(t, e)$ es global y asintóticamente estable, lo cual implica también que es estable uniforme, global y asintóticamente. A continuación, se prueba que el origen del subsistema

$$\frac{d}{dt}z = f_2(t, z)$$

es estable uniforme, global y asintóticamente. Se propone la siguiente función candidata de Lyapunov

$$V_o(z) = \frac{C_1}{2}z_1^2 + \frac{C_2^2}{2}z_2^2 - \epsilon z_1 z_2 \quad (5.35)$$

con $C_1, C_2 > 0$ y $0 < \epsilon < \sqrt{C_1 C_2}$. La derivada temporal de V_o resulta en

$$\dot{V}_o(z) = - \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}^\top Q_m \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}, \quad (5.36)$$

con

$$Q_m = \begin{bmatrix} \frac{C_1}{L} & -\frac{C_2}{2L} \\ -\frac{C_2}{2L} & \frac{C_2 \lambda_2}{C} [1 - u] - \frac{C_1 \lambda_1}{C} [1 - u] \end{bmatrix}.$$

Para asegurar que la matriz Q_m sea positiva definida, las siguientes condiciones deben ser satisfechas:

$$\lambda_2 > \frac{C_2^2 C + C_1^2 \lambda_1 4 \xi_M L}{4 \xi_m C_1 C_2 L}, \quad (5.37)$$

$$C_2 > C_1. \quad (5.38)$$

Ya que siempre existen condiciones para asegurar que Q_m sea positiva definida, entonces \dot{V}_o es

globalmente negativa definida. En este sentido, $[z_1 \ z_2]^\top = [0 \ 0]^\top$ es global, uniforme y asintóticamente estable. Además, note que la desigualdad

$$\dot{V}_o \leq -\rho V_o,$$

se cumple para alguna $\rho > 0$, lo que implica que $[z_1 \ z_2]^\top = [0 \ 0]^\top$ es exponencialmente estable. Es posible probar que el sistema en cascada (5.5) y (5.14)–(5.15), el cual es convenientemente reescrito en (5.29)–(5.30), es completo hacia adelante (*forward complete*). No obstante, dicha prueba será dejada de lado en este capítulo. Finalmente, debido a que las hipótesis 1 a la 3 son satisfechas, el teorema 1 asegura que el origen del espacio de estados del sistema en cascada (5.29)–(5.30) es uniforme, global y asintóticamente estable. Por tanto, el límite

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [e_i(t) \ e_v(t) \ z_1(t) \ z_2(t)] = 0$$

es satisfecho y el objetivo de control (5.1) es garantizado con el controlador/observador en las ecuaciones (5.2)–(5.3) y (5.6).

5.5. Resultados experimentales

No hay duda de que la teoría puede ser ilustrada por medio de simulaciones numéricas. Por otro lado, los experimentos pueden ayudar a comprobar el desempeño del sistema de control en aplicaciones reales.

El propósito de los experimentos en tiempo real mostrados en esta sección es probar que el controlador/observador (5.2)–(5.3) y (5.6) realmente satisface el objetivo de control (5.1), de acuerdo a la teoría desarrollada. Además, la experimentación en tiempo real incorpora otros

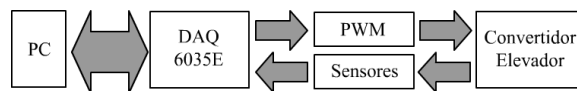


Figura 5.4: Diagrama de bloques.

efectos perjudiciales como ruido térmico, resistencia del inductor (que es muchas veces significativo, en particular para inductancias grandes) así como el ruido de discretización debido a la implementación basada en computadora. La presencia de estos efectos puede dar idea de la robustez del controlador.

Dos experimentos distintos son llevados a cabo, mostrando que bajo distintas condiciones de operación el controlador/observador (5.2)–(5.3) y (5.6) es capaz de asegurar la regulación del voltaje de salida. Se construyó un circuito PWM con una frecuencia de conmutación de 50 [kHz], una tarjeta de sensado incluyendo un sensor de corriente NT-5 de FW Bell y un convertidor elevador con elementos intercambiables. El dispositivo de adquisición de datos usado es una

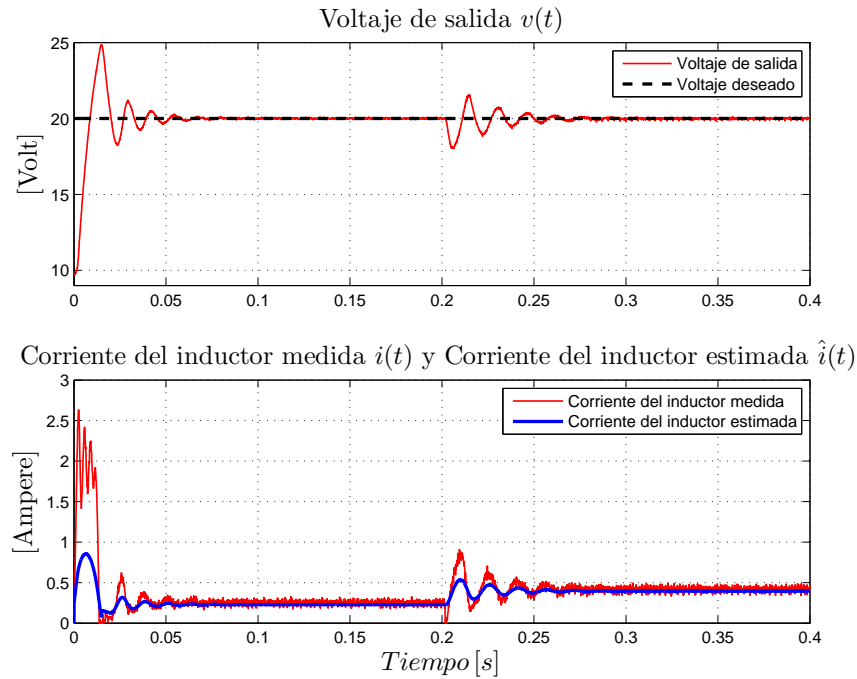


Figura 5.5: Experimento IA. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$.

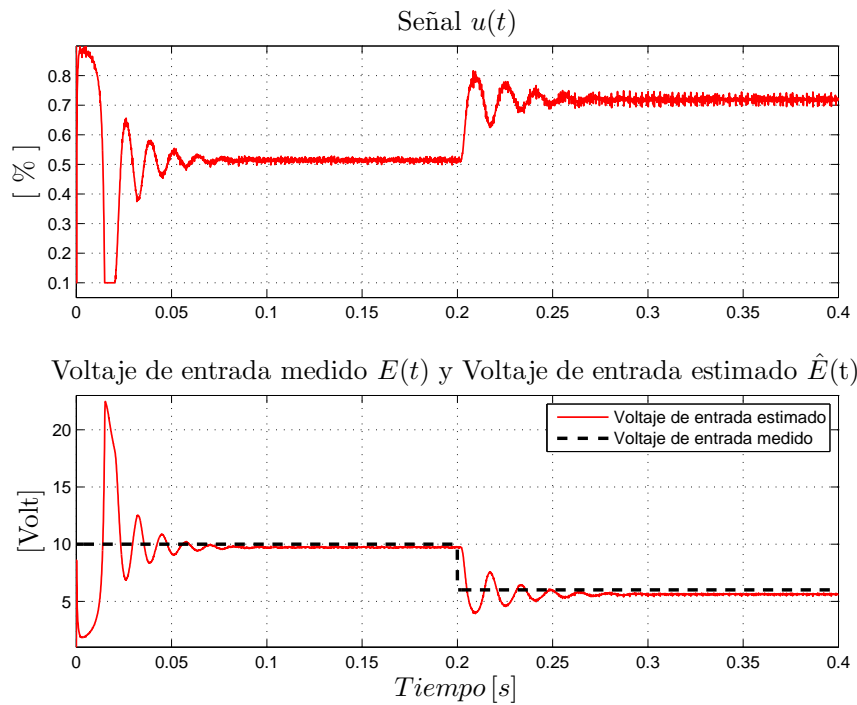


Figura 5.6: Experimento IA. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$.

Símbolo	Valor	Unidades
L	5	mH
C	12	μF
R	180	Ω
v_d	20	V
λ_1	3	-
λ_2	0.1	-

Tabla 5.1: Experimento I. Parámetros del convertidor elevador, voltaje deseado v_d y ganancias λ_1, λ_2 del observador (5.2)–(5.3).

Símbolo	Valor	Unidades
L	150	mH
C	1000	μF
R	100	Ω
v_d	15	V
λ_1	0.5	-
λ_2	0.1	-

Tabla 5.2: Experimento II. Parámetros del *convertidor elevador*, voltaje deseado v_d y ganancias λ_1, λ_2 del observador (5.2)–(5.3).

DAQ6035E de National Instruments con una tasa de muestreo de 10 [kS/s]. La plataforma, representada en la figura 5.4 es controlada usando Simulink/Matlab. Esta es usada para graficar y recolectar datos también. Para más detallado de la plataforma experimental ir al Apéndice B. Para el experimento IA son usados los valores de los parámetros del convertidor elevador, voltaje deseado y ganancias del observador de la tabla 5.1. Para probar el desempeño del observador, un voltaje de entrada variable en el tiempo $E(t)$ está especificado como sigue:

$$E(t) = \begin{cases} 10 \text{ [V]}, & \text{si } 0 \leq t \leq 0.2, \\ 6 \text{ [V]}, & \text{si } 0.2 \leq t \leq 0.4. \end{cases} \quad (5.39)$$

Para el experimento IIA, los parámetros del convertidor elevador, voltaje deseado y ganancias del observador son especificadas en la tabla 5.2. Similarmente al experimento IA, un voltaje de entrada variable $E(t)$ es usado:

$$E(t) = \begin{cases} 10 \text{ [V]}, & \text{si } 0 \leq t \leq 1.5, \\ 6 \text{ [V]}, & \text{si } 1.5 \leq t \leq 3. \end{cases} \quad (5.40)$$

Las condiciones iniciales para ambos tipos de experimentos son $i(0) = 0.0598[A]$ y $v(0) =$

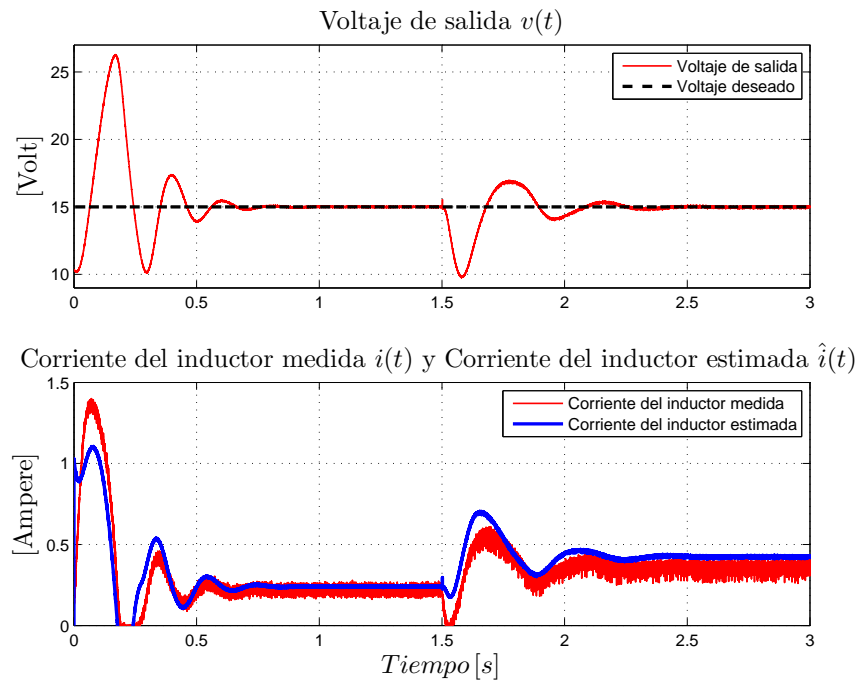


Figura 5.7: Experimento IIA. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$.

9.7440[V]. Además, el controlador (5.6) fue implementado con $\xi_m = 0.1$ y $\xi_M = 0.9$.

Los resultados obtenidos del experimento IA son descritos como sigue. En la figura 5.5, la salida de voltaje $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$ son apreciados. En la figura 5.6, la entrada de control $u(t)$, el voltaje de entrada real $E(t)$ y el voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$ son ilustrados. En forma similar, los resultados obtenidos del experimento IIA son ilustrados en las figuras 5.7 y 5.8.

El ruido en la corriente de inductor $i(t)$ puede ser apreciado en las figuras 5.5 y 5.7. Una vista más cercana de la respuesta del voltaje de salida $v(t)$ cuando $E(t) = 6[V]$ se obtuvo para ambos experimentos en la figura 5.9. Nótese que los datos están siendo recolectados a 10 [kS/s] por el dispositivo DAQ especificado.

No obstante, una señal más ruidosa se muestra en un Tektronix TDS3052 debido a su mayor ancho de banda, como se muestra en las figuras 5.10 y 5.11 para los experimentos IA y IIA, respectivamente.

