

**IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROL ÓPTIMO INVERSO EN UN
CONVERTIDOR DC-DC**

**JOSEPH HERBERT MITCHELL MORENO
MILLER FABIÁN ORTÍZ JERÉZ**



**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2016**

**IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROL ÓPTIMO INVERSO EN UN
CONVERTIDOR DC-DC**

**JOSEPH HERBERT MITCHELL MORENO
MILLER FABIÁN ORTÍZ JERÉZ**

**Trabajo de grado presentado como requisito parcial para optar al título
de Ingeniero Electrónico**

Director

**RICARDO ALZATE CASTAÑO
Ingeniero Electrónico, Ph.D**

Codirector

**CARLOS JESÚS VEGA PÉREZ
Ingeniero Electrónico**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2016

Para Dios, para mi familia y para mis amigos, de quienes recibí compañía en la terminación de esta etapa.

Joseph Mitchell

A mi madre que sin importar lo difícil que parecieran las cosas, me apoyo incondicionalmente.

Miller Ortiz

AGRADECIMIENTOS

A nuestro codirector de proyecto Carlos Jesús Vega por su compromiso, dedicación y apoyo durante la realización de esta tesis.

CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCIÓN	17
1.PLANTEAMIENTO Y DEFINICIÓN DEL PROBLEMA.....	22
2.OBJETIVOS.....	23
2.1OBJETIVO GENERAL.....	23
2.2OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	23
3.DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL CONVERTIDOR ELEVADOR.....	24
3.1CIRCUITO CONVERTIDOR ELEVADOR.....	24
3.2CONSTRUCCIÓN DE PROTOTIPO DE LABORATORIO.....	29
3.2.1Dispositivo de sensado	31
3.2.2Circuito acoplador	34
3.2.3Perturbaciones.....	37
3.3COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA EXPERIMENTAL	38
3.4CONTROL BASADO EN PASIVIDAD	41
3.5CONTROL ÓPTIMO INVERSO	43
3.6CONTROL DIGITAL PARA CONVERTIDORES DE POTENCIA	44
4.SIMULACIÓN PARA ESTRATEGIAS DE CONTROL	47
4.1CARACTERIZACIÓN DEL SISTEMA EN LAZO ABIERTO	47
4.2CONTROLADOR PROPORCIONAL CON CORRECCIÓN INTEGRAL	49
4.3SIMULACIÓN DEL CONTROL BASADO EN PASIVIDAD	55
4.4SIMULACIÓN DEL CONTROL ÓPTIMO INVERSO	58
4.5VERIFICACIÓN DE LA OPTIMALIDAD DEL CONTROL	61
5.IMPLEMENTACION PARA ESTRATEGIAS DE CONTROL.....	63
5.1CARACTERIZACIÓN SISTEMA EXPERIMENTAL EN LAZO ABIERTO	63

5.2CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL EXPERIMENTAL	64
5.3CONTROLADOR BASADO EN PASIVIDAD EXPERIMENTAL.....	69
5.4CONTROLADOR ÓPTIMO INVERSO EXPERIMENTAL	71
5.5VERIFICACIÓN EXPERIMENTAL DE LA OPTIMALIDAD DEL CONTROL	74
6.CONCLUSIONES	77
6.1 RECOMENDACIONES.....	80
6.2 TRABAJO FUTURO	80
BIBLIOGRAFÍA.....	82
ANEXOS.....	86

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Circuito convertidor elevador	24
Figura 2. Simulación para tensión de capacitor en el convertidor elevador	28
Figura 3. Simulación para corriente de inductor en el convertidor elevador	28
Figura 4. Simulación para tensión con perturbación de suministro.....	29
Figura 5. Simulación para corriente con perturbación de suministro	30
Figura 6. Estructura general del sistema experimental.....	30
Figura 7. Dispositivo para sensado de corriente.....	31
Figura 8. Convertidor analógico a digital.....	32
Figura 9. Seguidor de tensión para acople de salida a sensor	33
Figura 10. Interfaz de señal digital a señal de potencia	34
Figura 11. Sistema de desarrollo para algoritmos de control.....	35
Figura 12. Diagrama de bloques para actuador PWM.....	36
Figura 13. Trama de datos para transmisión UART.....	36
Figura 14. Sumador de tensión para perturbación de entrada.....	37
Figura 15. Prototipo implementado en laboratorio	38
Figura 16. Tensión experimental de capacitor en el convertidor elevador	39
Figura 17. Corriente experimental de inductor en el convertidor elevador.....	39
Figura 18. Tensión experimental de capacitor ante perturbación	40
Figura 19. Corriente experimental de inductor ante perturbación	40
Figura 20. Metodología para implementación de algoritmos de control.....	46
Figura 21. Caracterización x_2 en lazo abierto, simulación.....	48
Figura 22. Caracterización x_1 en lazo abierto, simulación.....	49
Figura 23. Diagrama para control proporcional con corrección integral.....	51
Figura 24. Diagrama para procedimiento de ajuste de ganancias k_1 y k_2	52
Figura 25. x_2 acción proporcional con corrección integral, simulación	53
Figura 26. x_1 acción proporcional con corrección integral, simulación.....	54

Figura 27. D acción proporcional con corrección integral, simulación	54
Figura 28. Diagrama de bloques para control basado en pasividad	56
Figura 29. 2 control basado en pasividad, simulación	56
Figura 30. x_1 control basado en pasividad, simulación	57
Figura 31. D control basado en pasividad, simulación.....	57
Figura 32. Diagrama de bloques para control óptimo inverso.....	59
Figura 33. x_2 control óptimo inverso, simulación	59
Figura 34. x_1 control óptimo inverso, simulación	60
Figura 35. D control óptimo inverso, simulación	60
Figura 36. Funcional de costo para leyes de control, simulación.....	62
Figura 37. Caracterización x_2 en lazo abierto, implementación.....	64
Figura 38. Caracterización x_1 en lazo abierto, implementación.....	65
Figura 39. Diagrama para control proporcional con corrección integral digital	65
Figura 40. Realización VHDL para control proporcional con corrección integral ...	67
Figura 41. x_2 acción proporcional con corrección integral, implementación	68
Figura 42. x_1 acción proporcional con corrección integral, implementación	68
Figura 43. D acción proporcional con corrección integral, implementación	69
Figura 44. Realización VHDL para control basado en pasividad	70
Figura 45. x_2 control basado en pasividad, implementación	71
Figura 46. x_1 control basado en pasividad, implementación	72
Figura 47. D control basado en pasividad, implementación.....	72
Figura 48. Diagrama para control óptimo inverso digital.....	73
Figura 49. Realización VHDL para control óptimo inverso.....	73
Figura 50. x_2 control óptimo inverso, implementación.....	75
Figura 51. x_1 control óptimo inverso, implementación.....	75
Figura 52. D control óptimo inverso, implementación	76
Figura 53. Funcional de costo para leyes de control, implementación.....	76
Figura 54. x_2 control óptimo inverso con lazo PI externo, implementación	81

LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1. Descripción elementos de circuito convertidor elevador	27
Tabla 2. Valores considerados para el sensado de corriente	32
Tabla 3. Controlador proporcional con corrección integral, simulación.....	53
Tabla 4. Controlador proporcional con corrección integral, implementación.....	67

LISTA DE ANEXOS

	Pág.
ANEXO A. Rutinas de simulación	86
ANEXO B. Esquematicos	91
ANEXO C. Formulación para las leyes de control	93

RESUMEN

TÍTULO:IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROL ÓPTIMO INVERSO EN UN CONVERTIDOR DC-DC*.

AUTORES:JOSEPH HERBERT MITCHELL MORENO, MILLER FABIAN ORTIZ JEREZ**.

PABARAS CLAVE:Control Óptimo, Convertidor de potencia elevador, Implementación circuital experimental, simulación mixta, VHDL.

DESCRIPCIÓN:

El presente proyecto de grado aborda la implementación de un control óptimo inverso para regular la tensión de salida en un circuito convertidor de potencia elevador. Inicialmente, se realizó codificación en la consola de comandos de MATLAB para rutinas de simulación aproximando numéricamente los modos de operación del circuito. Luego, se procedió a simular el comportamiento del sistema controlado ante perturbaciones, empleando técnicas de control no convencionales del tipo: 1) control proporcional en corriente con factor de corrección integral de voltaje, 2) control basado en pasividad y 3) control óptimo inverso, verificando condiciones de desempeño en el dominio del tiempo y de optimalidad a partir de la evaluación del funcional de costo minimizado. Posteriormente, se implementó un prototipo de laboratorio para el circuito convertidor de potencia con acciones de control codificadas en VHDL empleando herramientas de simulación mixta. Los resultados experimentales permitieron verificar un apropiado desempeño para las leyes de control analizadas bajo condiciones de operación nominal, con evidente degradación ante cambios paramétricos. La acción de control óptimo inverso demostró minimización de los niveles de esfuerzo de control y error transitorio, conforme a predicciones teóricas. Como trabajo futuro se propone un ajuste en la sensibilidad numérica para acciones de tipo integral experimental, buscando reducir las oscilaciones indeseadas alrededor del estado estable y mejorar el rendimiento del sistema de captura de datos implementados a través del periférico UART.

*Trabajo de grado

**Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones.
Director: Ricardo Alzate Castaño, PhD. Codirector: Carlos Jesús Vega Pérez.

ABSTRACT

TITLE:IMPLEMENTATION OF AN INVERSE OPTIMAL CONTROLLER IN A DC-DC CONVERTER*.

AUTHORS:JOSEPH HERBERT MITCHELL MORENO, MILLER FABIAN ORTIZ JEREZ**.

KEY WORDS:Boost power converter, Experimental circuit implementation, Mixed-signal simulation, Optimal control, VHDL.

DESCRIPTION:

In this work the output voltage regulation of a boost converter is addressed by using inverse optimal control. First of all, the operational modes of the circuit were codified in MATLAB scripts in order to reproduce the system behavior by numerical simulations routines operating modes approaching the circuit. Then, non-conventional control laws of types: 1) inverse optimal control, verifying performance conditions in time domain and optimality from functional assessment minimized cost. 2) passivity based control and 3) current proportional with voltage integral control, were included to analyze the performance of the perturbed loop by means of time domain specifications and by evaluating a cost function. The controlled system was further tested experimentally with control routines codified in VHDL developed from a mixed-signal simulation scheme. Results shown an acceptable performance of the controlled system under nominal regimes of operation but being fragile for parameter changes. Also, the control effort and transient errors were minimized, as expected, under the optimal inverse controller. Ongoing work includes the improvement of computation for digital integration routines within the controlled loop, seeking to reduce unwanted oscillations around the stable state and improve system performance data capture implemented through the UART peripheral to capture signals control the controllers correctly.

* Degree work.

**Physico-Mechanical Engineering Faculty. School of Electrical Engineering. Advisor: Ricardo Alzate Castaño, PhD. Co-advisor: Carlos Jesús Vega Pérez.

INTRODUCCIÓN

La creciente demanda energética de la sociedad actual ha hecho de las energías renovables un tema de gran interés para la humanidad. Algunas de estas fuentes alternativas incluyen la energía eólica, mareomotriz, geotérmica, hidroeléctrica, solar, por biomasa y los biocombustibles. Alrededor de ellas se realizan actividades de investigación y desarrollo para que su obtención, distribución, calidad y eficiencia sean las mejores, y tengan viabilidad de implementación en la vida moderna. Todos estos tipos de energía poseen en común, la necesidad de administración y adecuación apropiada de recursos. En un sistema de generación eléctrica basado en fuentes alternativas, se parte de una energía primaria que se transforma en energía eléctrica y posteriormente se regula y adapta a características estándar, para proceder a ser almacenada o distribuida¹. Una parte importante en todo este proceso, la constituye la regulación y adaptación energética, pues aquí entra en juego el gestor energético que determinará la calidad y la forma eficiente como se entrega la energía desde la fuente hasta la carga, reduciendo pérdidas y generando ahorros en consumo. Estos gestores energéticos pueden ser del tipo AC-AC, DC-DC, AC-DC y DC-AC, siendo denominados convertidores eléctricos de potencia²³. Se estima que el 90% de la energía eléctrica se procesa a través de convertidores de potencia antes de su uso final⁴.

Si se centra especial atención en los convertidores DC-DC, se puede apreciar la importancia de estos dispositivos en sistemas de potencia para aplicaciones como

¹TANYINGYONG, Vovarit; OLSSON, Rosalie; SJODIN, Peter y PEHRSON, Bjorn. Design and implementation of an IoT-controlled DC-DC converter, de *Sustainable Internet and ICT for Sustainability (SustainIT)*, 2013, Palermo, 2013.

²RASHID, Muhammad. Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones, 2 ed., Naucalpán de Juárez: Prentice-Hall Hispanoamericana, 1995, p. 303.

³HART, Daniel. Electrónica de potencia, 1 ed., Madrid: Pearson Educación S.A., 2001, p. 201.

⁴BANERJEE, Soumitro y VERGHESE, George. Nonlinear phenomena in power electronics: bifurcations, chaos, control and applications, New York: Wiley - IEEE Press, 2001, p. 472.

motores de tracción de automóviles eléctricos, tranvías eléctricos, grúas marinas, montacargas y elevadores en minas². Dentro de las ventajas de estos convertidores se encuentra que poseen una alta eficiencia, respuesta dinámica rápida² y reducción de volumen en componentes asociado al manejo de altas frecuencias³.