5.5.1. Función de saturación estricta

Análogamente a las figuras 5.5–5.6 y con los mismos valores de la tabla 5.1 con excepción de ξ_m y ξ_M que para este caso son 0.5 y 0.8 respectivamente, se presentan las figuras 5.12–5.13. Estas describen el experimento IB. De la misma manera en relación a las figuras 5.7–5.8 con

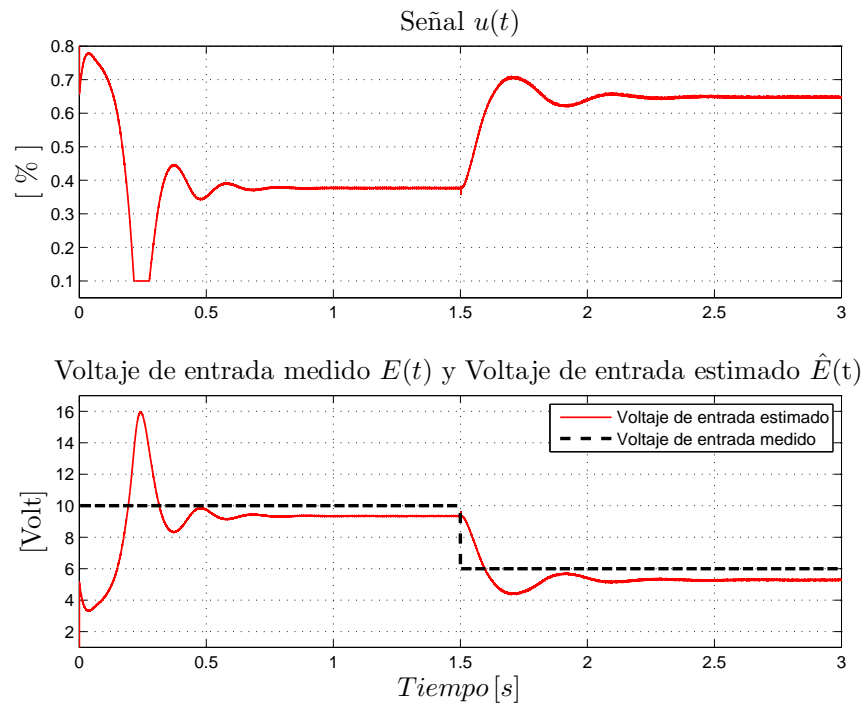


Figura 5.8: Experimento IIA. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$.

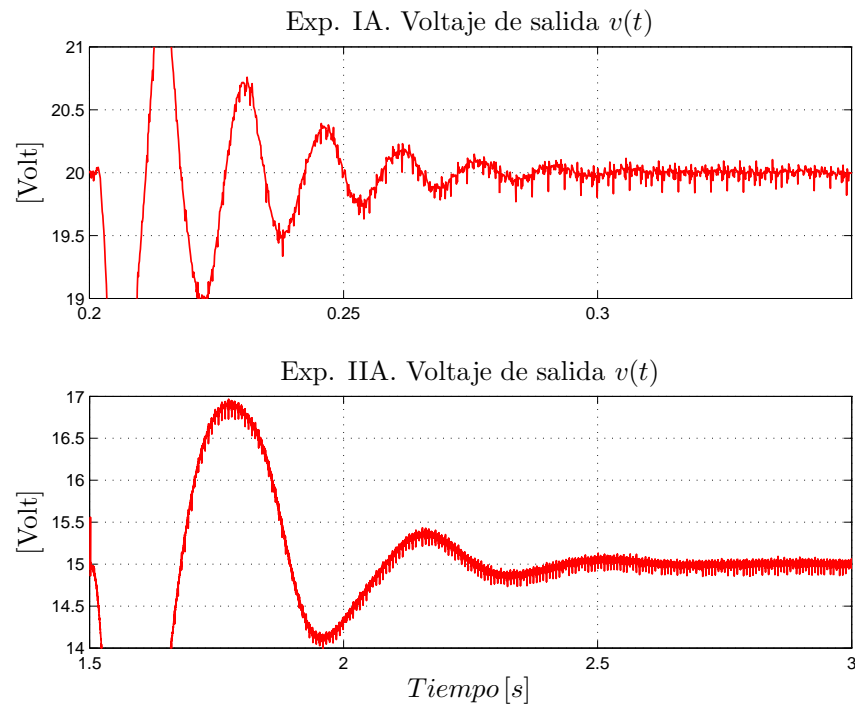


Figura 5.9: Voltaje de salida $v(t) = y(t)$ cuando $E(t)=6$ [V].

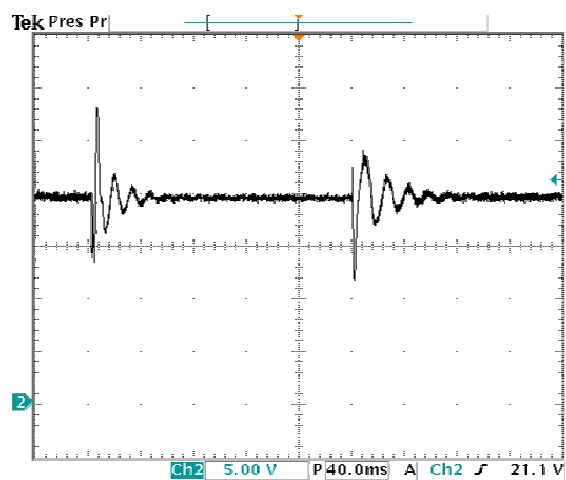


Figura 5.10: Experimento IA. Respuesta periódica del voltaje de salida $v(t) = y(t)$ usando el voltaje de entrada periódico $E(t)$ en (7.1).

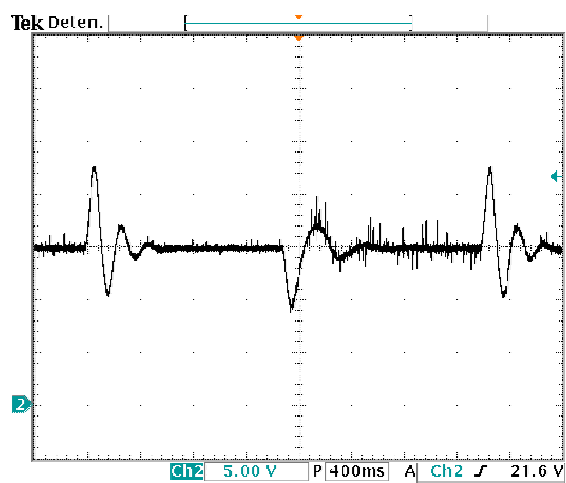


Figura 5.11: Experimento IIA. Respuesta periódica del voltaje de salida $v(t) = y(t)$ usando el voltaje de entrada periódico $E(t)$ en (7.2).

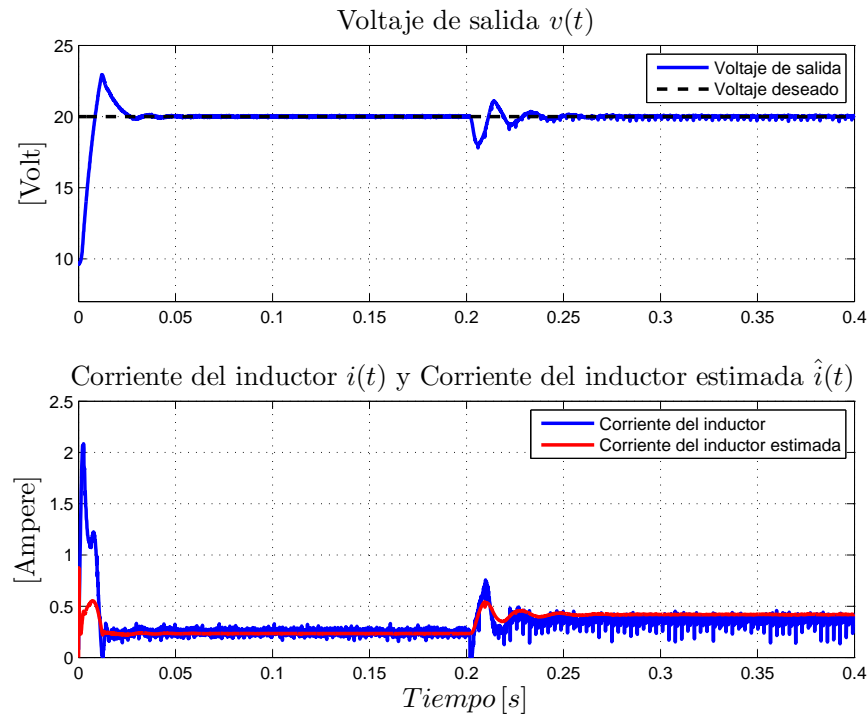


Figura 5.12: Experimento IB. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$.

valores correspondientes a la tabla 5.2, se presentan las figuras 5.14–5.15 pero con $\xi_m = 0.3$ y $\xi_M = 0.7$. Estas ilustran el experimento IIB. Así, el ciclo de trabajo $u(t)$ se encuentra más restringido en los valores que puede obtener. Por tanto, como se puede apreciar en las figuras 5.12–5.15, se puede observar que el controlador funciona a pesar de la saturación y cumple con el objetivo de control.

5.5.2. Observaciones.

Las respuestas de señal para los experimentos IA y IB son más rápidas que las obtenidas para los experimentos IIA y IIB. La razón principal es que la inductancia usada en los primeros es 30 veces más grande que la usada en los segundos.

También note que en ambos tipos de experimentos la entrada de voltaje estimada $\hat{E}(t)$ no coincide con la medida $E(t)$. Esto es debido a la presencia de resistencia del inductor, que actúa como un elemento disipativo. Este efecto es más visible en los experimentos IIA y IIB. La misma situación ocurre para la comparación entre la corriente del inductor medida $i(t)$ y la corriente estimada $\hat{i}(t)$.

Otra observación importante es que en ambos experimentos la saturación de la entrada de control $u(t)$ es apreciada al arranque de las pruebas. Finalmente, se puede apreciar en las figuras

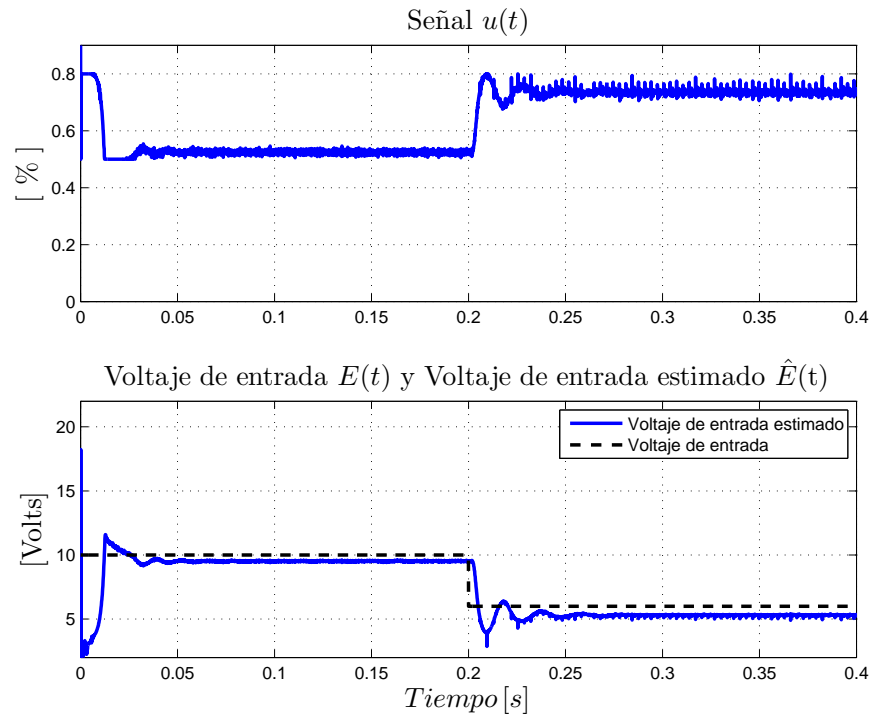


Figura 5.13: Experimento IB. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$.

5.5, 5.7, 5.12 y 5.14 que el voltaje de salida $v(t)$ converge al deseado v_d a pesar de las variaciones de voltaje $E(t)$, como se predijo teóricamente.

5.6. Conclusiones

En este capítulo, un re-estudio práctico y teórico de un controlador/observador conocido fue presentado. La principal motivación fue analizar el sistema de lazo-cerrado total resultante de este algoritmo de control. Esto, hasta donde se sabe, no se ha realizado. Se aplicó exitosamente una versión modificada de una herramienta de análisis de estabilidad para sistemas en cascada. Los resultados experimentales confirmaron la robustez del controlador/observador. La adaptación de la resistencia de carga puede ser incorporada a la estructura del observador, lo cual podría incrementar la robustez del sistema. También se espera desarrollar nuevos controladores usando ideas propuestas en este capítulo.

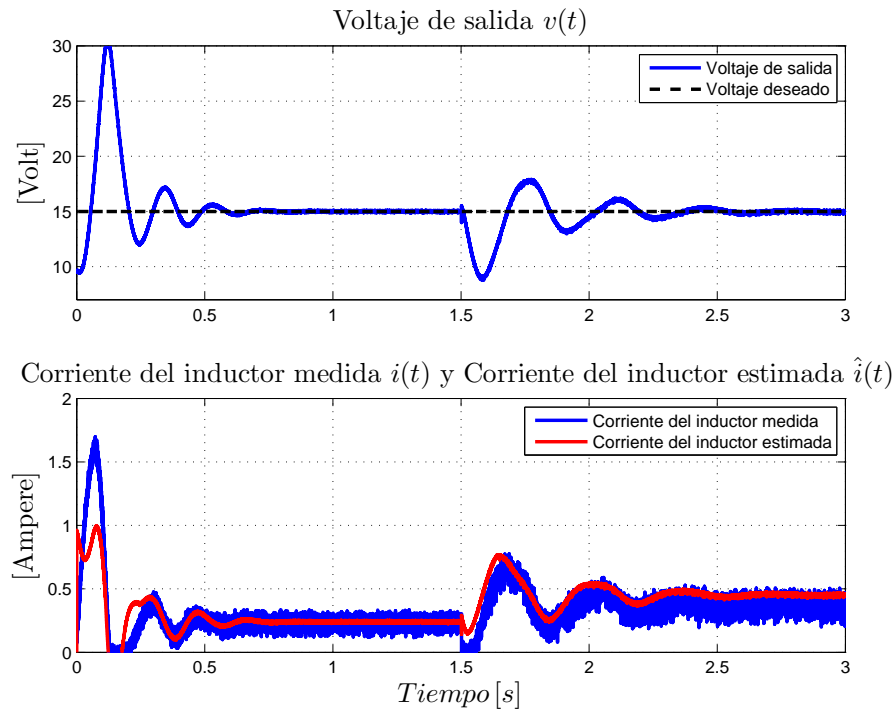


Figura 5.14: Experimento IIB. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$.

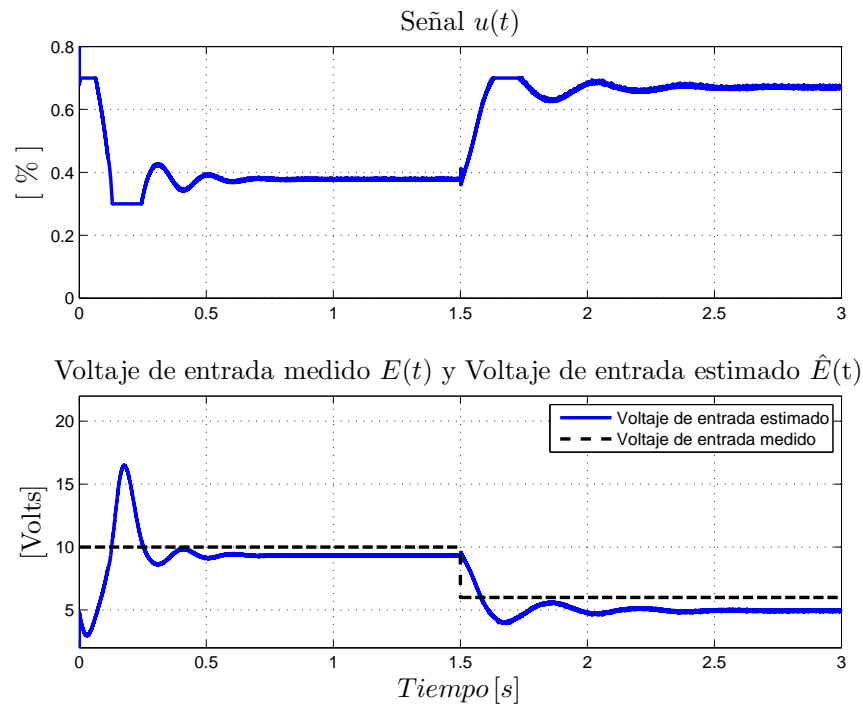


Figura 5.15: Experimento IIB. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$.

Capítulo 6

Propuesta de un controlador saturado robusto

6.1. Introducción

Si se realiza una recapitulación de los controladores anteriores, específicamente revisando las ventajas y desventajas expresadas en sus conclusiones, se podría proponer un controlador mejorado. Para este fin, es posible usar la estructura del controlador saturado basado en modelo del capítulo 4 pero con las ventajas del controlador de Karagiannis *et ál.* [1] del capítulo 5. Esto es, incorporando un término que acelera la convergencia y al mismo tiempo, usando los observadores con los que se estima el voltaje de entrada E y la corriente del inductor $i(t)$. Así es posible prescindir de la retroalimentación de la corriente del inductor $i(t)$. A lo largo de este capítulo se realizará una descripción en el marco del análisis de control de esta propuesta. Asimismo se podrán encontrar resultados en simulaciones y experimentos.

6.2. Objetivo de control

Un controlador saturado que usa los parámetros del convertidor es el controlador introducido en el capítulo 4:

$$u = 1 - \text{sat} \left(\frac{E}{v_d} + \gamma[v_d e_i - i_d e_v] \right), \quad (6.1)$$

donde

$$e_i = i - i_d, \quad (6.2)$$

$$e_v = v - v_d, \quad (6.3)$$

$$i_d = \frac{v_d^2}{RE}, \quad (6.4)$$

$$\gamma > 0 \quad (6.5)$$

El observador de Karagiannis *et ál.* en [1] tiene como salida las señales

$$\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t), \quad (6.6)$$

$$\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t), \quad (6.7)$$

donde $\hat{\eta}_1$ y $\hat{\eta}_2$ son obtenidas resolviendo (5.2) y (5.3).

El problema de control consiste en diseñar un controlador $u(t)$ bajo las siguientes suposiciones:

- La entrada de control $u(t) \in [0, 1] \forall t \geq 0$,
- No se conoce el valor preciso del voltaje de entrada E ,
- No se tienen mediciones de la corriente del inductor $i(t)$,

de tal forma que se garantice que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} v(t) = v_d. \quad (6.8)$$

Para solucionar este problema se propone usar el controlador (6.1) sustituyendo el parámetro E por $\hat{E}(t)$ y la señal $i(t)$ por $\hat{i}(t)$, ya que este controlador garantiza que el porcentaje de ciclo de trabajo cumpla

$$u(t) \in [0, 1). \quad (6.9)$$

Por tanto, el nuevo controlador se define como

$$u = 1 - \text{sat} \left(\frac{\hat{E}}{v_d} + \gamma [v_d [i - \hat{i}] - i_d^* e_v] \right), \quad (6.10)$$

donde

$$i_d^* = \frac{v_d^2}{R\hat{E}} = \frac{v_d^2}{R[z_1 + E]}. \quad (6.11)$$

Además,

$$\hat{E} = E + z_1, \quad (6.12)$$

$$\hat{i} = i + z_2, \quad (6.13)$$

por lo que al definir los errores de observación se tiene

$$z_1 = E - \hat{E} = E - [\hat{\eta}_1 + \lambda_1 y], \quad (6.14)$$

$$z_2 = i - \hat{i} = i - [\hat{\eta}_2 + \lambda_2 y]. \quad (6.15)$$

La dinámica del error de observación $z = [z_1 \ z_2]^\top \in \mathbb{R}^2$ está dada por la ecuación (5.5).

6.3. Análisis

En base a las definiciones anteriores se reescribe el controlador propuesto en (6.10) de la siguiente manera:

$$u = 1 - \text{sat} \left(\frac{E + z_1}{v_d} + \gamma[v_d e_i - i_d e_v] + \beta_1(z_1, z_2) + \beta_2(z_1) \right), \quad (6.16)$$

donde

$$\beta_1(z_1, z_2) = \gamma v_d \left[z_2 + \frac{v_d^2}{RE} - \frac{v_d^2}{R[E + z_1]} \right], \quad (6.17)$$

$$\beta_2(z_1) = \gamma e_v \left[\frac{v_d^2}{RE} - \frac{v_d^2}{R[E + z_1]} \right]. \quad (6.18)$$

Nótese que

$$\lim_{z_1, z_2 \rightarrow 0} \beta_1(z_1, z_2) = 0, \quad (6.19)$$

$$\lim_{z_1 \rightarrow 0} \beta_2(z_1) = 0. \quad (6.20)$$

Así también, es posible afirmar que

$$\lim_{z_1, z_2 \rightarrow 0} u = 1 - \text{sat} \left(\frac{E}{v_d} + \gamma[v_d e_i - i_d e_v] \right), \quad (6.21)$$

esto es, la ecuación (6.1). Ahora, se reescribe el controlador (6.16) de la siguiente manera:

$$u = 1 - \text{sat} \left(\frac{E}{v_d} + \gamma[v_d e_i - i_d e_v] + \beta_3(z_1, z_2) \right), \quad (6.22)$$

donde

$$\beta_3(z_1, z_2) = \frac{z_1}{v_d} + \beta_1(z_1, z_2) + \beta_2(z_1), \quad (6.23)$$

la cual satisface

$$\beta_3(0, 0) = 0. \quad (6.24)$$

El siguiente paso es obtener la ecuación de lazo cerrado sustituyendo (6.22) en el sistema (2.1)-(2.2). Siendo así, se obtiene

$$L \frac{de_i}{dt} = -sat(x)v + E \pm xv = -xv + E + [x - sat(x)]v, \quad (6.25)$$

$$C \frac{de_v}{dt} = sat(x)i - \frac{v}{R} \pm xi = xi - \frac{v}{R} - [x - sat(x)]i. \quad (6.26)$$

La señal x es una función de e_i , e_v , z_1 y z_2 , esto es $x(e_i, e_v, z_1, z_2) = x(e, z)$, donde

$$e = \begin{bmatrix} e_i \\ e_v \end{bmatrix}, z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}. \quad (6.27)$$

Se define

$$\bar{x}(e_i, e_v) = \bar{x}(e_i, e_v, z_1, z_2) |_{z_1, z_2=0} = \bar{x}(e_i, e_v, 0, 0) = x(e, 0) \quad (6.28)$$

o explícitamente

$$\bar{x}(e) = \frac{E}{v_d} + \gamma[v_d e_i - i_d e_v]. \quad (6.29)$$

Ahora se desarrolla lo siguiente

$$x - sat(x) = x - sat(x) \pm [\bar{x} - sat(\bar{x})], \quad (6.30)$$

$$= \bar{x} + x - sat(x) - [\bar{x} - sat(\bar{x})], \quad (6.31)$$

$$= \bar{x} - sat(\bar{x}) + [x - \bar{x} - [sat(x) - sat(\bar{x})]], \quad (6.32)$$

$$= dz_n(\bar{x}) + \phi(x, \bar{x}), \quad (6.33)$$

sin dejar de lado que

$$\lim_{z_1, z_2 \rightarrow 0} \phi(x, \bar{x}) = \phi(\bar{x}, \bar{x}) = 0, \quad (6.34)$$

y con estas definiciones se puede reescribir el sistema de lazo cerrado (6.25)-(6.26).

$$\begin{aligned} L \frac{de_i}{dt} &= -\left[\frac{E}{v_d} + \gamma[v_d e_i - i_d e_v] + \beta_3\right][e_v + v_d] + E + [dz_n(\bar{x}) + \phi(x, \bar{x})][e_v + v_d], \\ &= -\left[\frac{E}{v_d} + \gamma[v_d e_i - i_d e_v]\right]e_v - \gamma[v_d - i_d e_v]v_d + dz_n(\bar{x})[e_v + v_d] \\ &\quad - \beta_3(z_1, z_2)[e_v + v_d] + \phi(x, \bar{x})[e_v + v_d], \end{aligned} \quad (6.35)$$

$$\begin{aligned} C \frac{de_v}{dt} &= \left[\frac{E}{v_d} + \gamma[v_d e_i - i_d e_v] + \beta_3\right][e_i + i_d] - \frac{e_v}{R} - \frac{v_d}{R} - [dz_n(\bar{x}) + \phi(x, \bar{x})][e_i + i_d], \\ &= \left[\frac{E}{v_d} + \gamma[v_d e_i - i_d e_v]\right]e_i + \gamma[v_d e_i - i_d e_v]i_d - \frac{e_v}{R} \\ &\quad - dz_n[\bar{x}(e_i, e_v)][e_i + i_d] + \beta_3(z_1, z_2)[e_i + i_d] \\ &\quad - \phi(x, \bar{x})[e_i + i_d]. \end{aligned} \quad (6.36)$$

Sim/Exp		ξ_m	ξ_M	L	C	R	v_d	λ_1	λ_2	γ
I	A	0.1	0.9	5	12	180	20	3	0.1	0.0325
	B	0.5	0.8							
II	A	0.1	0.9	150	1000	100	15	0.5	0.1	0.1
	B	0.5	0.7							
Unidades		-	-	[mH]	[μ F]	[Ω]	[V]	-	-	-

Tabla 6.1: Parámetros del convertidor elevador.

Esto es, en forma compacta,

$$\frac{d}{dt}e = f_1(t, e) + g(t, e, z)\alpha(t, e, z), \quad (6.37)$$

$$\frac{d}{dt}z = f_2(t, z), \quad (6.38)$$

donde

$$f_1(t, e) = \begin{bmatrix} f_{11}(t, e) \\ f_{12}(t, e) \end{bmatrix}, \quad (6.39)$$

$$f_2(t, z) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\lambda_1}{C}[1-u] \\ \frac{1}{L} & \frac{\lambda_1}{C}[1-u] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}, \quad (6.40)$$

$$g(t, e, z) = \begin{bmatrix} \frac{-[e_v+v_d]}{L} & \frac{[e_v+v_d]}{L} \\ \frac{[e_i+i_d]}{C} & \frac{-[e_i+i_d]}{C} \end{bmatrix}, \quad (6.41)$$

$$\alpha(t, e, z) = \begin{bmatrix} \beta_3(z_1, z_2) \\ \phi(x, \bar{x}) \end{bmatrix}, \quad (6.42)$$

donde a su vez

$$f_{11}(t, e) = [-\frac{E}{v_d} + \gamma[v_d e_i - i_d e_v]]e_v - \gamma[v_d - i_d e_v]v_d + dzn(\bar{x})[e_v + v_d]\frac{1}{L} \quad (6.43)$$

$$f_{12}(t, e) = [[\frac{E}{v_d} + \gamma[v_d e_i - i_d e_v]]e_i + \gamma[v_d e_i - i_d e_v]i_d - \frac{e_v}{R} - dzn[\bar{x}][e_i + i_d] - \frac{e_v}{R}]\frac{1}{C}. \quad (6.44)$$

Por lo que el sistema tiene una estructura en forma de cascada y siguiendo el teorema 1 en [16] se puede probar que es un sistema global, asintótico y uniformemente estable.