En el ámbito del control, un convertidor de potencia se diseña para satisfacer condiciones nominales de operación. Lo anterior se consigue tras aplicar al circuito una determinada señal de conmutación, en general constituida por un circuito generador de PWM. Si se presentan perturbaciones en la entrada o salida del sistema, los niveles de potencia (tensiones y corrientes) entregados a la carga pueden modificarse y por tanto será necesario alterar las características de conmutación para mantener invariantes los niveles de energía suministrados a la carga. Esta regulación se obtiene a través de técnicas de control principalmente de tipo clásico como PID⁵ u otras técnicas en el dominio de la frecuencia⁶, encargadas de determinar el valor del ciclo útil para la señal de PWM.

Sin embargo, desde el punto de vista dinámico y de eficiencia energética se demuestra que estas técnicas genéricas no permiten mayores niveles de desempeño, y por tanto, se han propuesto en la literatura trabajos orientados a verificar la acción de control en circuitos convertidores de potencia mediante

²RASHID, Muhammad. *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*, 2 ed., Naucalpán de Juárez: Prentice-Hall Hispanoamericana, 1995, p. 303.

² *ibid.*

³HART, Daniel. *Electrónica de potencia*, 1 ed., Madrid: Pearson Educación S.A., 2001, p. 201.

⁵ARIKATLA, Varaprasad y QAHOUQ, Jaber. DC-DC Power Converter with digital PID controller, de *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*, 2011.

⁶ALTOWATI, Ali; ZENGER, Kai y SUNTIO, Teuvo. QFT based robust controller design for a DC-DC switching power converter, de *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, 2007.

técnicas no convencionales. Por ejemplo, técnicas de control robusto⁷, adaptativo⁸, predictivo⁹, óptimo¹⁰ y basado en pasividad^{11 12}, entre otras.

La dificultad de un diseño óptimo depende de la complejidad del problema planteado^{13 14} lo cual implica resolver expresiones matemáticas complejas como la ecuación Hamiltoniana o la ecuación de Hamilton-Jacobi-Bellman¹⁵. Como alternativa para solucionar problemas de control óptimo, se propone el denominado control óptimo inverso, a través del cual se supone una ley de control para la cual posteriormente se encuentra el funcional de costo a minimizar^{16 17}.

⁷HIGUERA MARTÍNEZ, Oscar Ivan y SALAMANCA, Juan Mauricio. Control con modos deslizantes discreto aplicado a un convertidor de potencia Buck, *Revista colombiana de tecnologías de avanzada*, vol. 2, nº 16, pp. 50-56, 2010.

⁸ALBEA, Carolina; GORDILLO, Francisco y CANUDAS-DE-WIT, Carlos. Control adaptativo del inversor Boost, de *XXVIII Jornadas de Automática*, 2007.

⁹BAETHGE, Erick; BERZOY, Alberto; GUZMÁN, Víctor y GIMÉNEZ, María Isabel. Nuevo sistema de control para el seguimiento del punto de máxima potencia en paneles solares basado en el control predictivo de corriente de convertidores CC-CC, *Universidad, Ciencia y Tecnología*, vol. 15, nº 60, pp. 151-160, 2011.

¹⁰SESHAGIRI, Rao; RAGHU, Selvaraj y RAJASEKARAN, Narayanasamy. Design of feedback controller for boost converter using optimization technique, *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDES)*, vol. 3, nº 1, pp. 117-128, 2013.

¹¹LÓPEZ GARCÍA, Irvin; ESPINOZA PÉREZ, Gerardo y CÁRDENAS, Víctor. Control basado en pasividad para un sistema de generación eólico conectado a la red eléctrica, de *Congreso Nacional de Control Automático AMCA 2013*, Ensenada, 2013.

¹²OLMOS LÓPEZ, José Armando; GUERRERO RAMÍREZ, Gerardo; VENUSTIANO CANALES, Francisco y OLIVER SALAZAR, Marco Antonio. Control basado en pasividad para convertidores elevadores CFP en paralelo, de *Congreso Nacional de Control Automático AMCA 2010*, Puerto Vallarta, 2010.

¹³GILBERT LUENBERGER, David. Introduction to dynamic systems: theory, models and applications, 1 ed., Wiley, 1979, pp. 419-427.

¹⁴SEPULCHRE, Rodolphe; JANKOVIC, Mrdjan y KOKOTOVIC, Petar. Constructive nonlinear control, Berlin: Springer-Verlag, 1996.

¹⁵ERNEST BELLMAN, Richard. Dynamic programming, New Jersey: Princeton, 1957.

¹⁶FREEMAN, Randy y KOKOTOVIC, Petar. Optimality of robust nonlinear feedback controls, Technical Report CCEC-93-1103, 1993.

¹⁷FREEMAN, Randy y KOKOTOVIC, Petar. Robust control of nonlinear systems, Boston: Birkhauser, 1996.

Resultados encontrados en la literatura respecto al control óptimo inverso incluyen¹⁸
¹⁹ 2021²². El presente proyecto de grado busca emplear esta técnica para resolver un problema de optimización en el contexto de mantener regulada la tensión de salida de un convertidor de potencia DC-DC.

En Colombia se destaca el trabajo en control de convertidores de potencia realizado por el grupo DSP de la Universidad Pedagógica Tecnológica de Colombia²³ en el que se estudia la dinámica del convertidor DC-DC tipo Buck en modo corriente/voltaje operando en modo de conducción discontinua.

En la Universidad Industrial de Santander se han realizado algunos trabajos relacionados con el control de circuitos convertidores de potencia, entre los cuales se

¹⁸Ji, Guojun. Inverse optimal stabilization of a class of nonlinear systems, de *Proceedings of the 26th Chinese control conference*, Hunan, 2007.

¹⁹RODRÍGUES, Luis. An inverse optimality method to solve a class of second order optimal control problems, de *IEEE 18th Mediterranean conference on control & automation*, Marrakech, 2010.

²⁰KRSTIC, Miroslav y LI, Zhong Hua. Inverse optimal design of input-to-state stabilizing nonlinear controllers, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 43, n° 3, pp. 336-350, 1998.

²¹MOYLAN, Peter y OUTRAM ANDERSON, Brian David. Nonlinear regulator theory and an inverse optimal control problem, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 18, n° 5, pp. 460-465, 1973.

²²LIU, Ziquian; WANG, Qunjing y SCHURZ, Henri. Inverse optimal noise-to-state stabilization of stochastic recurrent neural networks driven by noise of unknown covariance, *Optimal Control Application and Methods*, vol. 30, n° 2, pp. 163-178, 2009.

²³HERNÁNDEZ GÓMEZ, Óscar Mauricio. Dinámica del convertidor DC-DC tipo Buck controlado en modo corriente/voltaje operando en modo de conducción discontinua, Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia, Tunja, 2009.

destacan:^{2425 2627 28}, realizando análisis, diseño, simulación e implementación sobre varias plataformas embebidas, de estrategias de control PID y por modos deslizantes, para regular la tensión de salida en un convertidor DC-DC tipo Buck.

²⁴FUENTES DÍAZ, Lady Gisselieth; TUTIRA CÁCERES, Yuli Karina y ESTEBAN RIOS, Pedro Julio. Diseño y simulación de estrategias de control conmutado en convertidores de potencia, Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, 2012.

²⁵JÁCOME MINORTA, David Fernando y NAVARRO MINORTA, Laura Gisela. Control conmutado basado en FPGA para un convertidor DC-DC, Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, 2013.

²⁶GÓMEZ JIMÉNEZ, Maria Fernanda. Control por modos deslizantes de un convertidor DC-DC, Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, 2013.

²⁷CRUZ RODRÍGUEZ, Johny Arnoldo y SERRANO CALDERÓN, Daniel Esteban. Control conmutado basado en PSoC para un convertidor DC-DC, Universidad industrial de Santander, Bucaramanga, 2014.

²⁸DURÁN BLANCO, Cristian Ricardo Esteban. Control conmutado basado en FPAA para un convertidor DC-DC, Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, 2014.

1. PLANTEAMIENTO Y DEFINICIÓN DEL PROBLEMA

Los convertidores electrónicos de potencia se han consolidado como un elemento fundamental en los sistemas eléctricos debido esencialmente a su alta demanda. En particular, las topologías DC-DC (con entrada y salida de corriente continua) presentan una amplia gama de uso en tecnologías contemporáneas de dispositivos electrónicos, por ejemplo, en todas aquellas que implican el uso de baterías. Debido a esto, el control de convertidores de potencia conmutados se convierte en un área de investigación muy activa tanto en electrónica de potencia como en control automático. Técnicas de control que podrían formularse para mejorar el desempeño del sistema son las basadas en optimización. Sin embargo, su complejidad matemática restringe la posibilidad de garantizar soluciones cerradas para problemas genéricos. Como alternativa se proponen las técnicas denominadas de control óptimo inverso. Por todo lo anterior, alrededor de esta temática es válido plantearse las siguientes inquietudes de investigación: ¿Cómo se formula un problema de control óptimo inverso para un circuito convertidor de potencia? ¿Es posible mejorar el desempeño del circuito empleando la técnica de control óptimo inverso? ¿Qué tan viable es llevar a la práctica este tipo de técnicas de control? ¿Cómo implemento la técnica de control óptimo inverso sobre el circuito convertidor de potencia? ¿Cómo evalúo el desempeño del sistema controlado?

El presente proyecto de grado busca realizar aportes y obtener resultados direccionados a la resolución de estas inquietudes, constituyendo una base para posteriores desarrollos afines al interior del grupo de investigación CEMOS que permitan abordar de manera profunda esta temática en el contexto del área estratégica de Energías de la Universidad Industrial de Santander, todo esto con base en los objetivos propuestos a continuación.

2. OBJETIVOS

2.1 OBJETIVO GENERAL

- ✓ Implementar una estrategia de control óptimo inverso en un circuito convertidor DC-DC.

2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- ✓ Calcular los parámetros para un controlador del tipo óptimo inverso, aplicado en la regulación de un circuito convertidor de potencia DC-DC
- ✓ Analizar el comportamiento del sistema controlado empleando herramientas de simulación
- ✓ Sintetizar circuitalmente el sistema y la estrategia de control propuestos
- ✓ Validar el desempeño del sistema controlado a partir de pruebas de laboratorio.

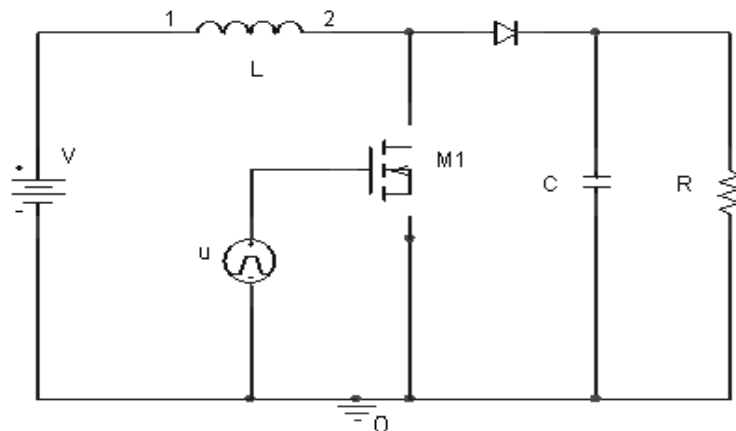
3. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL CONVERTIDOR ELEVADOR

El presente capítulo, ilustra el modelado matemático, el cálculo de parámetros y la implementación circuital, para un convertidor CC-CC de tipo elevador. Adicionalmente, se realiza una revisión para las estrategias de control óptimo inverso y basado en pasividad, que serán implementadas en posteriores capítulos sobre el sistema.

3.1 CIRCUITO CONVERTIDOR ELEVADOR

En la Fig.1 se ilustra el diagrama esquemático para un circuito convertidor de potencia de tipo elevador (boost). Para describir el comportamiento operacional del sistema, se analizan las configuraciones circuitales resultantes para cada posición del dispositivo de conmutación (u en la figura).

Figura 1. Circuito convertidor elevador



De esta manera, considerando como variables de estado del sistema a la corriente en el inductor ($x_1 = i_L$) y al voltaje en el capacitor ($x_2 = v_C$), se plantean las siguientes situaciones:

- Interruptor cerrado ($u = 1$)

$$\frac{dx_1}{dt} = \frac{V_{in}}{L}$$

$$\frac{dx_2}{dt} = -\frac{1}{RC}x_2;$$

- Interruptor abierto ($u = 0$) y diodo polarizado en directo

$$\frac{dx_1}{dt} = -\frac{1}{L}x_2 + \frac{V_{in}}{L}$$

$$\frac{dx_2}{dt} = -\frac{1}{RC}x_2 + \frac{1}{C}x_1;$$

- Interruptor abierto ($u = 0$) y diodo polarizado en inverso

$$\frac{dx_1}{dt} = \frac{V_{in}}{L}$$

$$\frac{dx_2}{dt} = -\frac{1}{RC}x_2;$$

A partir de lo anterior, suponiendo una operación de frecuencia de conmutación lo suficientemente alta, es posible obtener el siguiente modelo compacto para la dinámica del sistema en el espacio de estados²⁹:

$$\frac{dx_1}{dt} = \frac{V_{in}}{L} - \frac{(1-U)x_2}{L}$$

$$\frac{dx_2}{dt} = \frac{(1-U)x_1}{C} - \frac{x_2}{RC} \quad (1)$$

²⁹BARAJAS, David y DURÁN, Jorge. Análisis y control de un convertidor Boost mediante la teoría de Pasividad de Lyapunov, Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, 2015.

siendo $U \in [0, 1]$ el valor promedio del esfuerzo de control, correspondiente con un tren de pulsos modulado en ancho de pulso (PWM). Este modelo es denominado modelo promediado en modo de conducción continua, considerando componentes ideales.

Partiendo de este modelo, se seleccionan los valores de parámetro en el modo siguiente:

- 1) Considerando una resistencia de carga R de 100 [Ω] / 10 W y una frecuencia de conmutación f de 20 [kHz], se desea obtener una tensión de salida V_o de 10 [V] ante una tensión de entrada V_s de 5 [V].
- 2) Por tanto, asumiendo un rizado de tensión de salida ΔV_o del 2.5%, para un ciclo útil nominal D del 50%, se calcula el valor de capacitancia a partir de³

$$C > \frac{D}{Rf(\Delta V_o/V_o)} = 1[\mu\text{F}]$$

con base en lo cual se selecciona un valor comercial cercano correspondiente con 10 [μF].

- 3) Asimismo, se calcula el valor de la inductancia mínima a partir de³

$$L_{min} > \frac{D(1-D)^2 R}{2f} = 312.5[\mu\text{H}]$$

³HART, Daniel Electrónica de potencia, 1 ed., Madrid: Pearson Educación S.A., 2001, p. 201.

³ ibis

con base en lo cual se selecciona un valor comercial cercano correspondiente con 1 [mH].

Finalmente, a partir de estos parámetros de diseño se seleccionan los componentes adicionales para el circuito incluidos en la Tabla 1.

Tabla 1. Descripción elementos de circuito convertidor elevador

ELEMENTO	DESCRIPCIÓN
Transistor	MOSFET de potencia comercial de referencia IRFP150
Diodo	Rectificador Schottky comercial de referencia SB550

Una vez seleccionados estos componentes, se procedió a realizar simulación numérica para las ecuaciones del circuito dadas en (1) empleando integración numérica a través del paquete de solución de ecuaciones diferenciales ODE de MATLAB®, según se ilustra en el Anexo A, permitiendo obtener las curvas mostradas en las Figs. 2 y 3 para la tensión en el capacitor y la corriente del inductor, respectivamente. A partir de dichas simulaciones se observa un comportamiento dinámico del sistema caracterizado por una respuesta subamortiguada, con tiempo de establecimiento de alrededor 5 [ms] y un sobrepico de tensión cercano al 70%, con valor de estado estacionario y componentes de rizado consistentes con las consideraciones del diseño circuital. Asimismo, se obtiene un pico de corriente de 1 [A].

Es importante mencionar en este punto, que los valores de parámetro seleccionados en el diseño permiten reproducir una situación verificable en la práctica; es decir, son medibles (principalmente en cuanto refiere a velocidad de adquisición) para las especificaciones de los equipos disponibles en los laboratorios de la E3T-UIS.

Ahora bien, tomando en cuenta que en la práctica un convertidor de potencia se somete a cambios de su entorno, se considera una perturbación en el voltaje de suministro V_{in} , correspondiente con un incremento de 1 [V] posterior al estado estacionario, es decir en $t = 7$ [ms].

Figura 2. Simulación para tensión de capacitor en el convertidor elevador

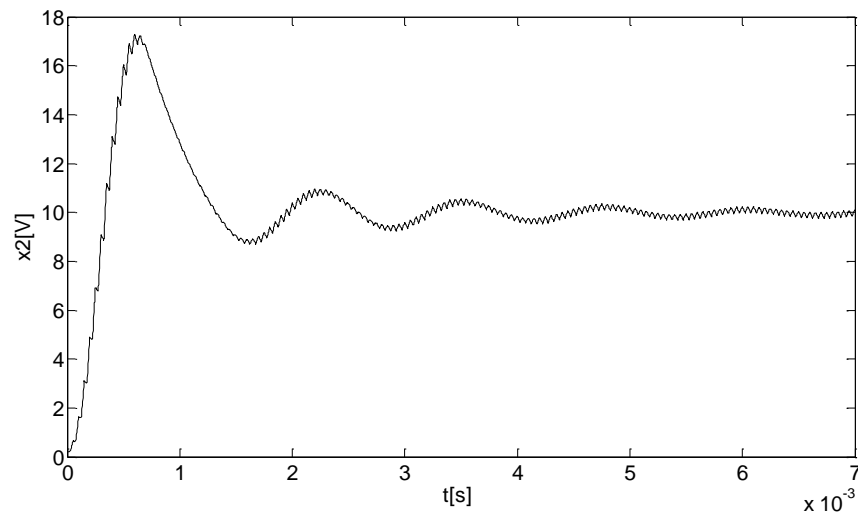
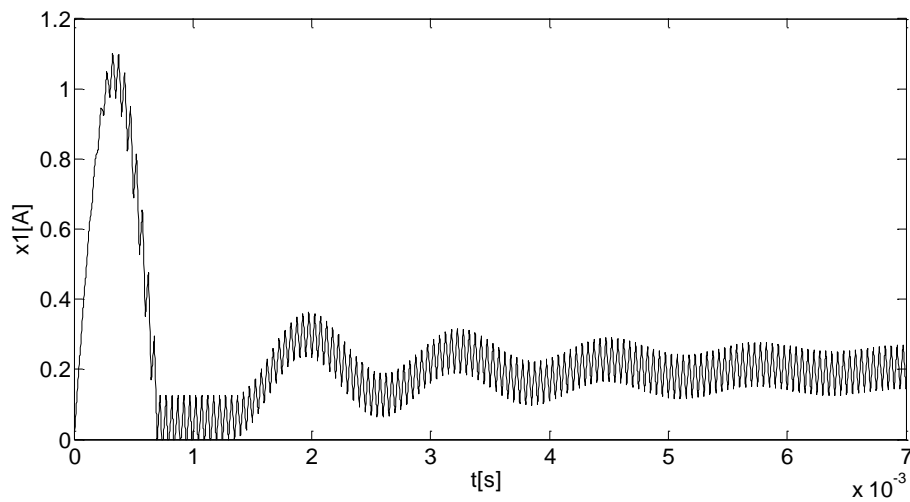
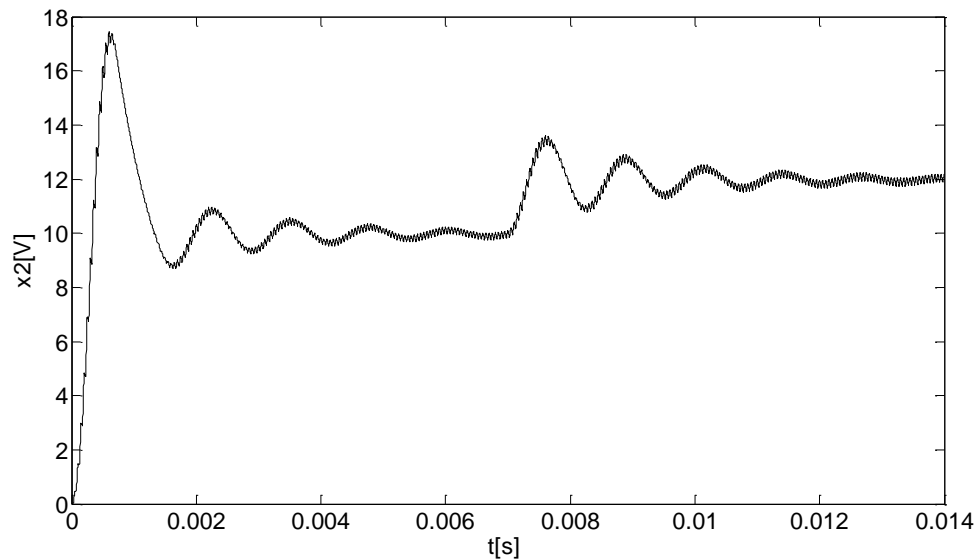


Figura 3. Simulación para corriente de inductor en el convertidor elevador



Las Figs. 4 y 5 muestran respectivamente, las respuestas de tensión en el capacitor y corriente en el inductor para el sistema perturbado, a partir de las cuales se aprecia la incapacidad del sistema en lazo abierto para mantener invariante la tensión de salida, ante cambios arbitrarios en la tensión de suministro. Esto justifica la implementación de leyes de control, como será abordado posteriormente en el texto. Del mismo modo, se observa que el efecto de la perturbación es más significativo en la tensión del capacitor que en la corriente del inductor.

Figura 4. Simulación para tensión con perturbación de suministro



3.2 CONSTRUCCIÓN DE PROTOTIPO DE LABORATORIO

Una vez diseñado y simulado, el convertidor de potencia elevador es implementado circuitalmente en laboratorio. Para ello, se constituye la estructura general ilustrada en la Fig. 6, a partir de la cual se destacan los bloques de actuación (generador PWM), sensado (transductores de corriente y voltaje), perturbación (alteración de valores nominales para tensión de suministro y resistencia de carga) y control (para

modificar el ciclo útil de conmutación, con base en una ley de control determinada). A continuación, se realiza una breve descripción de la manera en la que cada una de las etapas de dicho diagrama fue constituida.

Figura 5. Simulación para corriente con perturbación de suministro

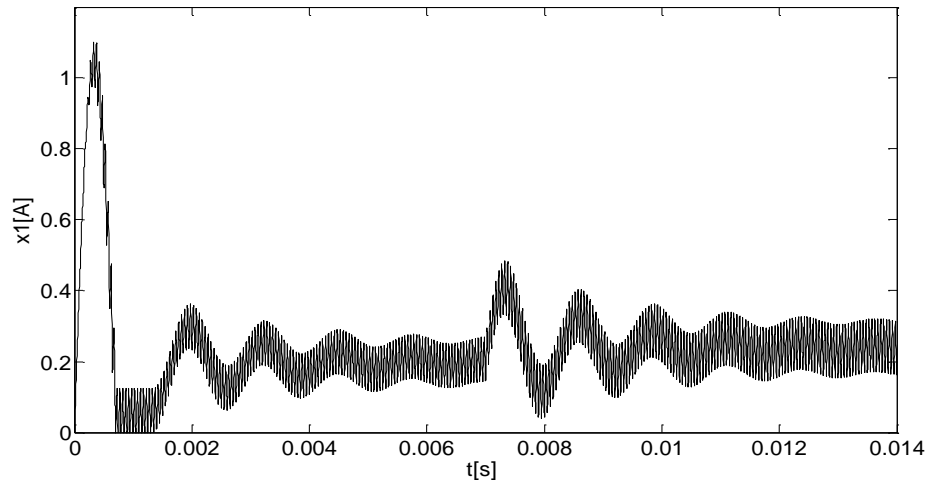
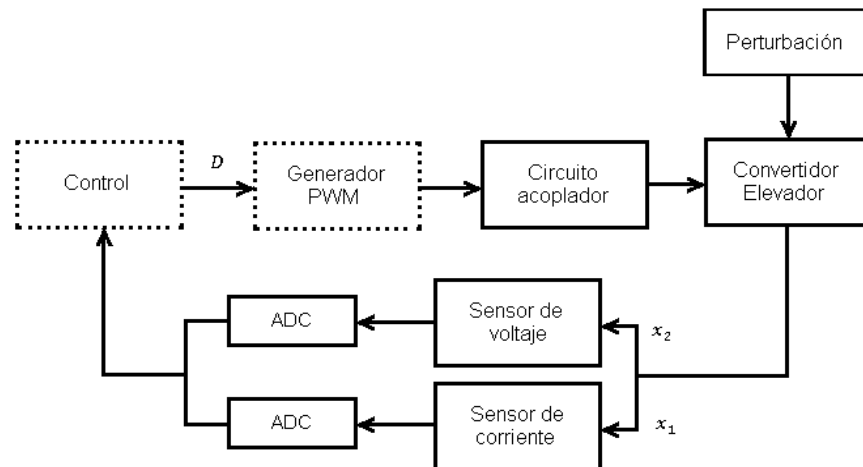
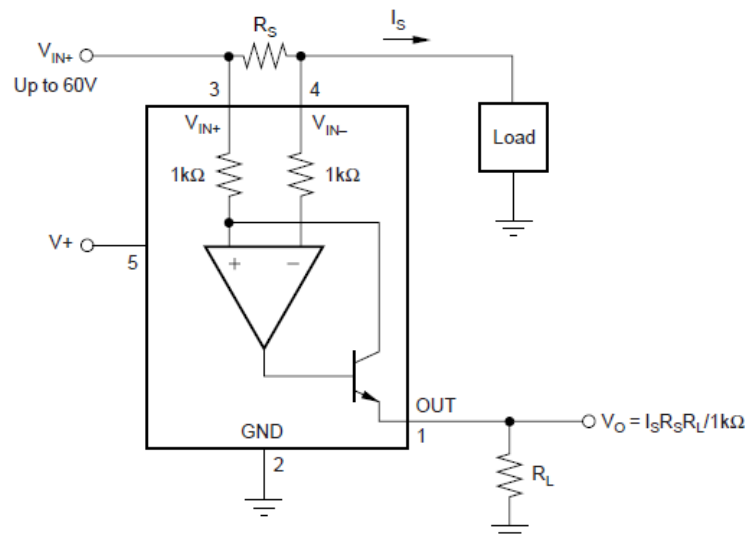


Figura 6. Estructura general del sistema experimental



3.2.1 Dispositivo de sensado. Para sensar la corriente en el inductor, un amplificador de instrumentación (INA169) fue configurado para medir la corriente que pasa a través una resistencia shunt (R_s) como se ilustra en la Figura 7. Esta resistencia shunt es colocada en serie con el inductor, de manera tal que su caída de tensión refleje la corriente que circula a través de ambos. La salida del amplificador de instrumentación se ajusta para una máxima tensión de +5 [VDC], seleccionando los valores de parámetro incluidos en la Tabla 2. Este valor de tensión máxima corresponde con el máximo configurable para resolución completa (8 bits) de un convertidor analógico a digital ADC0804, acoplado en cascada como camino hacia el dispositivo de proceso y configurado según mostrado en la Figura 8, para valores típicos de su hoja de datos.