6.4. Simulaciones numéricas

A continuación se presentan las simulaciones correspondientes al nuevo controlador. Se realizaron dos pares de simulaciones. Respecto al primer par, la simulación IA usa los valores de

la tabla 6.1 con $\xi_m = 0.1$ y $\xi_M=0.9$. La simulación IB usa los valores de la misma tabla 6.1 con $\xi_m = 0.5$ y $\xi_M=0.8$, es decir, con una entrada de control $u(t)$ con saturación estricta. Las variaciones del voltaje de entrada para la simulación IA y simulación IB son:

$$E(t) = \begin{cases} 10 \text{ [V]}, & \text{for } 0 \leq t \leq 0.2, \\ 6 \text{ [V]}, & \text{for } 0.2 \leq t \leq 0.4. \end{cases} \quad (6.45)$$

Los resultados correspondientes para este caso se aprecian en las figuras 6.1–6.4. El segundo par, simulación IIA y simulación IIB usan

$$E(t) = \begin{cases} 10 \text{ [V]}, & \text{for } 0 \leq t \leq 1.5, \\ 6 \text{ [V]}, & \text{for } 1.5 \leq t \leq 3, \end{cases} \quad (6.46)$$

junto con los valores de la tabla 6.1 con $\xi_m = 0.1$ y $\xi_M=0.9$ para el primer caso y $\xi_m = 0.35$ y $\xi_M=0.7$ para el segundo. Esta última representa una entrada de control $u(t)$ con saturación estricta. Los resultados correspondientes se muestran en las figuras 6.5–6.8.

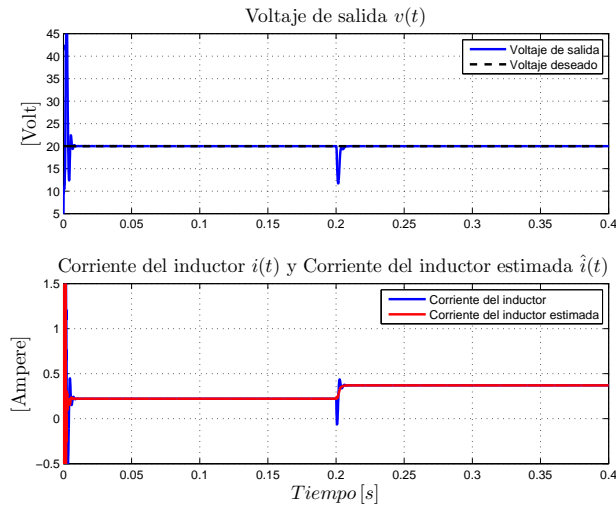


Figura 6.1: Simulación IA. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$.

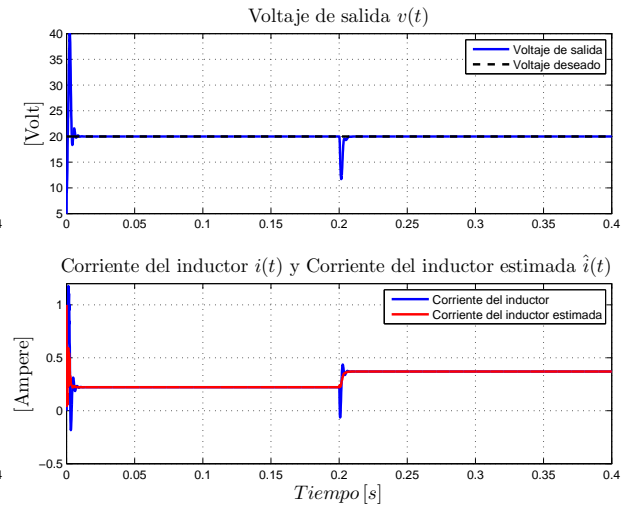


Figura 6.3: Simulación IB. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$.

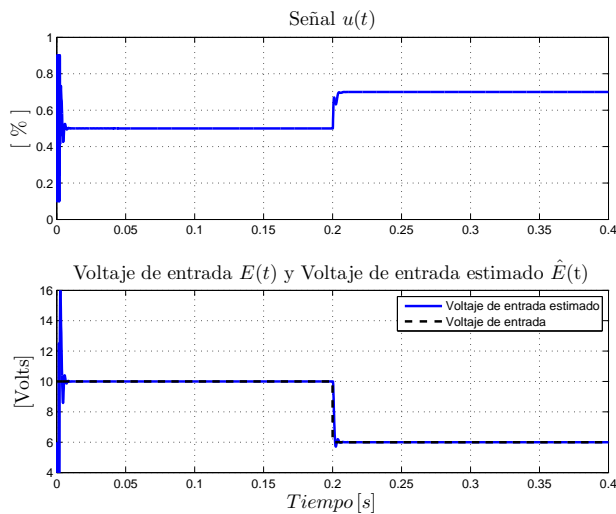


Figura 6.2: Simulación IA. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$.

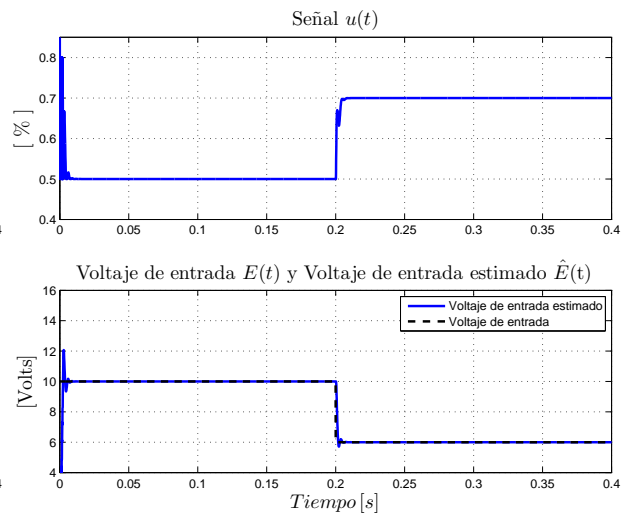


Figura 6.4: Simulación IB. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$.

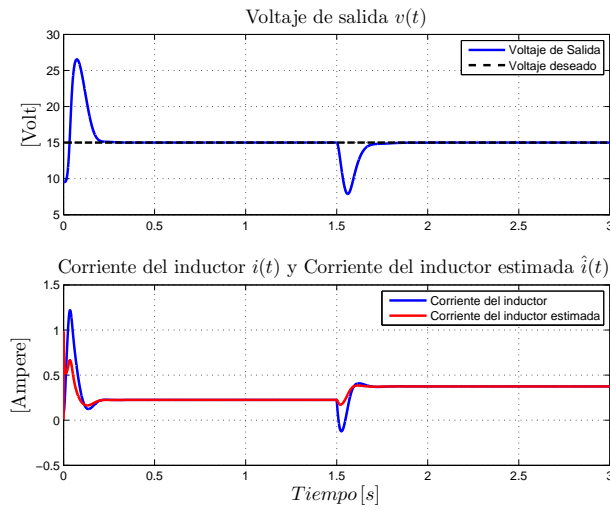


Figura 6.5: Simulación IIA. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$.

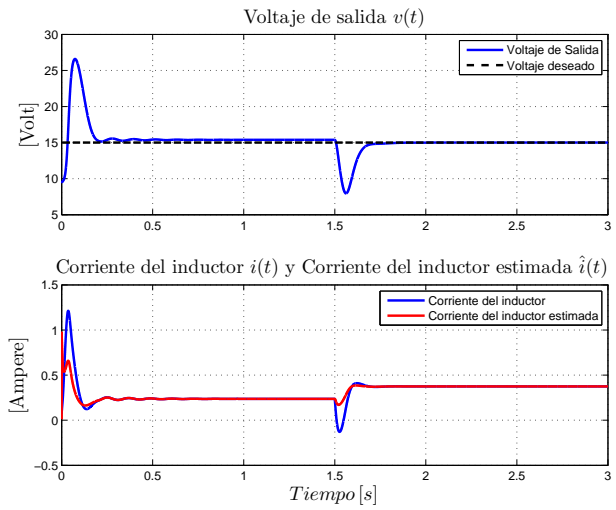


Figura 6.7: Simulación IIB. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$.

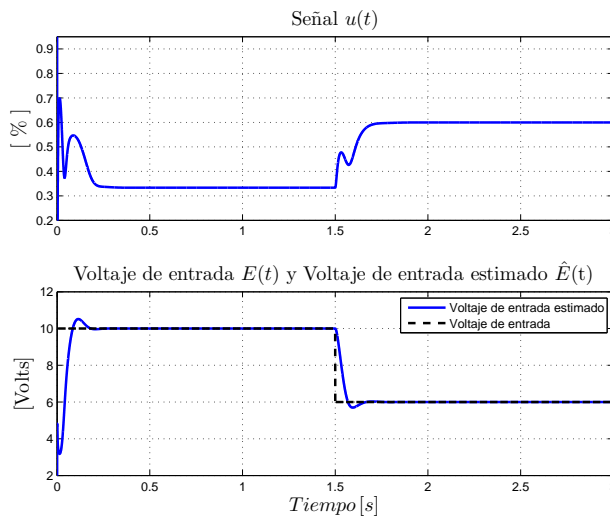


Figura 6.6: Simulación IIA. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$.

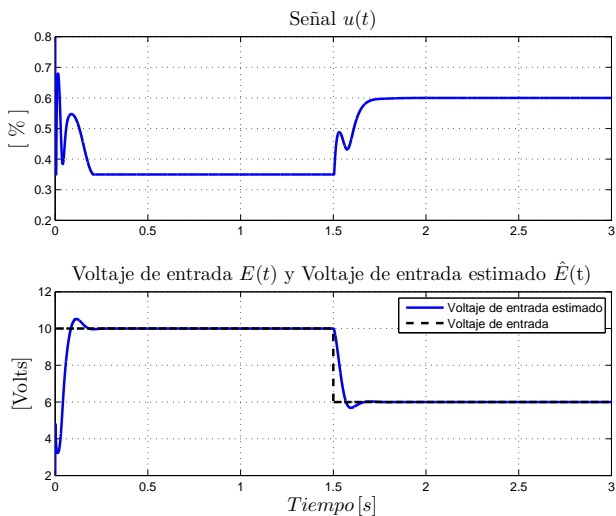


Figura 6.8: Simulación IIB. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$.

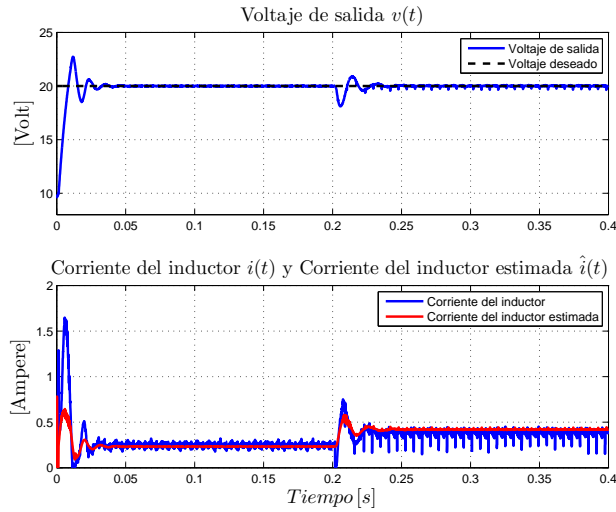


Figura 6.9: Experimento IA. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$.

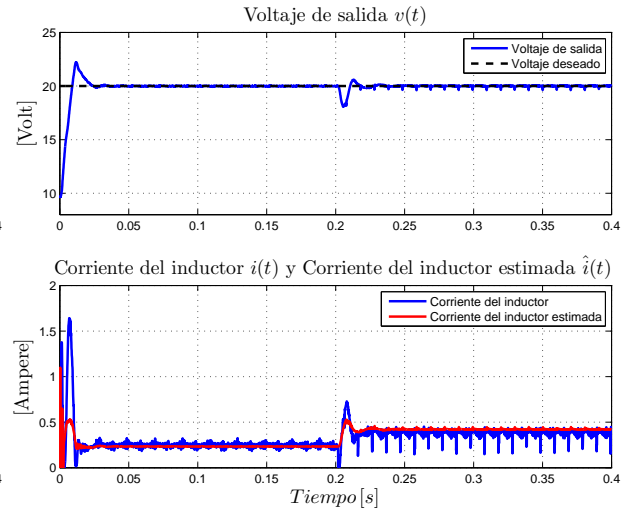


Figura 6.11: Experimento IB. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$.

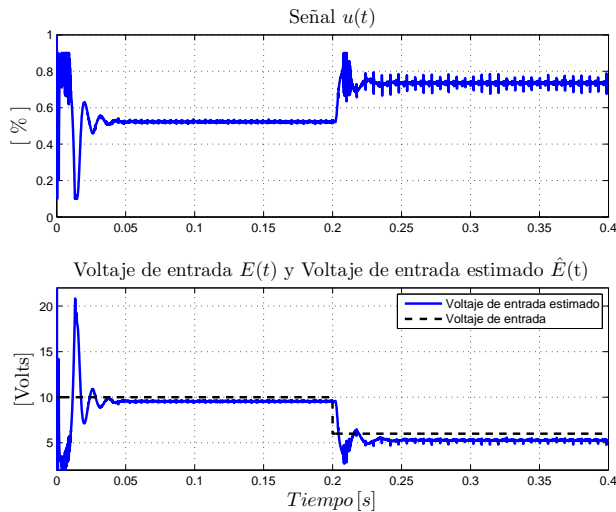


Figura 6.10: Experimento IA. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$.

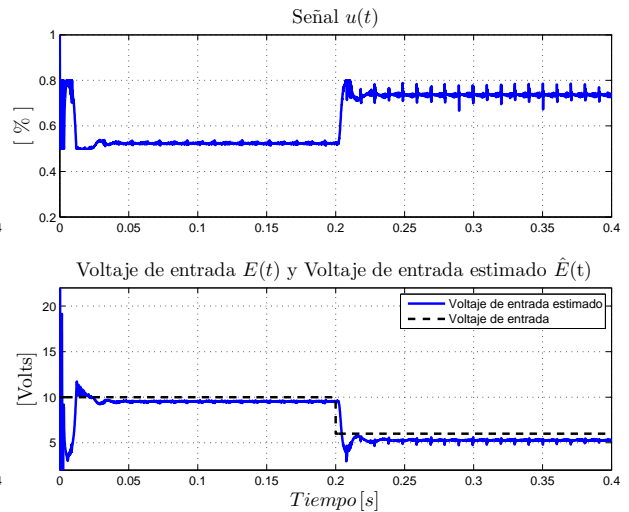


Figura 6.12: Experimento IB. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$.

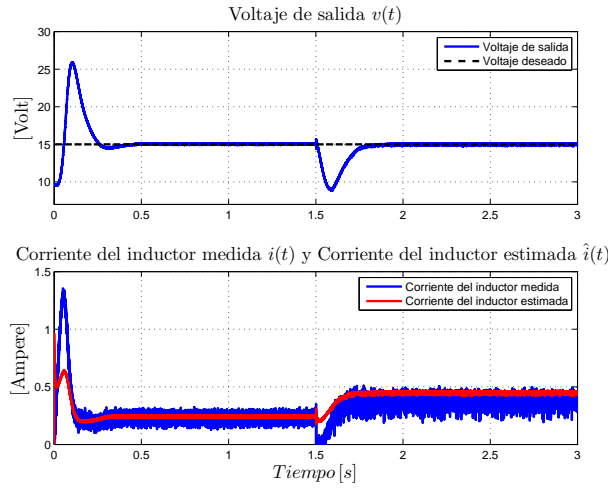


Figura 6.13: Experimento IIA. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$.

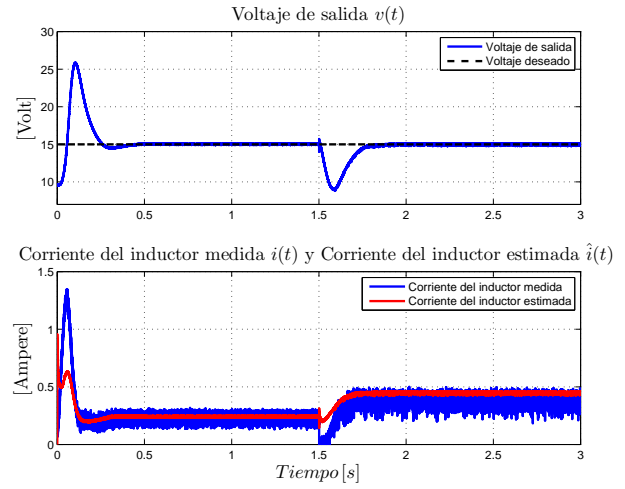


Figura 6.15: Experimento IIB. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$, corriente del inductor medida $i(t)$ y corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$.

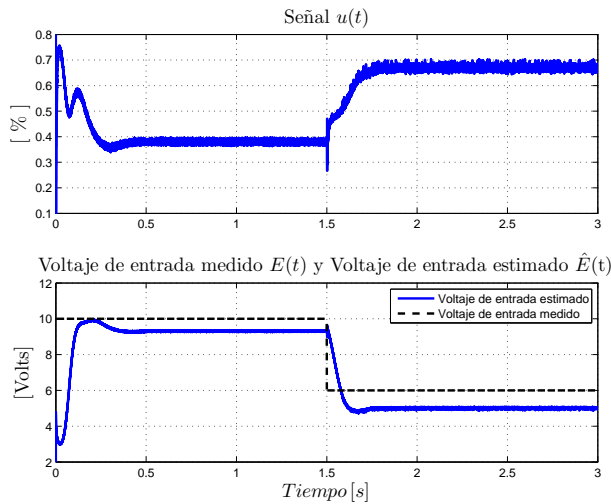


Figura 6.14: Experimento IIA. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$.

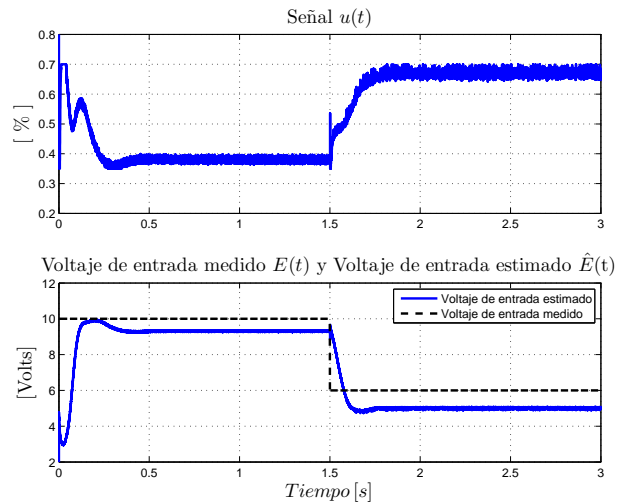


Figura 6.16: Experimento IIB. Entrada de control $u(t)$, voltaje de entrada real $E(t)$ y voltaje de entrada estimado $\hat{E}(t) = \hat{\eta}_1(t) + \lambda_1 y(t)$.

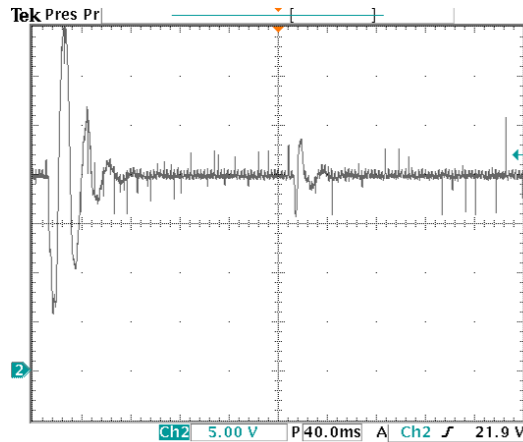


Figura 6.17: Experimento IA. Respuesta periódica de la salida de voltaje $v(t) = y(t)$ usando el voltaje de entrada $E(t)$ en (7.1).

6.5. Resultados experimentales

Tal como se ha comentado anteriormente, el desempeño en experimento suele tener cierta diferencia con la simulación debido a comportamientos no modelados. Pero al mismo tiempo, es una oportunidad para poner a prueba la robustez y rapidez del controlador en situaciones prácticas. Para llevarlo a cabo, también se realizaron dos pares de pruebas. El primer par, basado en la tabla 6.1, se diferencia en los valores ξ_m y ξ_M que son 0.1 y 0.9 respectivamente para el experimento IA pero 0.5 y 0.8, respectivamente, para el experimento IB. Estos resultados se presentan en las figuras 6.9–6.12. El segundo par es análogo, usa los valores de la tabla 6.1. El experimento IIA usa $\xi_m=0.1$ y $\xi_M=0.9$ mientras el experimento IIB usa $\xi_m=0.35$ y $\xi_M=0.7$. En este caso el desempeño se puede observar en las figuras 6.13–6.16. También es posible observar en la figura 6.17 el experimento IA a través de un osciloscopio Tektronix TDS3052. De la misma manera, en la figura 6.18 se muestra el experimento IIA.

6.6. Observaciones

En general, se puede observar que los experimentos suelen tener un tiempo de convergencia ligeramente mayor que en las simulaciones. En estas últimas, la estimación del voltaje de entrada estimado \hat{E} es igual al voltaje de entrada E debido a que se suponen condiciones ideales. Esta circunstancia no sucede para los experimentos. La versión B de simulaciones y experimentos muestra que a pesar de restringir la entrada de control $u(t)$ a pocos valores posibles, el controlador es capaz de lograr convergencia entre el voltaje de salida $v(t)$ y el voltaje deseado v_d .

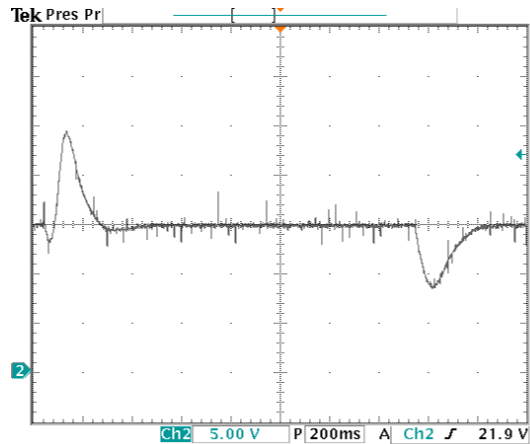


Figura 6.18: Experimento IIA. Respuesta periódica de la salida de voltaje $v(t) = y(t)$ usando el voltaje de entrada $E(t)$ en (7.2).

6.7. Conclusiones

De acuerdo a los resultados se puede afirmar que el análisis de control considerando la saturación de la entrada de control e incluso una saturación estricta de la entrada de control ha sido exitoso. También en este análisis se estableció una estructura en forma de sistemas en cascada como se hizo en el capítulo anterior para el controlador de Karagiannis *et ál.* [1]. Además, los experimentos muestran un buen desempeño del controlador nuevo de la ecuación (6.10) y que cumple con el objetivo de control. Así pues, la introducción de una constante que multiplica la suma de los errores de voltaje y corriente parece haber acelerado la convergencia al voltaje deseado. Las observaciones comparativas concretas se tratarán en el siguiente capítulo.

Capítulo 7

Comparación experimental

7.1. Introducción

Con el controlador nuevo de la ecuación (6.10) se pretende tener una mejor respuesta que el controlador de Karagiannis *et ál.* [1]. Ambos controladores requieren de menos estados de retroalimentación, lo que representa una ventaja respecto a un controlador que necesita todos. El controlador saturado basado en modelo descrito en el capítulo 4, no es capaz de lograr convergencia del voltaje de salida al voltaje deseado en los experimentos realizados. Además necesita de los dos estados del sistema para retroalimentación y también requiere conocer de todos los parámetros del convertidor elevador. Por lo tanto, queda claro que no es competencia para el controlador de Karagiannis *et ál.* [1] del capítulo 5 ni para el controlador nuevo presentado en el capítulo 6. Pero entre estos dos últimos, ¿cuál es el que presenta un mejor desempeño experimental? Esto es lo que se discutirá en el contenido de este capítulo.

7.2. Comparación de resultados experimentales

Las similitudes entre ambos controladores es que hacen uso de un observador y que pueden ser expresados en una estructura de sistemas en cascada, lo que permite hacer un análisis de la estabilidad de lazo cerrado de forma rigurosa. Esto se refleja directamente en la estabilidad del controlador y por consiguiente, el cumplimiento del objetivo de control. Las diferencias entre ambos controladores son las siguientes. El controlador de Karagiannis *et ál.* [1] usa un observador para realizar estimaciones de la corriente del inductor $i(t)$ y el voltaje de entrada $E(t)$ (y por consiguiente prescinde de la retroalimentación de corriente del inductor $i(t)$). El controlador nuevo, además de usar todas estas características, introduce una aproximación del término $-\gamma(v_d e_i - i_d e_v)$ que resulta en una convergencia al voltaje deseado v_d más rápida. Esto se puede apreciar en las figuras 7.1 - 7.4 que corresponden a los valores de las tablas 7.1 y 7.2

Símbolo	Valor	Unidades
L	5	mH
C	12	μF
R	180	Ω
v_d	20	V
λ_1	3	-
λ_2	0.1	-
γ	0.0325	-

Tabla 7.1: Experimento I. Parámetros del convertidor elevador y voltaje deseado v_d .

Símbolo	Valor	Unidades
L	150	mH
C	1000	μF
R	100	Ω
v_d	15	V
λ_1	0.5	-
λ_2	0.1	-
γ	0.1	-

Tabla 7.2: Experimento II. Parámetros del convertidor elevador y voltaje deseado v_d .

(para experimentos con el controlador Karagiannis *et ál.* omitir γ), con

$$E(t) = \begin{cases} 10 \text{ [V]}, & \text{for } 0 \leq t \leq 0.2, \\ 6 \text{ [V]}, & \text{for } 0.2 \leq t \leq 0.4, \end{cases} \quad (7.1)$$

para el experimento I y

$$E(t) = \begin{cases} 10 \text{ [V]}, & \text{for } 0 \leq t \leq 1.5, \\ 6 \text{ [V]}, & \text{for } 1.5 \leq t \leq 3, \end{cases} \quad (7.2)$$

para el experimento II.