Figura 7. Dispositivo para sensado de corriente



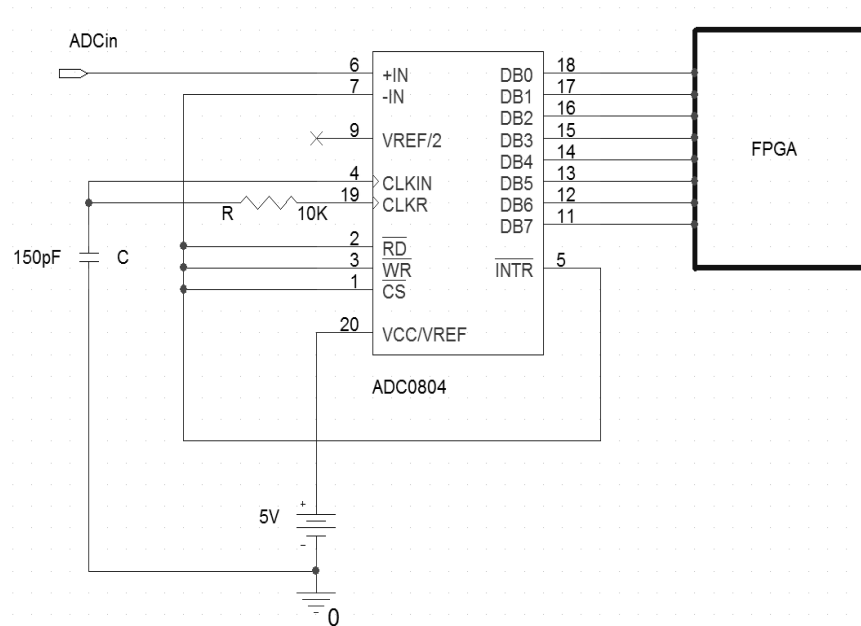
Fuente: Texas Instruments

De manera similar, para proceder con el sensado de la tensión de salida se acopló el capacitor a un circuito seguidor de tensión (constituido con un TLV2252) actuando como adaptador de impedancias, con ganancia ajustada para modificar los niveles de salida del convertidor elevador al rango 0-5 [VDC], posteriormente convertidos a niveles digitales en modo idéntico al caso descrito en el párrafo anterior.

Tabla 2.Valores considerados para el sensado de corriente

Parámetro	R_s	R_L	I_s
Valor	13 [mΩ]	10 [kΩ]	0.22 [A]

Figura 8. Convertidor analógico a digital

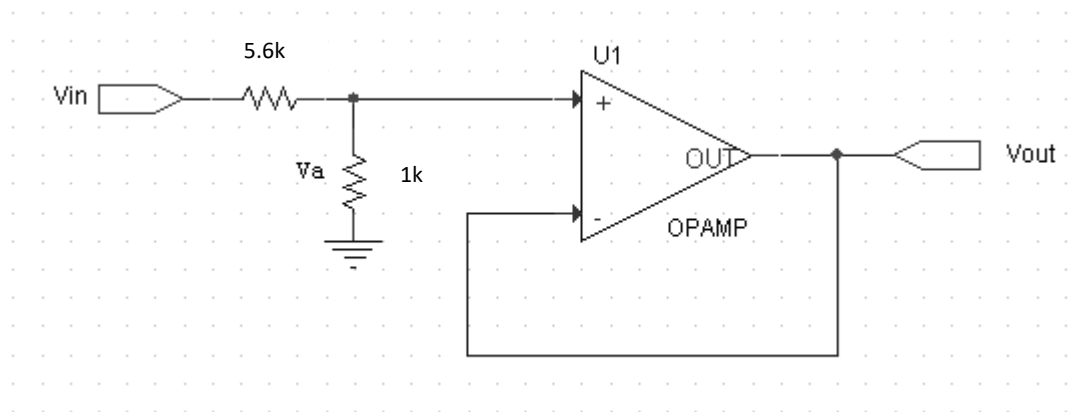


Los valores de resistencia incluidos en la configuración mostrada en la Fig. 9, fueron seleccionados para constituir un divisor de tensión

$$V_a = \left(\frac{1k\Omega}{1k\Omega + 5.6k\Omega} \right) x_2(t)$$

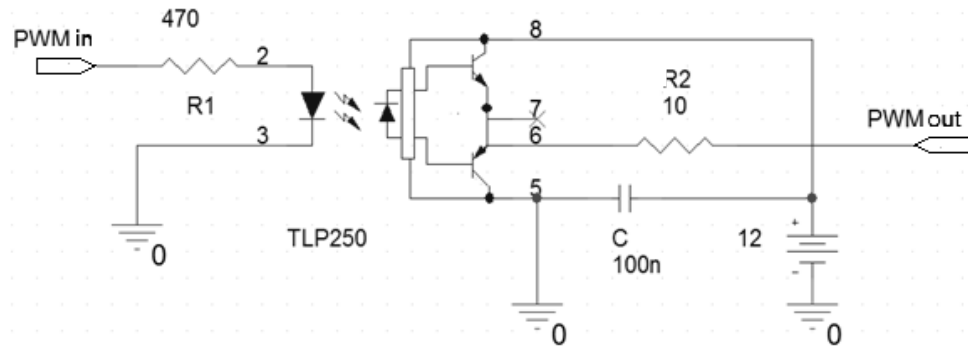
de manera que, para cuando la tensión en el capacitor $x_2(t)$ alcance su valor máximo de 30 [V] (rango que será justificado posteriormente en el texto), el seguidor entregue como tensión máxima al convertidor analógico a digital un valor de 4.54 [VDC].

Figura 9. Seguidor de tensión para acople de salida a sensor



3.2.2 Circuito acoplador. La interfaz entre la componente de gobierno digital y el circuito analógico de potencia del sistema, se realiza a través de acople óptico (empleando un optoacoplador TLP250) tal y como se ilustra en el diagrama esquemático de la Fig.10, configurado para valores típicos sugeridos en la hoja de datos del fabricante. Además de las características de aislamiento eléctrico (protección) y mejoramiento de las formas de onda (filtrado), esta etapa presenta una apropiada respuesta en ancho de banda (tiempos de conmutación de hasta 1.5 [μs]), requerida para el tipo de aplicación considerada.

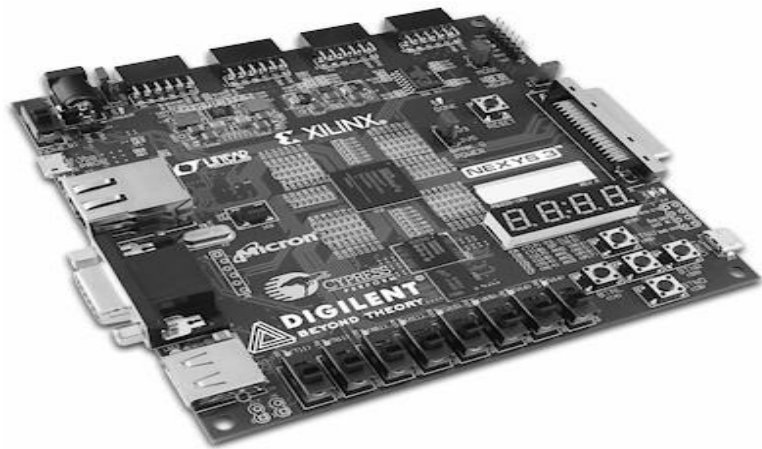
Figura 10. Interfaz de señal digital a señal de potencia



Unidad de control y generador PWM. Para implementar los algoritmos de control se empleó la plataforma de desarrollo para sistemas digitales de arquitectura configurable FPGA (DIGILENT NEXYS 3 de Xilinx®) ilustrada en la Fig. 11. Dicho dispositivo está basado en tecnología FPGA Spartan®-6, con capacidad de memoria de 16Mb y frecuencia de reloj de 100 MHz, lo cual le brinda altas prestaciones.

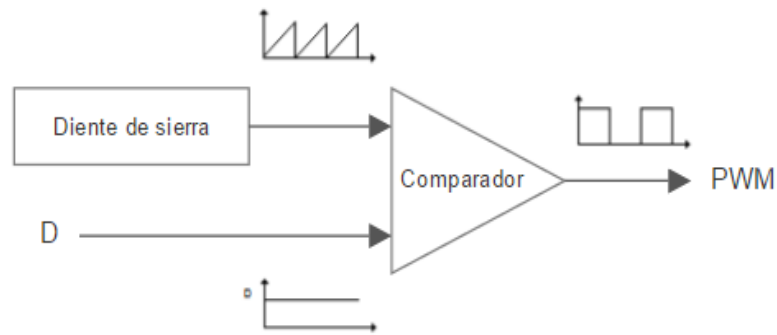
De manera complementaria, para operar el gobierno sobre el circuito convertidor de potencia es necesario constituir un bloque de actuación a partir de un modulador de señal por ancho de pulso (PWM). Dicho módulo fue constituido en FPGA tomando como base el diagrama de bloques de la Fig. 12, en el cual se realizó la comparación entre una entrada de referencia (D en el diagrama, correspondiente con el ciclo útil) y una señal de tipo diente de sierra, generada mediante un contador reiniciado cada periodo de la señal. De esta manera, la salida del comparador será “0” o “1”, dependiendo de la magnitud relativa entre entradas. La base de tiempo para la señal diente de sierra fue configurada a través de un divisor de la frecuencia de reloj del FPGA, permitiendo obtener un periodo de 50 [μs].

Figura 11. Sistema de desarrollo para algoritmos de control



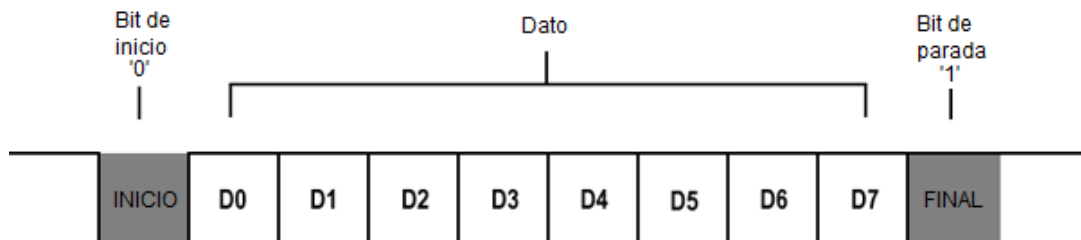
Fuente:www.digilentinc.com

Figura 12. Diagrama de bloques para actuador PWM



Adicionalmente, la señal de ciclo útil generado fue enviada para almacenamiento externo en un PC empleando el periférico de comunicación UART (configurado a 115200 baudios) disponible en el sistema de desarrollo para FPGA utilizado. En particular, la trama de datos empleada se ilustra en la Fig. 13, conteniendo un bit de inicio '0', 8 bits de transmisión de información (D0-D7) y un bit de parada '1', sin bit de paridad. Esta señal de ciclo útil será importante en el análisis del sistema experimental presentado en el Capítulo 4.

Figura 13. Trama de datos para transmisión UART

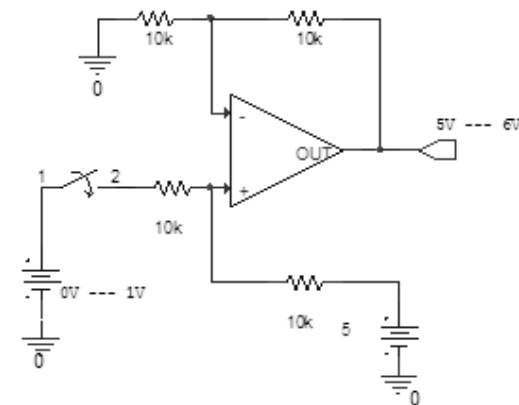


3.2.3 Perturbaciones. Para modificar las condiciones de operación nominal del sistema, se realizaron modificaciones al circuito para variar los valores de la tensión de suministro V_{in} y de resistencia de carga R .

La modificación de la carga se realizó a partir de una resistencia de $100\ [\Omega] / 10\ [W]$ ubicada en paralelo con la carga original (accionada mediante un conmutador), provocando una reducción del 50% en el valor nominal.