7.3. Conclusiones

De acuerdo a las gráficas presentadas, se comprueba que el controlador nuevo tiene un mejor desempeño que el controlador de Karagiannis *et ál.* [1] de la ecuación (5.8) en el sentido que logra el objetivo de control en menor tiempo. Entonces, se puede decir que la adición de la aproximación del término $-\gamma[v_d e_i - i_d e_v]$ es la responsable de acelerar el proceso de convergencia al voltaje deseado.

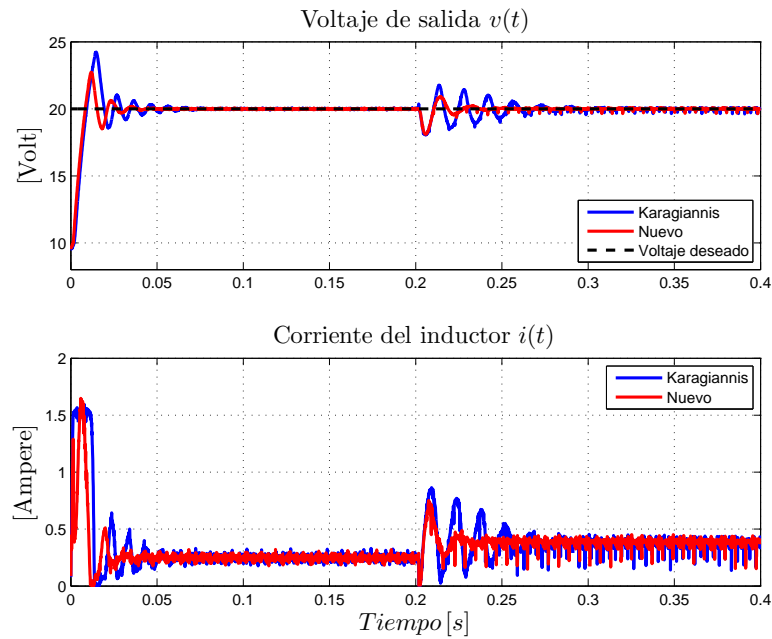


Figura 7.1: Experimento I. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$ y corriente del inductor medida $i(t)$.

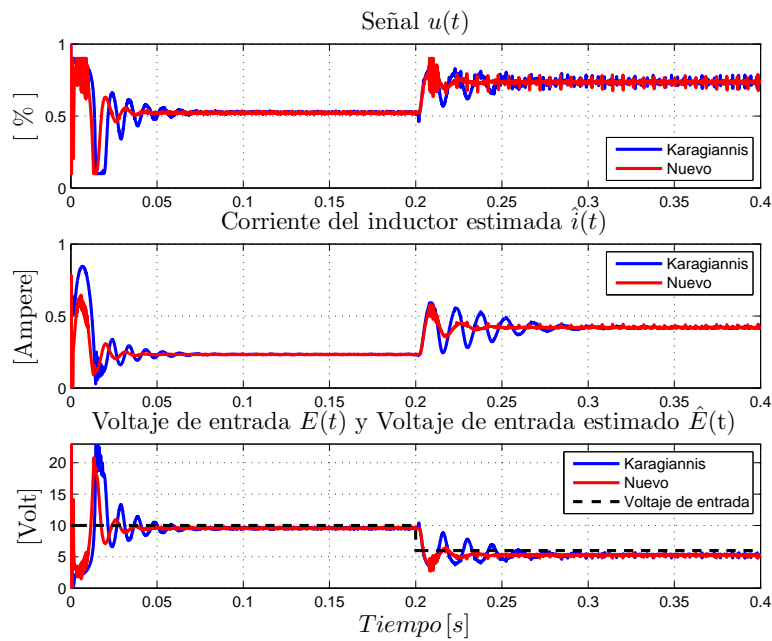


Figura 7.2: Experimento I. Señal de control $u(t)$, corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$, voltaje de entrada E y voltaje de entrada estimado \hat{E} .

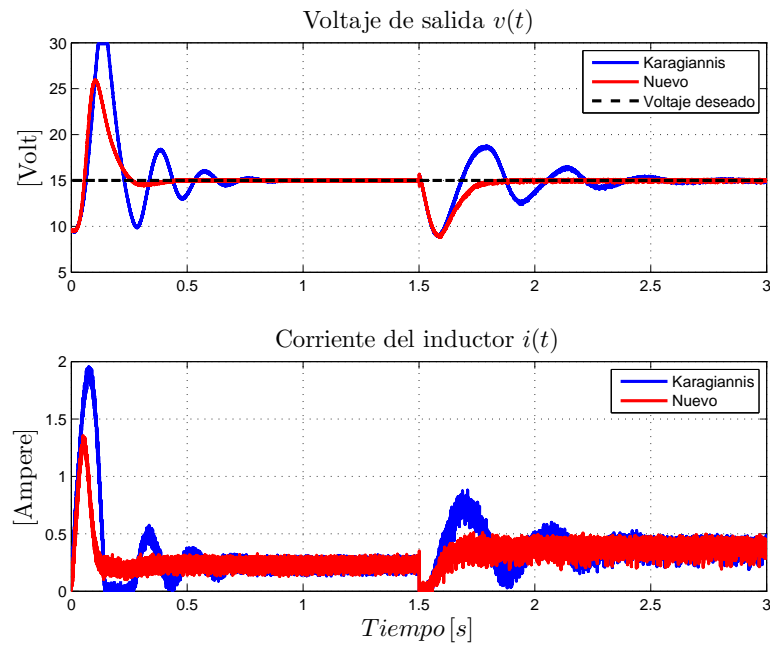


Figura 7.3: Experimento II. Voltaje de salida $v(t) = y(t)$ y corriente del inductor medida $i(t)$.

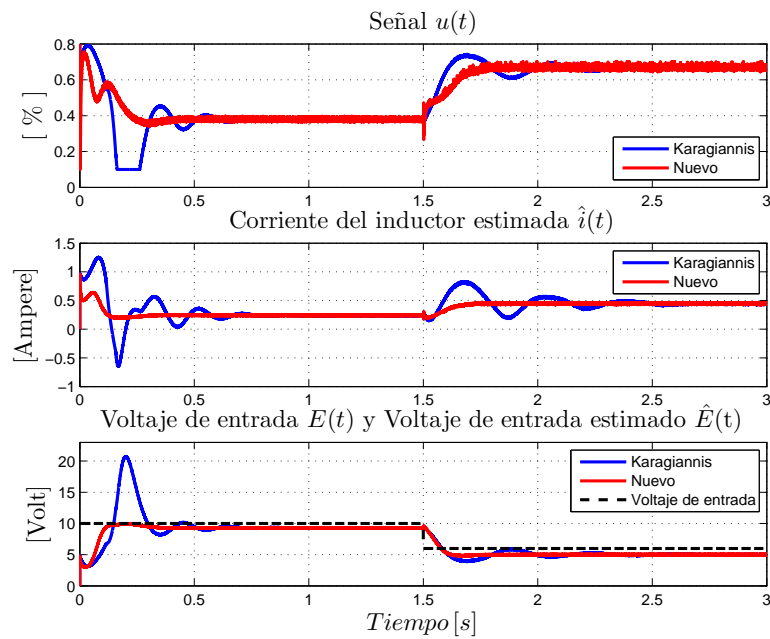


Figura 7.4: Experimento II. Señal de control $u(t)$, corriente del inductor estimada $\hat{i}(t) = \hat{\eta}_2(t) + \lambda_2 y(t)$, voltaje de entrada E y voltaje de entrada estimado \hat{E} .

Capítulo 8

Conclusiones

En el caso del convertidor elevador, las características que debe tener un controlador (en la teoría de control no lineal) para lograr una convergencia más rápida al voltaje deseado son: máxima precisión en cuanto a parecido con la realidad del modelo usado, retroalimentación de todos los sensores y conocimiento de todos los parámetros posibles. Si estas características son usadas en conjunto con una arquitectura apropiada del controlador, este podrá tener un buen desempeño. En el concepto de esta tesis, una “arquitectura apropiada del controlador” significa que el sistema de lazo cerrado resultante tiene un análisis de estabilidad riguroso.

Pero al mismo tiempo, la disponibilidad de todas estas características podría ser muy difícil. Es decir, el modelo puede presentar perturbaciones inesperadas, podrían existir uno o pocos sensores disponibles para retroalimentación y/o el valor del voltaje de entrada o la carga podría cambiar a un valor que no es conocido. Entonces, cuando el desempeño de un controlador tiene cierta inmunidad a este tipo de circunstancias se dice que el controlador tiene robustez. Por lo tanto, las características mencionadas en primera instancia podrían ser suficientes, pero no son necesarias para lograr una convergencia más rápida al voltaje deseado. Específicamente, la aplicación de un control robusto en un convertidor elevador nos permite prescindir de un modelo muy preciso, la retroalimentación de la corriente del inductor y el conocimiento del voltaje de entrada. Tal es el caso del controlador de Karagiannis *et ál.* [1] y en mayor medida del controlador nuevo.

Productos derivados de este trabajo de tesis se encuentran citados en el apéndice C. Estos contienen primordialmente contribuciones en el análisis de estabilidad con entrada de control saturada así como sus pruebas experimentales. La importancia de ello es, como fue reflejado a lo largo de esta tesis, que aún con entrada de control saturada y desconociendo ciertos parámetros del convertidor elevador un controlador garantiza la convergencia del voltaje de salida al voltaje deseado.

El alcance de este trabajo de tesis se dirige hacia una interesante contribución en lo que respecta a la comparación del controlador de Karagiannis *et ál.* [1] y el controlador nuevo. Esto

es debido a esta aceleración en la convergencia al voltaje deseado y la similitud del análisis de estabilidad con el enfoque para sistemas en cascada. Otro alcance es la prueba teórica de un controlador robusto a variaciones de la carga en el convertidor elevador. No se descarta tampoco la posibilidad de la implementación de redes neuronales para controlarlo.

Referencias

- [1] D. Karagiannis, A. Astolfi, and R. Ortega, “Two results for adaptive output feedback stabilization of nonlinear systems,” *Automatica*, vol. 39, no. 5, pp. 857-866, May 2003.
- [2] M. Spinetti, E. Fossas, and D. Biel, “Stability analysis of a Lyapunov-based controlled boost converter,” in *Proceedings of the 48th IEEE Conference on Decision and Control jointly with 28th Chinese Control Conference CDC/CCC*, Shanghai, pp. 6544-6548, December 2009.
- [3] H. Rodriguez, R. Ortega, and G. Escobar, “A robustly stable output feedback saturated controller for the boost DC-to-DC converter,” in *Proceedings of the 38th Conference on Decision and Control*, Phoenix, AZ, vol. 3, pp. 2100-2105, December 1999.
- [4] G. Escobar, R. Ortega, H. Sira-Ramírez, J. Vilain, and I. Zein, “An experimental comparison of several nonlinear controllers for power converters,” *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 19, no. 1, pp. 66-82, February 1999.
- [5] R. Silva-Ortigoza, G. Silva-Ortigoza, V.M. Hernández-Guzmán, G. Saldaña-Gonzalez, M. Marcelino-Aranda, and M. Marciano-Melchor, “Modelling, simulation and construction of a dc/dc boost power converter: a school experimental system,” *European Journal of Physics*, vol. 33, no. 3, p. 647, March 2012.
- [6] C. Olalla, I. Queinnec, R. Leyva, and A. El Aroudi, “Robust optimal control of bilinear DC-DC converters,” *Control Engineering Practice*, vol. 19, no. 7, pp. 688-699, July 2011.
- [7] Q. Chen, X. Ren, and J.A. Oliver, “Identifier-based adaptive neural dynamic surface control for uncertain DC-DC buck converter system with input constraint,” *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 17, no. 4, pp. 1871-1883, April 2012.
- [8] J. Alvarez-Ramirez, G. Espinosa-Pérez, and D. Noriega-Pineda, “Current-mode control of DC-DC power converters: a backstepping approach,” *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 13, no. 5, pp. 421-442, April 2003.
- [9] R. Ortega, A. Loría, P.J. Nicklasson, and H. Sira-Ramirez, *Passivity-Based Control of Euler-Lagrange Systems*, London, UK: Springer-Verlag, 1988.

-
- [10] H. Sira-Ramirez and R. Silva-Ortigoza, *Control Design Techniques in Power Electronics Devices*, London, UK: Springer-Verlag, 2006.
- [11] C. Olalla, R. Leyva, A. El Aroudi, I. Queinnec, and S. Tarbouriech, “ H_∞ control of DC-DC converters with saturated inputs,” in *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON)*, Porto, pp. 548-553, November 2009.
- [12] M. Feki, A. El Aroudi, B.G.M. Robert, and N. Derbel, “Control of a two-cell dc/dc converter in presence of saturating duty cycle,” in *13th Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC)*, Poznan, pp. 2120-2125, September 2008.
- [13] D.J. Cortés Rodríguez, “Generación de voltajes de CA mediante convertidores de alta frecuencia de conmutación,” tesis de doctorado, CICESE, Ensenada, México, 2004.
- [14] R. C. Dorf and R. H. Bishop, *Modern Control Systems*, Upper Saddle River: Pearson Education, 2008.
- [15] H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*, Upper Saddle River: Prentice-Hall, 2002.
- [16] A. Loria and J. de León Morales, “On persistently exciting observers and non-linear separation principle: application to the stabilization of a generator,” *International Journal of Control*, vol. 76, no. 6, pp. 607-617, February 2003.
- [17] F. Huliehel and S. Ben-Yaakov, “Low-frequency sampled-data models of switched mode DC-DC converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no. 4, pp. 585-594, January 1991.
- [18] Y. Amran, F. Huliehel, and S. Ben-Yaakov, “A unified SPICE compatible average model of PWM converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no. 1, pp. 55-61, October 1991.
- [19] P. Griffith, “Designing switching voltage regulators with the TL494,” Texas Instruments Inc., Dallas, TX, App. Rep. SLVA001E, 2011.

Apéndice A

Diseño del convertidor elevador

A continuación se describen los parámetros suficientes para que los valores elegidos en la construcción de una fuente de poder conmutada funcione en configuración elevadora de acuerdo a [5] y [13].

1. Escoger un voltaje de entrada E , y un voltaje de salida v .
2. Calcular el valor de entrada promedio en estado estacionario usando $U = 1 - \frac{E}{v}$.
3. Considerar la potencia máxima de salida P_o . Calcular la resistencia mínima R así como la corriente eléctrica i_o a través de R , usando

$$R = \frac{v^2}{P_o} \quad (\text{A.1})$$

$$i_o = \frac{P_o}{v} \quad (\text{A.2})$$

4. La corriente eléctrica a través del inductor (en estado estacionario) está dada por

$$i = \frac{v^2}{RE} \quad (\text{A.3})$$

5. Calcular los valores mínimos para el inductor L y el capacitor C de tal forma que el rizado de la corriente Δi sea menor al 5 por ciento de i y que el rizado del voltaje Δv sea menor al 5 por ciento de v :

$$L_{min} = \frac{UE}{\Delta i f} \quad (\text{A.4})$$

$$C_{min} = \frac{Uv}{\Delta v R f} \quad (\text{A.5})$$

6. Satisfacer $T \ll 2RC$, multiplicar L_{min} y C_{min} por diferentes factores si es necesario.

7. Implementar la resistencia R , el inductor L y el capacitor C con el mismo valor o el más cercano.

Apéndice B

Construcción del convertidor elevador

B.1. Construcción

A continuación se explica de forma detallada la construcción de una fuente de poder conmutada c.d.–c.d de configuración elevadora, o *convertidor elevador*. El objetivo es proveer la información necesaria para la implementación práctica de éste circuito conformado por tres bloques más una tarjeta de adquisición de datos (DAQ de aquí en adelante) y una PC, tal como se muestra en la figura B.1. En [17] y [18] se puede encontrar explicación detallada para el diseño del modulador por ancho de pulsos (PWM) para su implementación práctica y en [10] se puede encontrar el diseño para el circuito de medición de voltaje de salida del convertidor elevador.

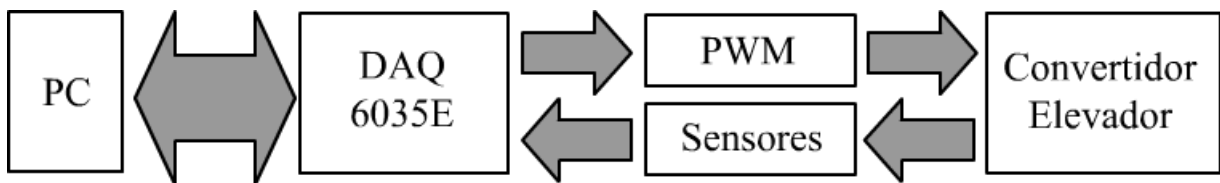


Figura B.1: Diagrama a bloques.

Material

Han sido necesarias tres fuentes de poder, una PC, una tarjeta de adquisición de datos modelo 6035E de National Instruments además del material indicado en la tabla B.1.

Detallado técnico

Para esta plataforma fueron necesarias las fuentes poder Agilent 6612C, HP 6236B y Agilent E3610A para la implementación de todo el prototipo: una para el modulador por ancho de pulsos (PWM), una para los sensores y otra exclusiva para el convertidor elevador respectivamente. Todas las fuentes comparten una tierra común. El diagrama esquemático que incluye el PWM,

PWM y buffer	
1 TL494	1 Transistor NPN 2N2222
1 Resistencia 6.8 K Ω	1 Transistor PNP 2N2907
1 Resistencia 330 Ω	1 Capacitor 10 nF a 63V
1 Resistencia 15 K Ω	1 Capacitor 100 μ F a 63V
1 Resistencia 3.3 K Ω	1 Potenciómetro 10 K Ω
1 Resistencia 2.2 K Ω	2 Potenciómetros de precisión 10 K Ω
Convertidor Elevador	Circuitos de medición
1 Mosfet IRF640	1 Opamp UA741
1 Diodo Schottky MBR1045	3 Diodos Zener
1 Resistencia 180 Ω a 100 W	1 Sensor de corriente NT-5
1 Capacitor 12 μ F a 63V	1 Resistencia 1 K Ω
1 Inductor 5 mH a 10 Amps.	2 Resistencias 10 K Ω
1 Capacitor 1000 μ F a 100 V	2 Potenciómetros 10 K Ω
1 Resistencia 100 Ω a 100 W	1 Capacitor 10 μ F a 63 V
1 Inductor 150 mH a 3 Amps.	

Tabla B.1: Material utilizado.

convertidor elevador y circuitos de medición se muestra en la Figura B.2 y no hubiera sido posible sin los diagramas esquemáticos de [4], [19], [18], [17], [19] y [10].

Convertidor elevador

La configuración de un convertidor elevador es la que se encuentra señalada en la figura B.2, donde E es el voltaje de entrada del convertidor elevador. El MOSFET recibe la señal modulada funcionando como un interruptor. De esta manera abre el circuito cuando la señal está en alto, permitiendo el paso directo de la fuente al capacitor y a la carga. En caso contrario, cerraría el circuito con el inductor, aumentando la corriente en este último. El diodo $D1$ soporta hasta 45 [V] y 10 [A]. El capacitor $C3$ tiene un valor de 12 [μ F] a 63 [V]. La resistencia $R6$ tiene un valor de 180 [Ω] a 100 [W]. La potencia máxima de salida será de 5 [W] considerando un voltaje máximo de salida de 30 [V]. Los últimos tres elementos de la sección “Convertidor Elevador” de la tabla B.1 son los elementos sustitutos o intercambiables con los tres elementos antecesores. Es decir, los valores $L1$, $C3$ y $R6$ mostrados en la figura B.2 son intercambiables.

PWM

¿Cómo ordenar el momento de conmutación del MOSFET? El modulador por ancho de pulso o PWM (del inglés *Pulse Width Modulator*) está conformado por un TL494 de Texas Instruments y un juego de capacitores y resistencias como se muestra en la figura B.2. El PWM es alimentado con un voltaje de 10 [V]. Los pines Ct y Rt definen la frecuencia de trabajo del PWM según su región de operación (véase hoja de datos). Para este caso se usó un capacitor $C1$ de 10 [nF] y un potenciómetro de 10 [K Ω] ($POT2$) con el que de manera manual es posible ajustar la frecuencia de operación del tren de pulsos cuadrados. En este caso se maneja una frecuencia de

50 [KHz]. Los potenciómetros $POT1$ y $POT3$ son útiles para calibrar el ancho de pulso respecto al voltaje de entrada $U(in)$. Habrá que asegurar, con ayuda del osciloscopio, que con $U(in)=0$ [V] no haya picos en la salida del PWM, con $U(in)=5$ [V] el ciclo de trabajo debe estar al 50 % y así sucesivamente a través de ajustar $POT1$ y $POT3$. Esto es, $U(in)$ podría tener valores de 0–10V, que variaría el ciclo de trabajo del 0-100 %. La señal producida se obtendrá de los pines 9 y 10 del TL494 y pasará a un buffer amplificador formado por un arreglo de dos transistores para proveer la corriente necesaria al tren de pulsos. Una vez acondicionada la señal de ésta manera, puede pasar a la compuerta del MOSFET.

Circuitos de medición

¿Cómo adquirir los datos de medición? Se tienen acondicionados dos sensores. Uno para medición de corriente en el inductor y otro para medición del voltaje en el capacitor de tal forma que puedan ser leídos por la DAQ6035E. Para la medición de corriente se usó un sensor NT-5 de F.W. Bell (para mayor información consultar los datos del fabricante), que entrega 0.5 [V] por 1 [A]. Esta señal puede ser acondicionada vía software para graficar la corriente del inductor. Para el sensor de medición de voltaje se usó un circuito formado por un amplificador operacional 741 acondicionado con resistencias y diodos zener y reportado por [10]. Para calibrarlo, los potenciómetros ($POT4$ y $POT5$) se ajustan de tal forma que a la salida se tenga 1/3 del voltaje real debido a que la DAQ no lee voltajes muy altos (fuera de ± 10 [V]). Ambos sensores son alimentados con voltajes de ± 12 [V].

Tarjeta de adquisición de datos

¿Cómo se administran las entradas/salidas? Se usó el pin 22 (DAC00OUT) para la salida hacia el PWM, $U(in)$. Para medición de los datos de entrada se usaron los pines 68 (ACH0) y 33 (ACH1). Todos los puertos entrada/salida usados en la tarjeta fueron aterrizados a través del pin 62 (AISENSE). Un dato sobresaliente de la tarjeta es su resolución de 10,000 [S/s] (muestras/segundo, del inglés *Samples/second*) para el puerto de salida y hasta 200,000 [S/s] para el puerto de entrada. Para mayor información de las características de la tarjeta consultar los datos del fabricante.

Calibración y Software

Para trabajar el hardware desde la PC será necesario usar la plataforma *Simulink* de *Matlab*[®]. En un nuevo modelo se crean dos bloques configurados como entradas y uno como salida. El bloque de salida debe tener conectado una constante o variante según sea el caso, que le ordenará una salida de entre 0 y 10 [V] al pin 22 de la DAQ. A través de los dos bloques configurados como entradas podremos ver las señales medidas. Uno medirá la corriente del inductor y recibirá los datos del pin 68, por lo que, debido a las características del sensor de corriente especificado anteriormente, deberá tener acoplado via software un amplificador con un valor de ganancia dos para obtener la medición real. El otro sensor medirá el voltaje en el capacitor del convertidor boost (reducido a 1/3 como se mencionó anteriormente) a través del pin 33 de la DAQ, que a su vez se le acoplará un amplificador via software con un valor de ganancia tres para obtener el

voltaje real. Los bloques deben estar configurados con un tiempo de muestreo de 0.0001 [S/s] (que es la máxima resolución permitida por la DAQ). Los bloques de entrada se deberán configurar en ‘Auto - NRSE’ y con los canales de entrada 1 y 2 para el bloque medidor de corriente y el bloque medidor de voltaje respectivamente.

Será necesario calibrar los sensores via software para compensar cualquier desajuste que se pueda presentar en la DAQ ó bien en el hardware. Una vez encendidas todas las fuentes, primero se conectará via hardware el pin 68 a tierra (pin 22). Se correrá el modelo y se verificará que en el valor de la señal medida sea efectivamente cero. En caso contrario, se deberá agregar un bloque que suma la diferencia al cero. El mismo procedimiento se realiza para el pin 33.

Observaciones

Es sugerible consultar los datos del fabricante para mayor información de las características de los dispositivos. Con respecto al PWM, se aseguró un ciclo de trabajo del 0 al 90%, esto es, que los valores de salida de la DAQ están comprendidos entre 0 y 9 [V]. El software sugerido para el estudio de este convertidor es *Simulink* de *Matlab*[®], pero no se descarta el uso de uno diferente. Esta plataforma se puede aplicar para una amplia gama de valores de convertidores elevadores, permitiendo el estudio del mismo tanto en el área de potencia como en el área de control debido a la facilidad de monitoreo de las mediciones. Además, tiene buen potencial para aplicar diferentes tipos de controladores. El prototipo físico se muestra en la figura B.6.

Pistas

Se realizaron en el software Ares el circuito impreso o pistas. En la figura B.3 se puede observar el circuito impreso del convertidor elevador. En la figura B.4 se muestra el circuito impreso del PWM. El circuito de medición de voltaje de salida y corriente del inductor se muestra en la figura B.5.

B.2. Comparativa simulación-experimento en lazo abierto

B.2.1. Lazo abierto

Se realizaron pruebas simuladas y experimentales en estado estacionario y se obtuvieron los resultados de la figuras B.7-B.8. La primera considera los valores I: $L = 5 [mH]$, $C = 12 [\mu F]$ y $R = 180 [\Omega]$. La segunda considera los valores II: $L = 150 [mH]$, $C = 1000 [\mu F]$ y $R = 100 [\Omega]$.