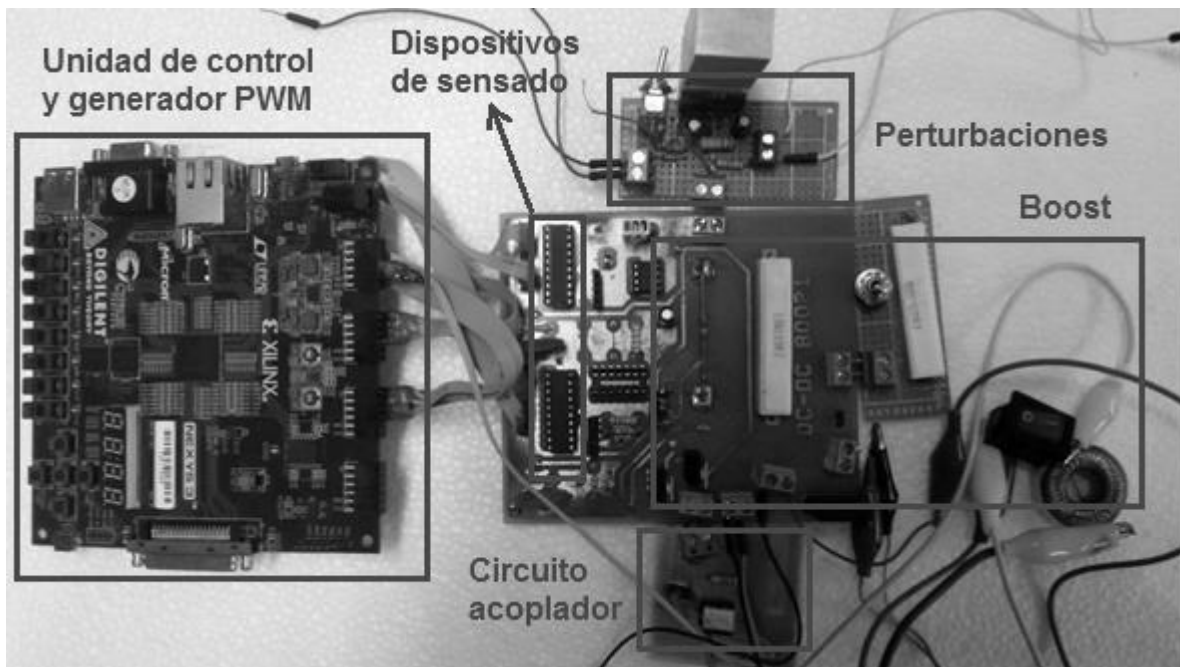
El cambio en la tensión de suministro se obtuvo incorporando un sumador de tensión, con características de alta potencia (OPA549), en la entrada del circuito como ilustrado en la Fig. 14. Este dispositivo fue necesario debido a las altas corrientes requeridas por el circuito convertidor al momento de aplicar los cambios transitorios de la perturbación. Como se observa, las resistencias del circuito fueron ajustadas (de igual valor) para una ponderación unitaria sobre las señales sumadas.

Figura 14. Sumador de tensión para perturbación de entrada



El sistema final implementado en laboratorio se visualiza en la Fig. 15. Los diagramas de circuito impresos diseñados se presentan en el Anexo B.

Figura 15. Prototipo implementado en laboratorio



3.3 COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA EXPERIMENTAL

Con el sistema así constituido, se procedió a realizar pruebas para verificar su correcto funcionamiento en lazo abierto nominal. De esta manera se obtuvieron las curvas experimentales visualizadas en las Figs. 16 y 17, para el voltaje en el capacitor y la corriente del inductor, respectivamente, partiendo desde el reposo. Dichas curvas replican satisfactoriamente los resultados teóricos presentados previamente en las correspondientes Figs. 2 y 3.

Asimismo, las Figs. 18 y 19 verifican el efecto de perturbaciones aplicadas en la tensión de suministro del circuito posterior al estado estacionario, justificando la necesidad de incluir una etapa de control para compensar dichos efectos indeseados.

Figura 16. Tensión experimental de capacitor en el convertidor elevador

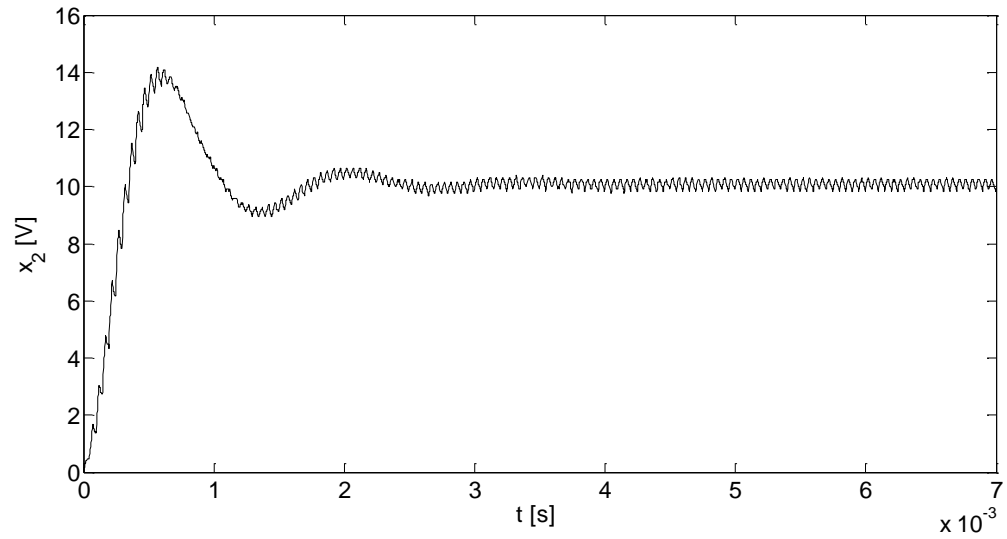


Figura 17. Corriente experimental de inductor en el convertidor elevador

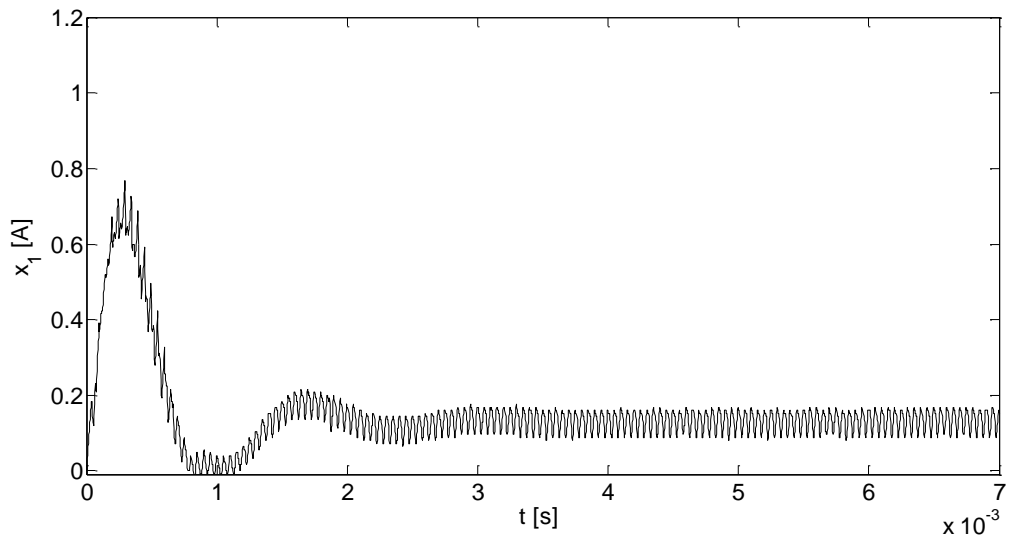


Figura 18. Tensión experimental de capacitor ante perturbación

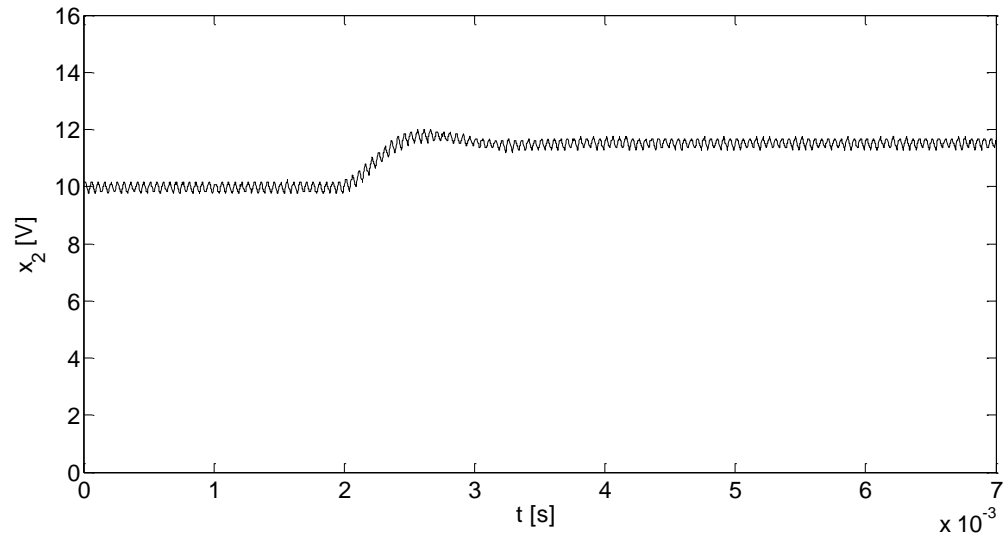
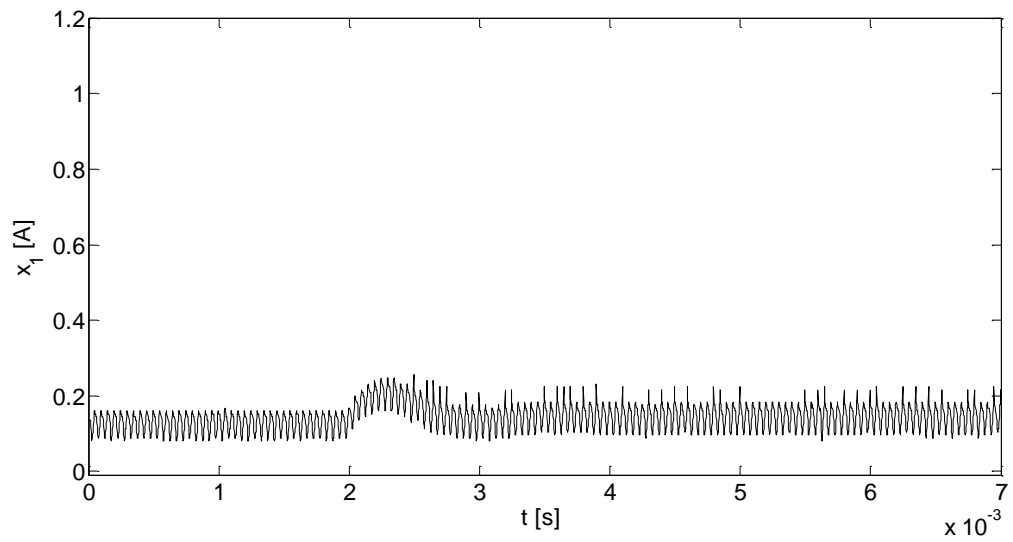


Figura 19. Corriente experimental de inductor ante perturbación



3.4 CONTROL BASADO EN PASIVIDAD

Considere un sistema físico que puede aumentar su energía sólo a través del suministro de una fuente externa, definido en el espacio de estados mediante²⁹:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g(x)u, & x &\in \mathbb{R}^n \\ y &= h(x, u), & u, y &\in \mathbb{R}^m,\end{aligned}\tag{2}$$

para el vector de estado x , las entradas u y salidas y . Asuma que el sistema tiene asociada una función $w: \mathbb{R}^m \times \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}$, llamada función de suministro, que es localmente integrable para todo $u \in U$, esto es, satisface

$$\int_{t_0}^{t_1} |w(u(t), y(t))| dt < \infty$$

para todo $t_0 \leq t_1$. Sea X un subconjunto de \mathbb{R}^n que contiene el origen. Se dice que el sistema es **disipativo** en X con función de suministro $w(u, y)$, si existe una función $S(x)$; $S(0) = 0$, tal que $S(x) \geq 0$ para todo $x \in X$ y además se satisface la siguiente condición:

$$S(x(T)) - S(x(0)) \leq \int_{t_0}^{t_1} w(u(t), y(t)) dt,\tag{3}$$

para todo $u \in U$ y $T \geq 0$ tal que $x(t) \in X$ para todo $t \in [0, T]$. La función $S(x)$ es llamada función de almacenamiento. A partir de (3) se tiene:

$$\frac{d}{dt} S(x(t)) \leq w(u(t), y(t)),$$

²⁹BARAJAS, David y DURÁN, Jorge. Análisis y control de un convertidor Boost mediante la teoría de Pasividad de Lyapunov, Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, 2015.

implicando que el concepto de disipatividad se aplica a cualquier sistema cuya función de suministro sea mayor a la energía almacenada por el sistema. Por tanto, el sistema es **pasivo** si es **disipativo** con función de suministro $w(u, y) = u^T y$. En otras palabras, la pasividad puede definirse como una disipatividad con función de suministro bilineal.

A partir de ello es posible formular una ley de control basada en energía, fundamentada en la premisa de que un sistema estable es aquel que no amplifica, pero si disipa, la energía de la fuente de suministro. Este contexto implica modelar el sistema a partir de un enfoque energético empleando ecuaciones de Euler-Lagrange, para posteriormente estudiarlo en términos de análisis de estabilidad de Lyapunov. Posteriormente se formula una ley de control que, en esencia, aplica amortiguamiento (es decir disipación) al sistema, para manipular su estabilidad y por ende su dinámica. En ²⁹, D. Barajas y J. Durán realizan aplicación de dichos conceptos para formular una ley de control basado en pasividad para un convertidor elevador.

Alternativamente, en ³⁴ se propone una ley de control, basado en pasividad, de la forma:

$$u = 1 - \frac{1}{x_{2d}} [Vin + \alpha(x_1 - x_{1d})] \quad (4)$$

donde $x_{1d} = \frac{x_{2d}^2}{R Vin}$, representa el valor deseado de corriente x_1 en estado estacionario, x_{2d} es el valor deseado para x_2 y α corresponde con un parámetro que representa el factor de amortiguamiento para la ley de control. El Anexo C incluye la derivación formal para (4).

²⁹BARAJAS, David y DURÁN, Jorge. Análisis y control de un convertidor Boost mediante la teoría de Pasividad de Lyapunov, Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, 2015.

³⁴VEGA, Carlos. Análisis de técnicas de control basado en pasividad para manipular el comportamiento de circuitos convertidores de potencia CC-CC. 2016, Tesis de Maestría (Ingeniería Electrónica). Universidad Industrial de Santander.