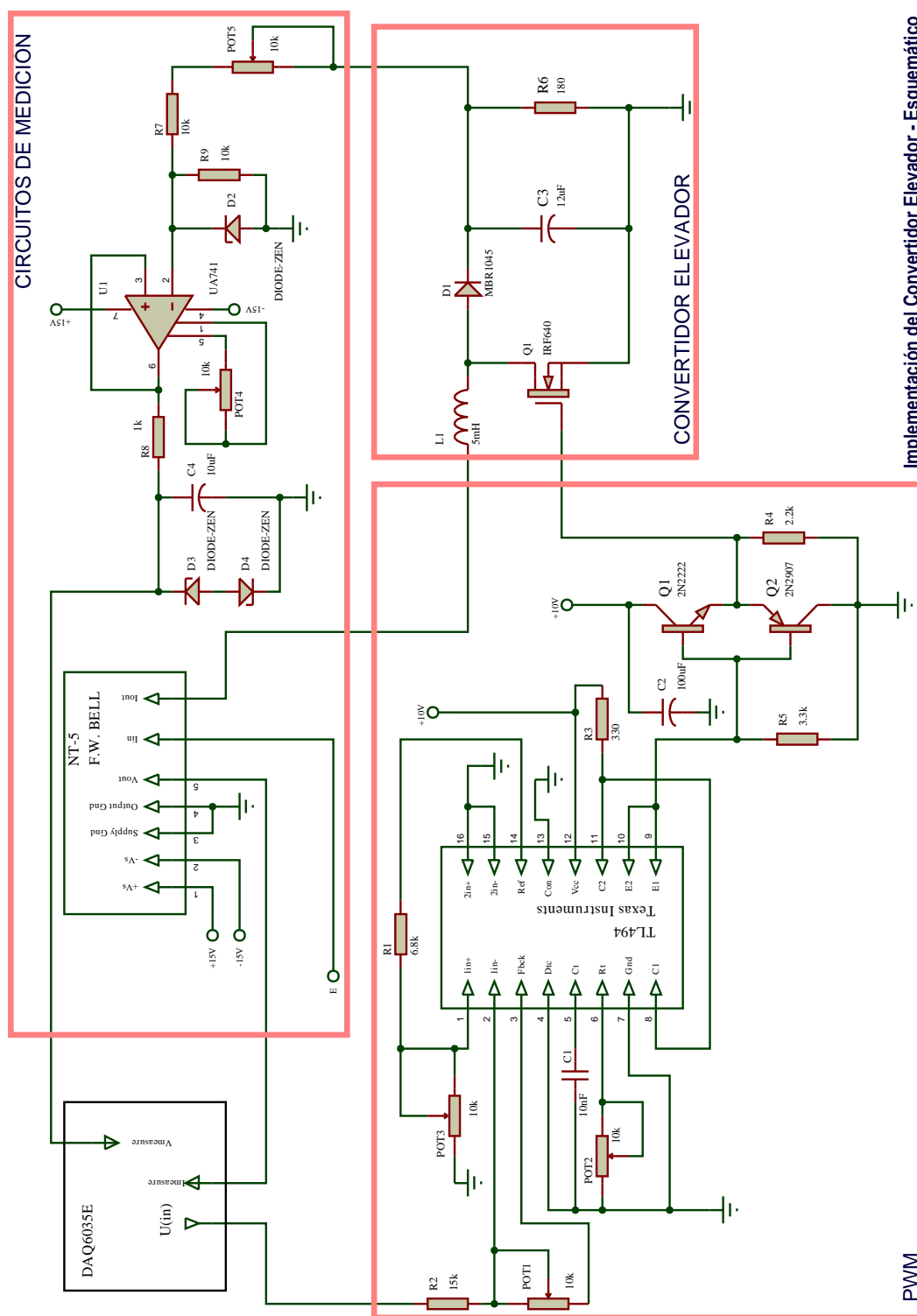


Figura B.2: Diagrama esquemático.

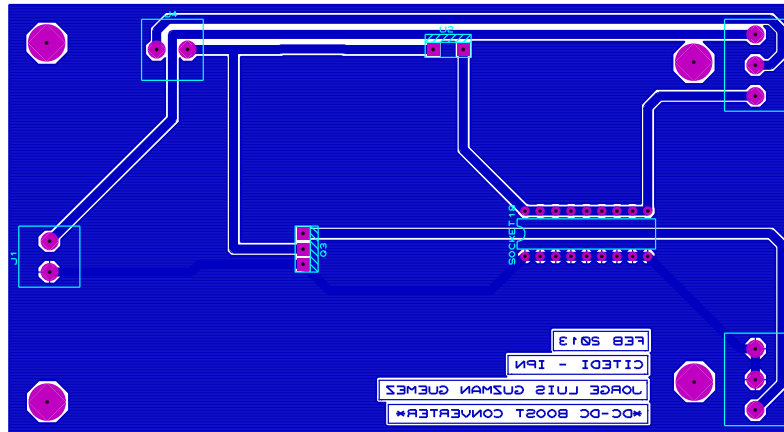


Figura B.3: Circuito impreso del convertidor elevador.

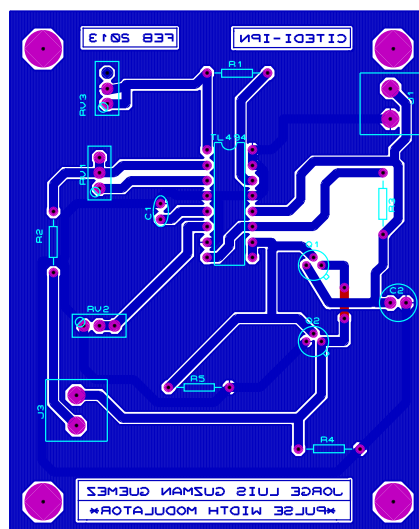


Figura B.4: Circuito impreso del PWM.

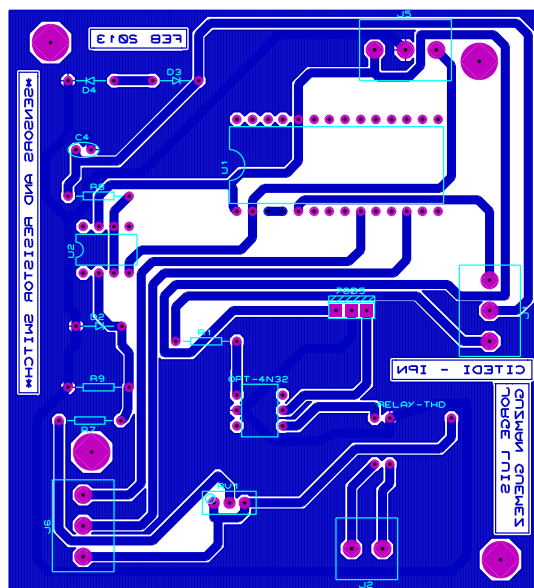


Figura B.5: Circuito impreso del circuito de medición.

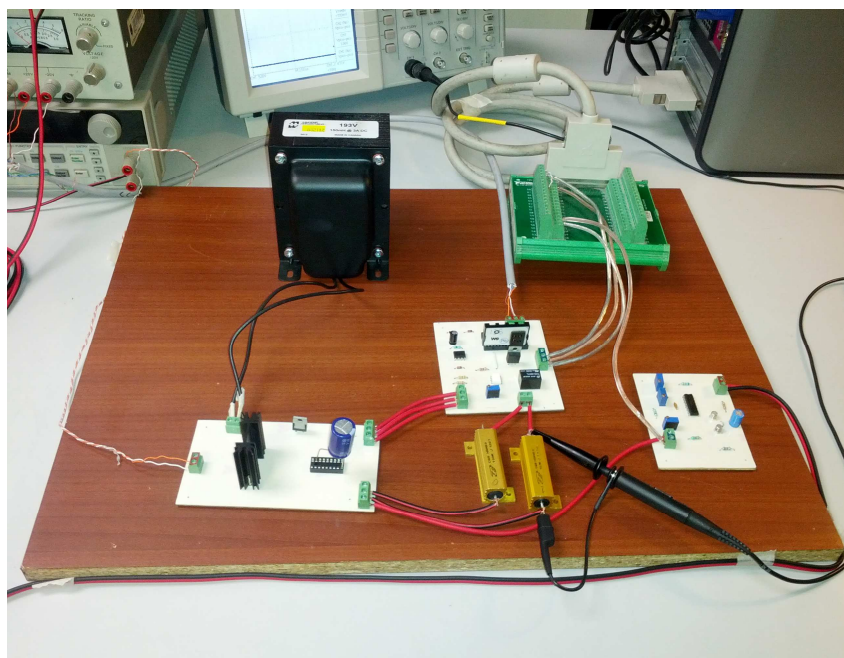


Figura B.6: Plataforma experimental.

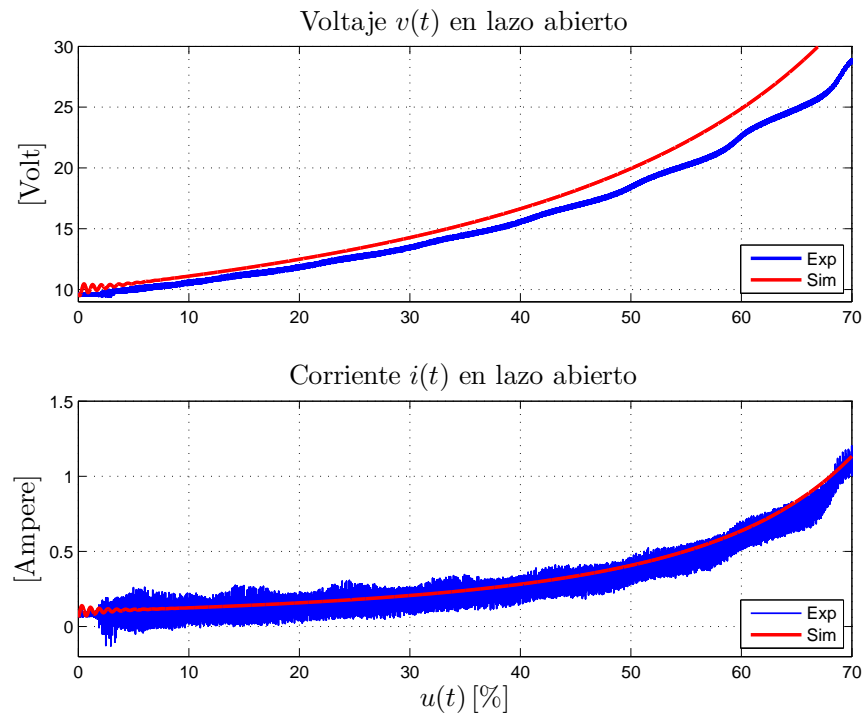


Figura B.7: Voltaje de salida y corriente del inductor vs ciclo de trabajo en lazo abierto para valores I.

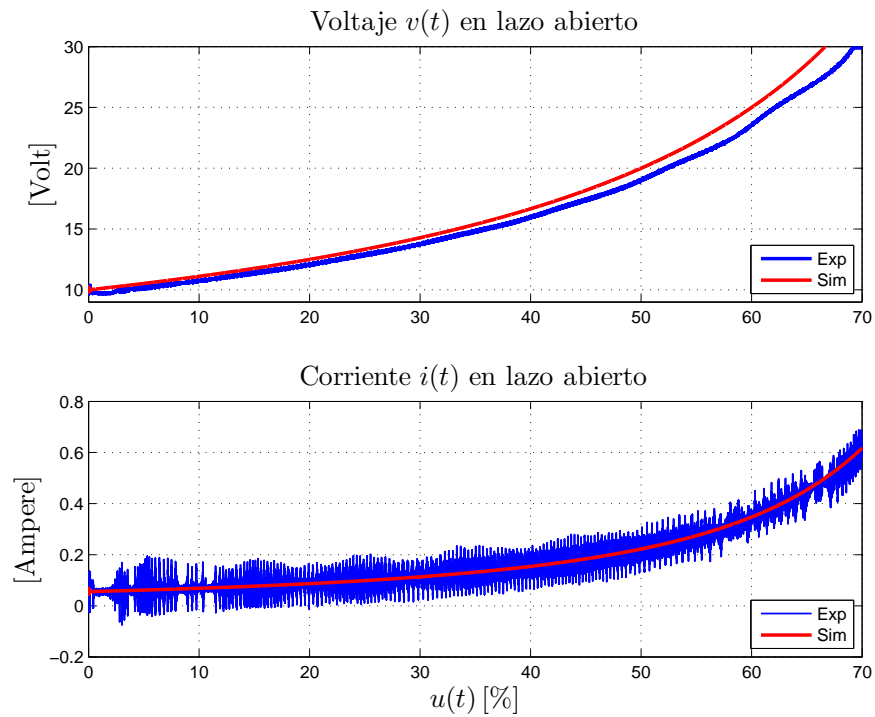


Figura B.8: Voltaje de salida y corriente del inductor vs ciclo de trabajo en lazo abierto para valores II.

Apéndice C

Publicaciones

- **Jorge Guzman-Guemez** and Javier Moreno-Valenzuela, “On the control of input-constrained boost DC-to-DC power converters,” in *Research in Computing Science. Advances in computing science and control*, vol. 59, pp. 77–86, 2012.
- Carlos Aguilar Avelar, Yajaira Selene Quevedo Pillado, **Jorge Luis Guzman Guemez** y Javier Moreno Valenzuela, “Control por modelo de referencia adaptable para un motor de CD con escobillas,” en memorias del *XIV Congreso Mexicano de Robótica*, octubre 2012.
- **J. Guzman-Guemez** and J. Moreno-Valenzuela, “Saturated control of a boost DC-to-DC power converter,” *Electronics Letters*, vol. 49, no. 9, pp. 613–615, April 2013.
- **Jorge Guzman-Guemez** and Javier Moreno-Valenzuela, “Stability analysis of a controller/observer for input-constrained DC-DC boost power converters,” to appear in *Proceedings of SIAM Conference on Control and its Applications*, San Diego, CA, July 2013.