3.5 CONTROL ÓPTIMO INVERSO

Resolver un problema de control óptimo para el sistema (2), corresponde con encontrar una ley de control óptima $u = u^*$, que permita minimizar (o maximizar) el índice de desempeño dado por [34]:

$$J = \int_0^{\infty} [l(z(t)) + u^T(t)\mathbf{R}(z(t))u(t)]dt, \quad (5)$$

donde $z(t) \in \mathbb{R}^n = x(t) - x_d$, siendo x_d los valores deseados de x , $l(z(t)) \geq 0$ representa la ponderación del error y $\mathbf{R}(z(t))$ es el esfuerzo de la ley de control. El siguiente teorema, da condiciones suficientes para hallar esta ley de control óptima u^* ³⁴:

Teorema (Condición suficiente para la optimalidad):

Si existe una función semidefinida positiva $V(z)$ en C^1 , que satisface la ecuación de Hamilton-Jacobi-Bellman (HJB):

$$l(z) + \frac{\partial V}{\partial z} f(x) - \frac{1}{2} \frac{\partial V}{\partial z} g(x) \mathbf{R}^{-1}(z) g^T(x) \frac{\partial V}{\partial z} = 0 \quad (6)$$

para $V(0) = 0$ y donde $l(z)$ y $\mathbf{R}^{-1}(z)$ vienen dados por el funcional de costo, mientras $f(x)$ y $g(x)$ por el sistema, de tal manera que el control de retroalimentación es definido por la ecuación:

$$u^* = -\frac{1}{2} \mathbf{R}^{-1}(z) g^T(x) \frac{\partial V}{\partial z} \quad (7)$$

entonces si u^* logra la estabilidad asintótica en el punto de equilibrio, u^* es el control óptimo de estabilización que minimiza el funcional de costo para todo $u(t)$, garantizando $\lim_{t \rightarrow \infty} z(t) = 0$ y sigue siendo $V(z)$ la función de valor óptimo.

³⁴VEGA, Carlos. Análisis de técnicas de control basado en pasividad para manipular el comportamiento de circuitos convertidores de potencia CC-CC.2016, Tesis de Maestría (Ingeniería Electrónica). Universidad Industrial de Santander.

Así, para resolver el problema de control óptimo se hace necesario determinar la función $V(z)$ que resuelve la ecuación HJB en (6). En general, la solución explícita para dicha ecuación no es un problema trivial. Sólo en algunos casos simples como el regulador cuadrático lineal (LQR) es posible derivar resultados analíticos precisos. Por tanto, como una alternativa para encontrar la solución óptima estabilizante sin necesidad de resolver la correspondiente ecuación HJB, se propone el denominado **control óptimo inverso**, en el cual se establece *a priori* una ley de control para el problema, y *a posteriori* se establece el funcional de costo que dicha ley de control minimiza.

Por tanto, a partir de (7) y asumiendo una forma cuadrática para $V(z)$, es posible formular una ley de control, óptimo inverso, para el circuito convertidor elevador, en la forma:

$$u = \left(1 - \frac{V_{in}}{x_{2d}}\right) - \frac{1}{2} \mathbf{R}^{-1} \left(x_1 x_{2d} - x_2 \frac{x_{2d}^2}{R V_{in}}\right) \quad (8)$$

El Anexo C incluye la derivación formal para (8).

3.6 CONTROL DIGITAL PARA CONVERTIDORES DE POTENCIA

Tomando como referencia los trabajos de Sreeram Rajagopalan³¹ ³², A. Peña desarrolló un trabajo de grado orientado a implementar algoritmos de controladores digitales sobre circuitos convertidores de potencia, empleando co-diseño en

³¹RAJAGOPALAN, Sreeram. Mixed Level and Mixed Signal Simulation using PSpice A/D and VHDL. Technical Report. EMA Design Automation Inc, 2005.

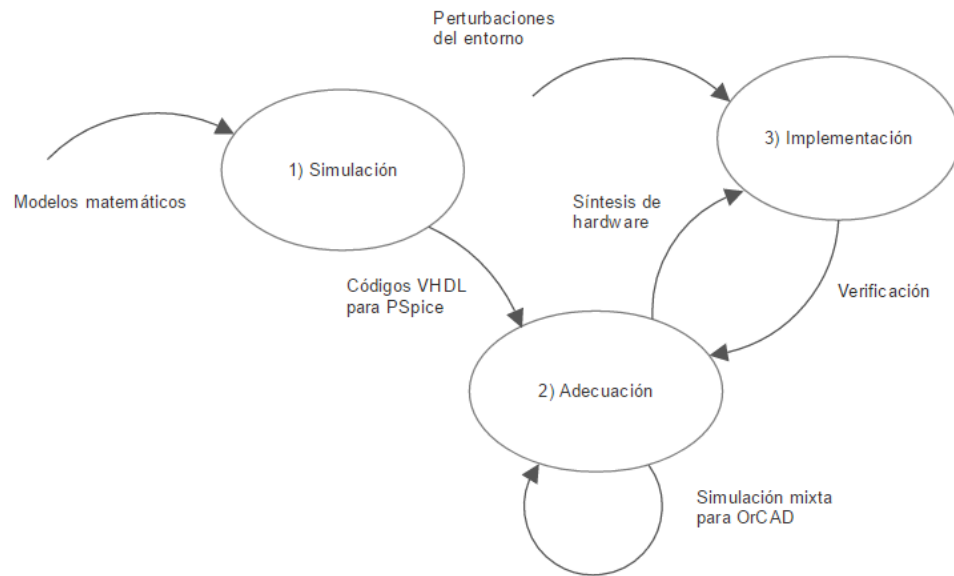
³²RAJAGOPALAN, Sreeram. A New Desing Methodology for Mixed Level and Mixed Signal Simulation using PSpice A/D and VHDL. Master Thesis (Computer Engineering). Rochester Institute of Technology, 2005.

VHDL³³. Para ello, fundamentalmente se hizo provecho de herramientas de simulación mixta, que permitieron integrar bloques de simulación en OrCAD® para estructuras digitales codificadas en VHDL, interactuando con circuitería analógica de un convertidor de potencia reductor, constituyendo resultados muy próximos a los esperados a través de la implementación final en hardware. En el presente trabajo de grado se propone un abordaje similar, ilustrado mediante la metodología de implementación de controladores digitales mostrada en la Fig. 20, en la cual, inicialmente se realiza un análisis del comportamiento del sistema controlado a partir de simulación de sus modelos matemáticos correspondientes. Posteriormente, dichos algoritmos son sintetizados en VHDL y simulados en OrCAD® como paso intermedio hacia la implementación real en hardware. Finalmente, se verifica su comportamiento en un prototipo real de laboratorio.

Es conveniente mencionar, que en el presente trabajo de grado los autores realizan las etapas 1 y 3 de la mencionada metodología, siendo articulado con resultados de la etapa 2 proporcionados por el proyecto de maestría [34] a cargo del Co-director del proyecto. También se debe hacer notar que el trabajo de A. Peña abordó solamente las etapas 1 y 2 de la metodología propuesta, por tanto el presente trabajo es novedoso en cuanto permite verificar experimentalmente los resultados de simulación, según será mostrado en los capítulos sucesivos del texto.

³³PEÑA, Adriano. Herramientas EDA para el diseño de controladores digitales en VHDL, Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, 2015.

Figura 20. Metodología para implementación de algoritmos de control



Fuente: Modificado de [35]

4. SIMULACIÓN PARA ESTRATEGIAS DE CONTROL

Posterior al diseño y construcción del circuito convertidor elevador, el presente Capítulo aborda el análisis de los resultados de simulación para las estrategias de control a ser implementadas en el sistema, con el objetivo de mantener regulada la tensión de salida (tensión del capacitor) a pesar de la incidencia de perturbaciones en el lazo de control. Los resultados presentados son preámbulo para la implementación definitiva sobre hardware, abordada en el Capítulo siguiente.

4.1 CARACTERIZACIÓN DEL SISTEMA EN LAZO ABIERTO

Antes de realizar cualquier acción de control sobre el sistema, es conveniente analizar el comportamiento del mismo ante condiciones de operación nominal (en lazo abierto), para poder determinar (es decir, caracterizar) sus intervalos de operación admisibles.

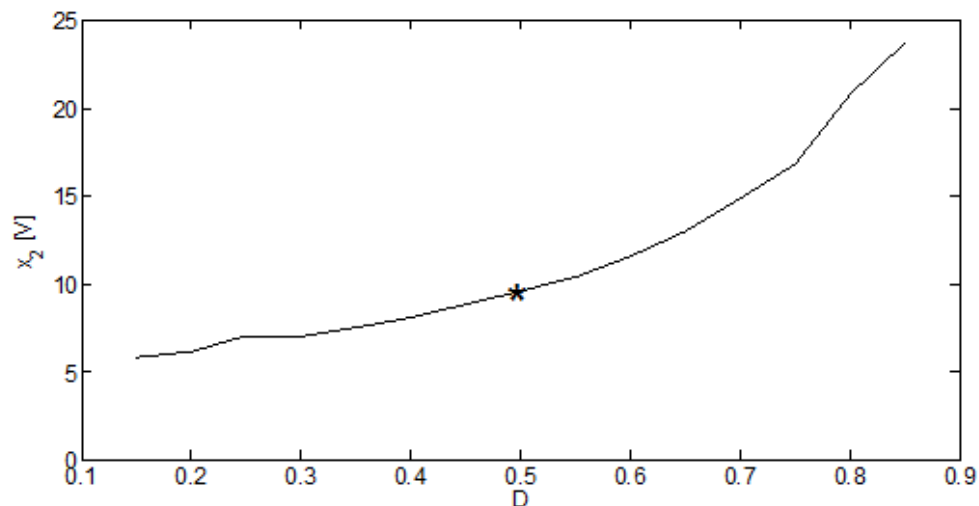
De esta manera, se realizó simulación en MATLAB® para el sistema (1) según descrito en el Anexo A, para diferentes valores del ciclo útil D del modulador PWM. La Fig. 21 presenta la relación obtenida para los valores de estado estacionario de tensión en el capacitor x_2 como función del ciclo útil. A partir de esto es apreciable la característica de comportamiento no lineal para la relación x_2/D del convertidor, verificando la formulación teórica dada por ³:

$$x_2 = \frac{1}{1-D} V_{in}$$

³ HART, Daniel. Electrónica de potencia, 1 ed., Madrid: Pearson Educación S.A., 2001, p. 201.

También es posible visualizar en la Fig. 21 el amplio rango de operación, con respecto al valor nominal (identificado por un asterisco en la Figura) que en la práctica puede obtenerse, abarcando $D \in [0.15, 0.80]$ para generar variaciones apreciables y consistentes en la tensión de salida (es decir, evitando fenómenos de saturación, zona muerta y otros comportamientos impredecibles). Un comportamiento similar es apreciable en la Fig. 22 para el caso de la corriente en el inductor, permitiendo determinar los máximos valores de corriente que pueden ser experimentados en la práctica para el circuito, siendo un importante aspecto en el diseño y dimensionamiento de componentes. Esta información de rango de actuación, será utilizada en adelante para restringir los límites operacionales del lazo de control, según descrito a continuación.

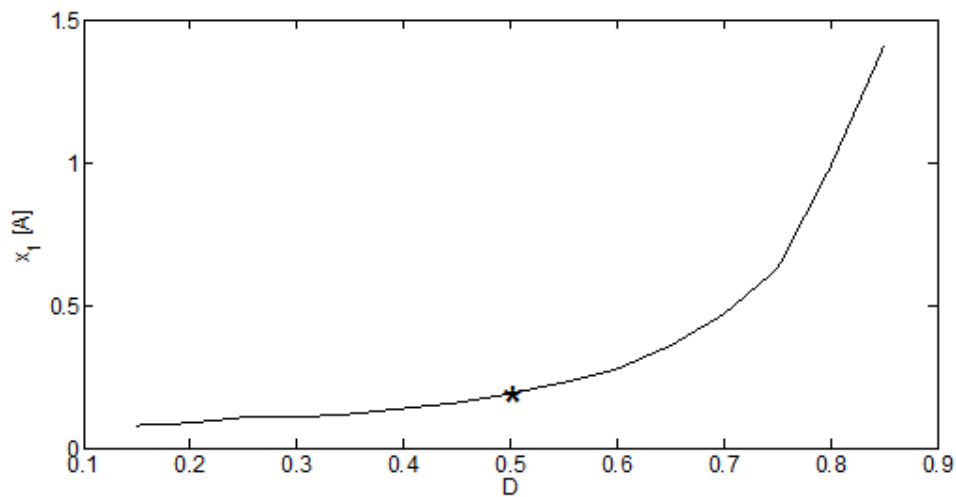
Figura 21. Caracterización x_2 en lazo abierto, simulación



4.2 CONTROLADOR PROPORCIONAL CON CORRECCIÓN INTEGRAL

Una vez caracterizado el comportamiento a lazo abierto del sistema, se procede a realizar realimentación del voltaje de salida (tensión de capacitor $x_2(t)$) como variable controlada del lazo de control. Sin embargo, es bien referenciado en la literatura que, para evitar un comportamiento de fase no mínima en el convertidor elevador, se debe realizar un control indirecto de tensión a través de la corriente (ver Sección 4.1.1 de ²⁹).

Figura 22. Caracterización x_1 en lazo abierto, simulación



Por tal razón, igualando a cero el lazo izquierdo de (1), se determina el valor en estado estable para la corriente del inductor como función del voltaje del capacitor, a partir de:

²⁹BARAJAS, David y DURÁN, Jorge. Análisis y control de un convertidor Boost mediante la teoría de Pasividad de Lyapunov, Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, 2015.

$$x_{1d} = \frac{x_{2d}^2}{V_{in}R} \quad (9)$$

Según esto, en condiciones nominales de operación (es decir, sin la presencia de perturbaciones), la referencia para el lazo de corriente viene determinada tras evaluar el voltaje x_{2d} , deseado del capacitor en (9), y así una acción de control simple permitiría conseguir el desempeño requerido.

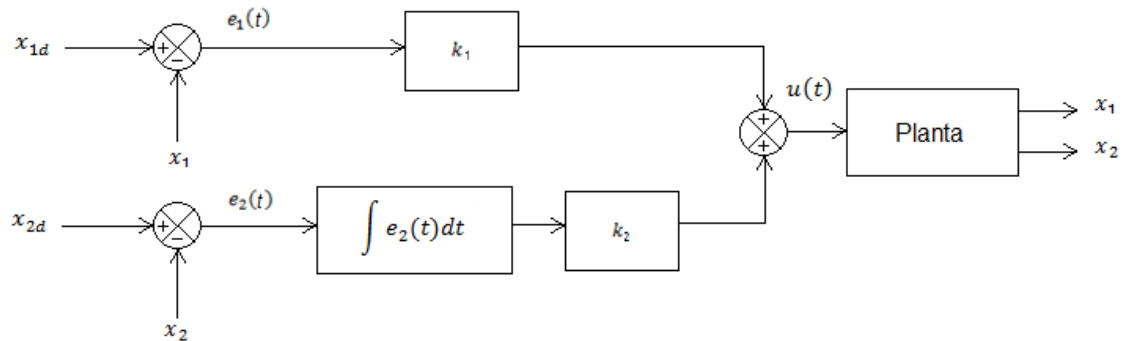
Sin embargo, en la práctica se presentan perturbaciones en la carga R y en la tensión de suministro V_{in} , y por tanto, es necesario realizar una compensación adicional a través de un lazo externo (de tipo integral) que anule las desviaciones de tensión con respecto a valores nominales del circuito. La estructura de control implementada se presenta en la Fig. 23 donde $e_1(t)$ representa el error de corriente en el inductor, mientras $e_2(t)$ realiza lo propio para la tensión en el capacitor. Según dicho diagrama, la ley de control se calcula a partir de un término proporcional al error de corriente, con un factor de corrección integral para anular el error de tensión, es decir mediante:

$$u(t) = k_1 e_1(t) + k_2 \int e_2(t) dt \quad (10)$$

Esta ley de control fue propuesta con base en ³⁶.

³⁶SIRA RAMIREZ, Herbert y SILVA ORTIGOZA, Ramón. Control design techniques in power electronics devices. Springer, 2006.

Figura 23. Diagrama para control proporcional con corrección integral



Las constantes de ponderación correspondientes (k_1 y k_2) fueron calculadas del modo siguiente:

1. Haciendo $k_2 = 0$, se selecciona por ensayo y error un valor para la ganancia k_1 ajustado de manera tal que el sistema regule la salida de tensión en el modo deseado.
2. Posteriormente, con este valor de k_1 y seleccionando un valor inicial arbitrario para k_2 , se perturba el sistema y se revisa la tensión de salida. Si el valor obtenido se aleja de 10 [V], se cambia la ganancia k_2 hasta encontrar un valor que mantenga la tensión en 10 [V]. En caso de no encontrar un valor apropiado para k_2 , se reajusta el valor de k_1 como sugerido en el paso 1.
3. El proceso se repite hasta obtener una respuesta dinámica satisfactoria, adaptada a las condiciones de operación del sistema simulado.

En este punto es conveniente aclarar, que el procedimiento de ajuste de las constantes para la ley de control (10) fue realizado de manera empírica, debido a

que no corresponde con un lazo de control SISO convencional. Para poder abordar el cálculo analítico de dichas constantes se deben aplicar métodos de diseño que van más allá del alcance del presente trabajo de grado. La Fig. 24 presenta un diagrama de flujos para el procedimiento de ajuste de las constantes k_1 y k_2 . Asimismo, la Tabla 3.1 incluye los valores finales calculados.

Figura 24. Diagrama para procedimiento de ajuste de ganancias k_1 y k_2

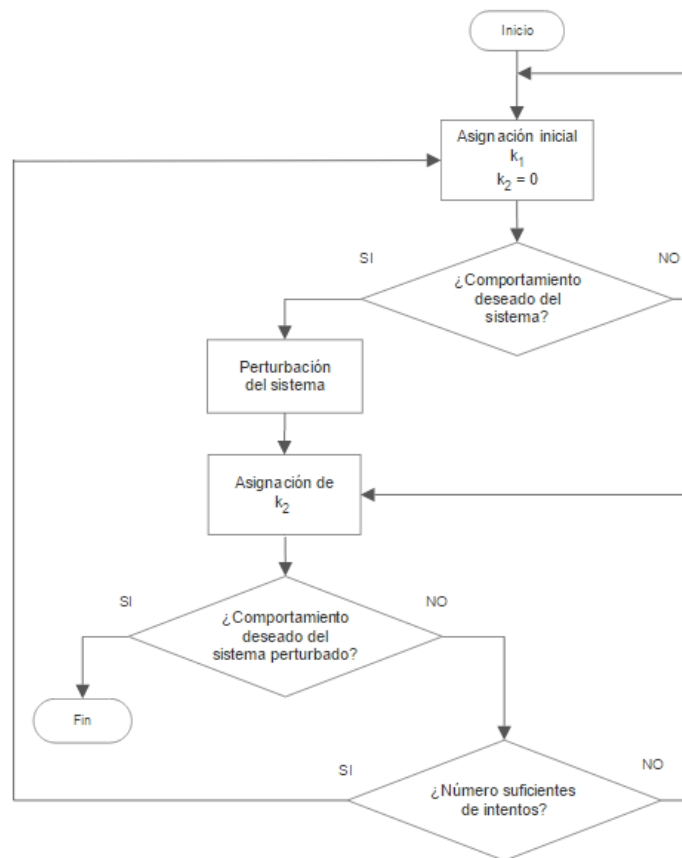


Tabla 3. Controlador proporcional con corrección integral, simulación

Parámetro	Valor
k_1	40
k_2	5000

De esta manera, el simulador mostrado en el Anexo A fue configurado para que el bloque de control correspondiera con la ley de control (10), permitiendo obtener los resultados de simulación para la tensión en el capacitor, para la corriente en el inductor y para la señal de control (ciclo útil de PWM), ilustrados respectivamente en las Figs. 25, 26 y 27, bajo la acción de perturbaciones en la fuente de suministro V_{in} (correspondientes con un incremento de 1 [V] posterior al estado estacionario, es decir en $t = 7$ [ms]) en un escenario similar al presentado previamente en las Figs. 4 y 5.

Figura 25. x_2 acción proporcional con corrección integral, simulación

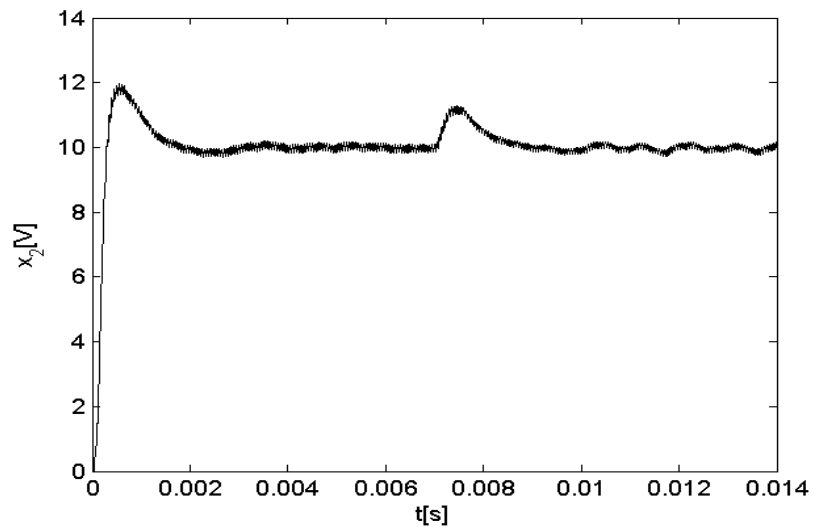


Figura 26. x_1 acción proporcional con corrección integral, simulación

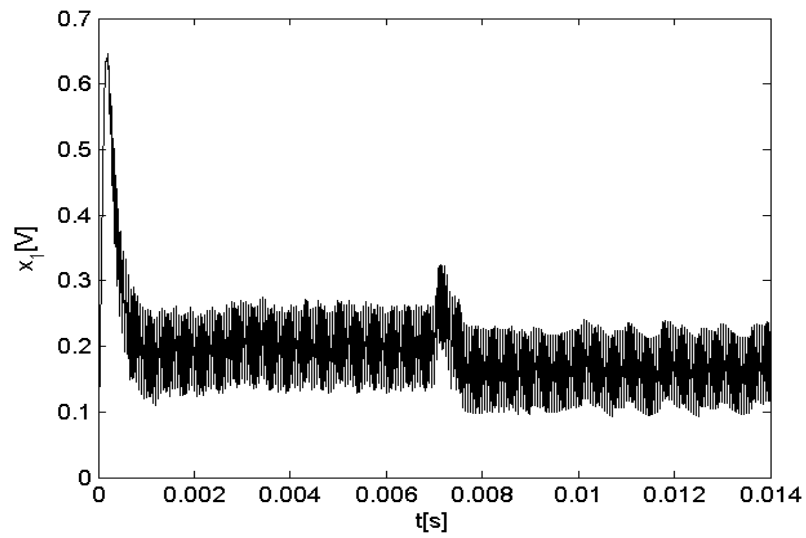
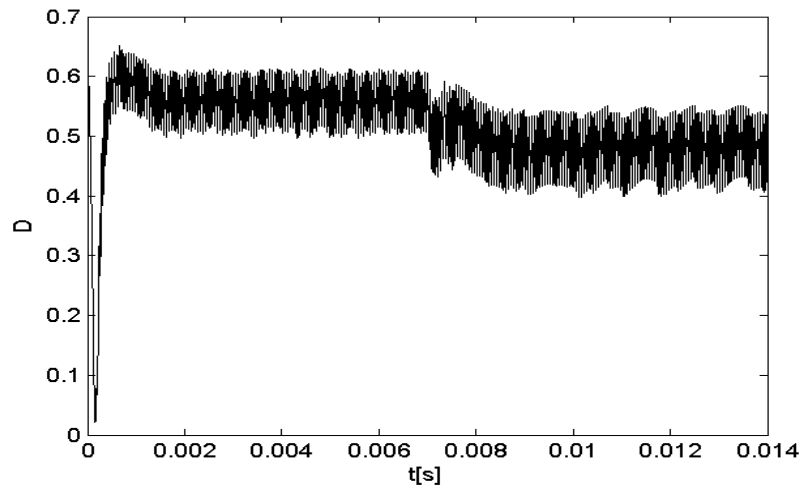


Figura 27. D acción proporcional con corrección integral, simulación



A partir de estos resultados se observa una reducción significativa en los picos de tensión y corriente, así como también en los tiempos de asentamiento y el efecto de perturbaciones, con un esfuerzo de control lejos de la saturación, permitiendo verificar un apropiado diseño e implementación para la ley de control (10).

4.3 SIMULACIÓN DEL CONTROL BASADO EN PASIVIDAD

Una segunda prueba se realizó implementando en el simulador la ley de control basado en pasividad dada por (4), configurando el cálculo de $u(t)$ según se ilustra en la Fig. 28. Si se observa con detalle dicha expresión, podrá notarse que la misma depende enteramente de los valores nominales para la tensión de suministro V_{in} y la resistencia de carga R . Por tanto, la ley de control no será robusta ante perturbaciones aplicadas sobre dichos parámetros.

Por tanto, el efecto de control en el voltaje sólo puede ser percibido tras perturbar el valor de inductancia L (situación viable en simulaciones, pero difícil de conseguir en la práctica). Las Figs. 29, 30 y 31 presentan respectivamente, la tensión del capacitor, la corriente del inductor y el ciclo útil de control, obtenidos tras aplicar una perturbación sobre L , pasando de 1 [mH] a 0.5 [mH] en $t = 7$ [ms]. Como se observa, antes de la perturbación la respuesta temporal del sistema es bastante satisfactoria, presentando una excursión rápida y sin mayores sobresaltos hacia un valor muy cercano a la tensión de salida deseada. Asimismo, posterior a la perturbación se observa un incremento en la señal de control que permite mantener los niveles de corriente, verificándose un efecto casi imperceptible en los niveles de tensión.

El efecto del control en este caso queda condicionado a la selección del parámetro α , que pondera el error de corriente en el inductor para esta configuración de control indirecto de voltaje, según se observa de (4). La elección de α se realizó en modo similar al procedimiento presentado en la Fig. 24; es decir, a partir de valores ajustados de manera arbitraria buscando obtener el mínimo error en estado estable y condiciones adecuadas en la respuesta transitoria. Con base en ello, el valor empleado en las simulaciones presentadas corresponde con $\alpha = 40$. Como se observa a partir de la Fig. 31 el controlador basado en pasividad presenta una mayor

amplitud en el esfuerzo de control para mantener los niveles de tensión a la salida del circuito.

Figura 28. Diagrama de bloques para control basado en pasividad

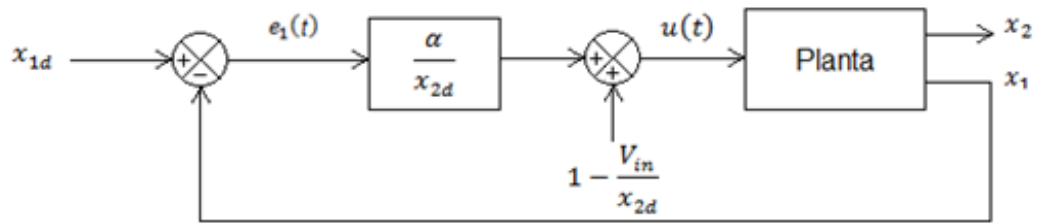


Figura 29. x_2 control basado en pasividad, simulación

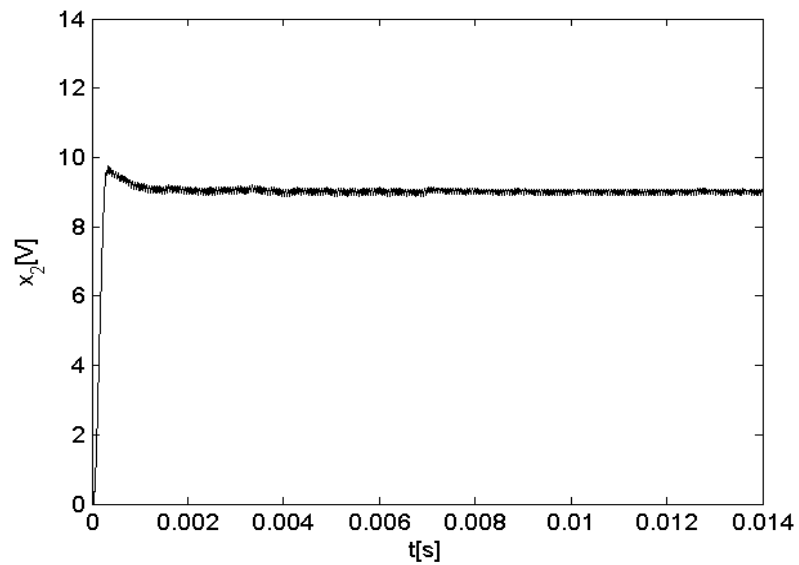


Figura 30. x_1 control basado en pasividad, simulación

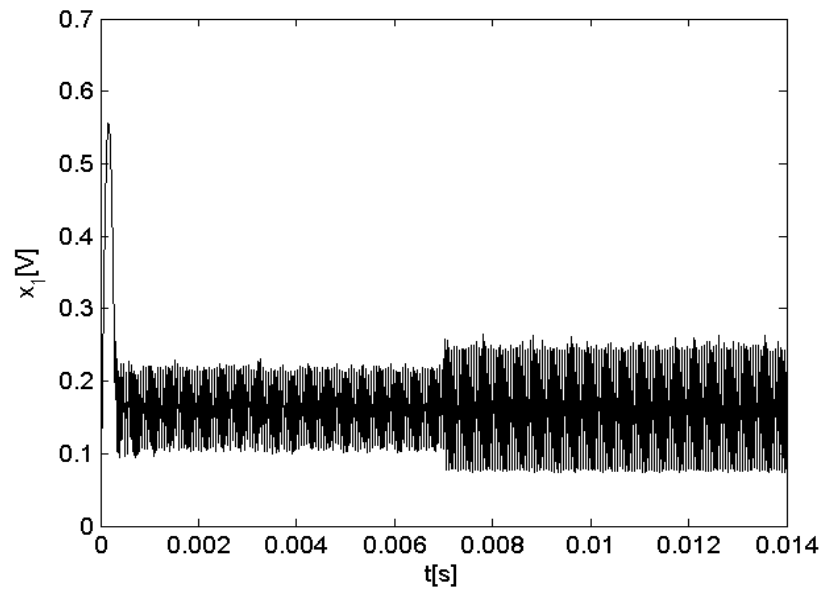
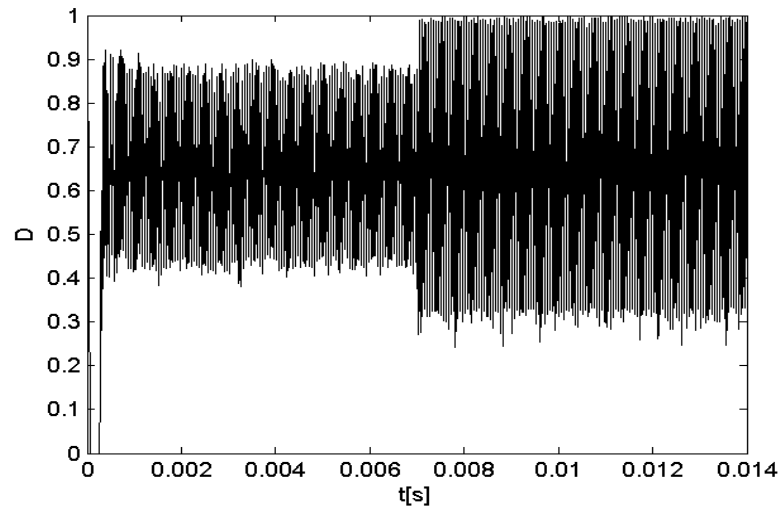


Figura 31. D control basado en pasividad, simulación



4.4 SIMULACIÓN DEL CONTROL ÓPTIMO INVERSO

La tercera ley de control verificada correspondió con el control óptimo inverso descrito en la ecuación (8). Como se observa, dicha expresión tampoco es robusta ante cambios en los valores nominales para la tensión de suministro V_{in} y la resistencia de carga R . Por tanto, se realizó una adecuación para verificar su desempeño ante la acción de perturbaciones a partir de la incorporación de un lazo adicional de tipo proporcional-integral, para corrección de desviaciones sobre el valor de tensión deseado x_{2d} mediante

$$x_{2d} = V_{REF} + k_p(x_2 - V_{REF}) + k_i \int (x_2 - V_{REF}) dt \quad (11)$$

siendo V_{REF} el valor de referencia estático. Asimismo, las constantes $k_p = 0.1$ y $k_i = 100$ fueron calculadas siguiendo el procedimiento ilustrado previamente en la Fig. 24 con equivalencias dadas por $k_p = k_1$ y $k_i = k_2$. La Fig. 32 muestra el diagrama de bloques simulado para evaluar la ley de control óptimo inverso (8) junto con el lazo de corrección (11). Como se observa, el desempeño de la ley de control queda condicionado por el parámetro $\mathbf{R}^{-1} = 0.1$, mismo que fue aproximado empíricamente para obtener comportamientos transitorios consistentes en la respuesta de salida del sistema sin perturbaciones. De otro lado, las Figs. 33, 34 y 35 muestran el comportamiento del sistema controlado ante perturbaciones en la tensión de suministro. Como se observa previo a la perturbación, la respuesta hacia el valor deseado de tensión es alcanzada con sobrepaso de alrededor 20% y un tiempo de asentamiento más corto que para el caso proporcional con corrección integral. Asimismo, posterior a la perturbación se observa la corrección del lazo externo, con acción lenta debido a las características dinámicas de variación en el voltaje del capacitor. En términos de la señal de control, se observa en este caso una reducción significativa de valores de amplitud.

Figura 32. Diagrama de bloques para control óptimo inverso

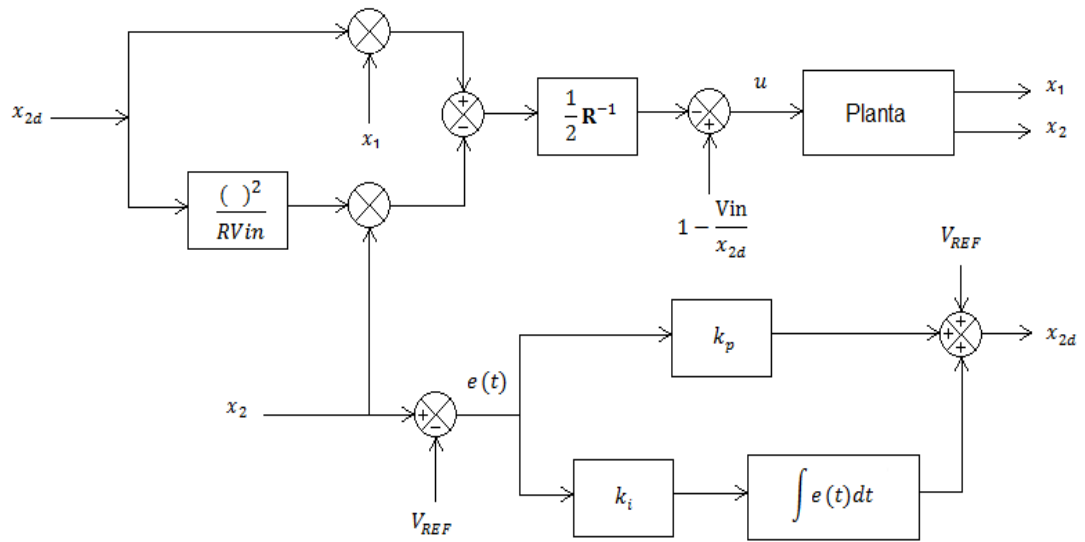


Figura 33. x_2 control óptimo inverso, simulación

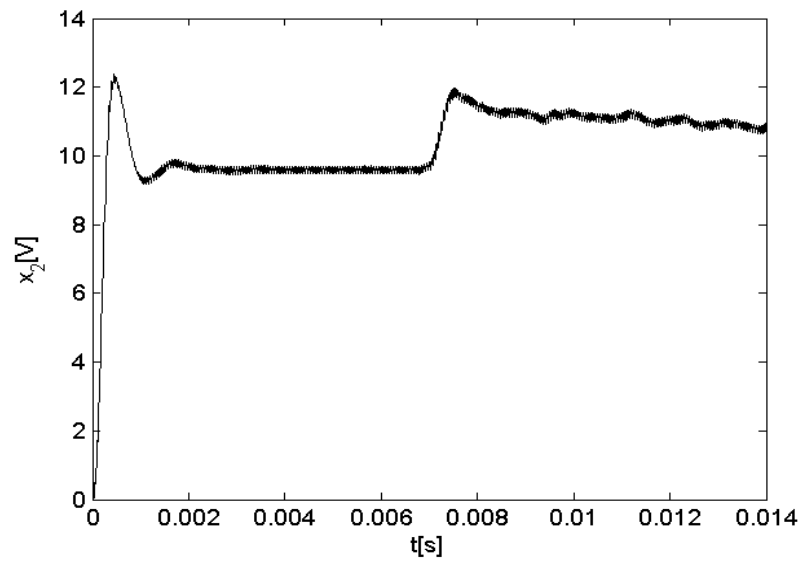


Figura 34. x_1 control óptimo inverso, simulación

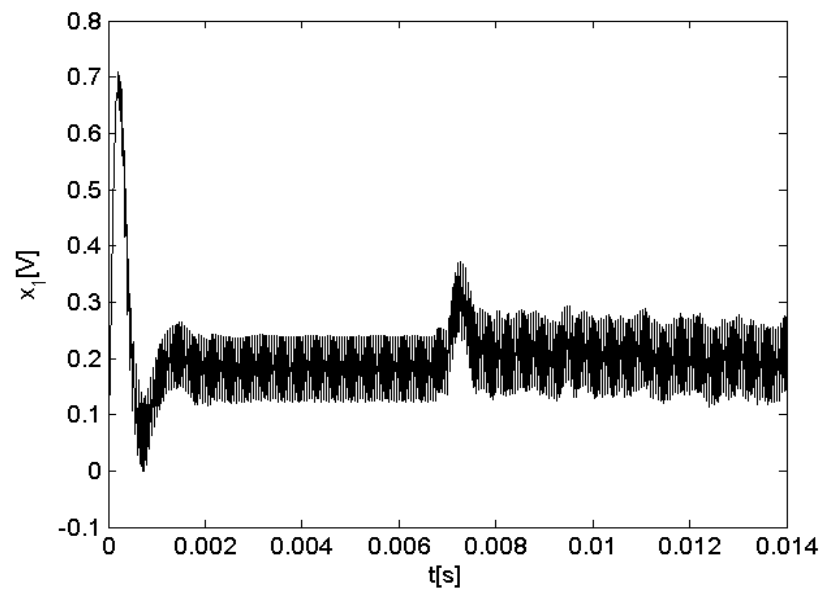
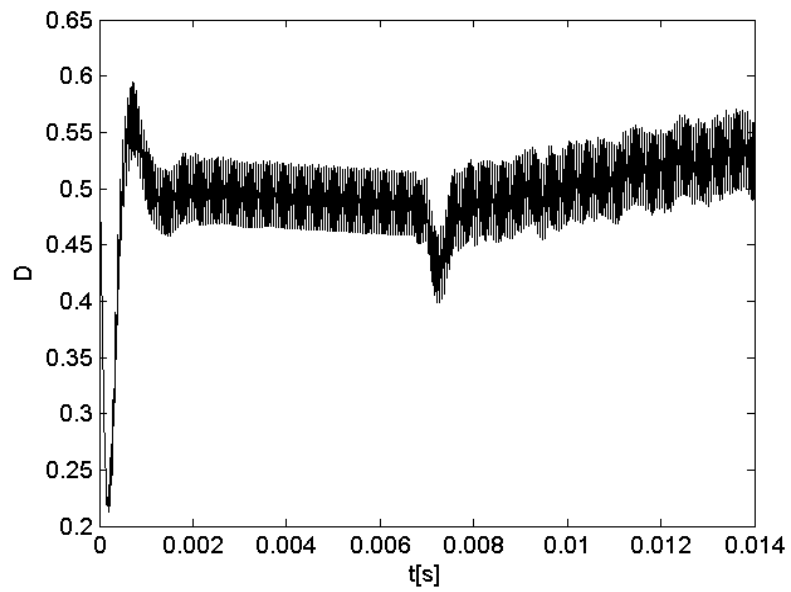


Figura 35. D control óptimo inverso, simulación

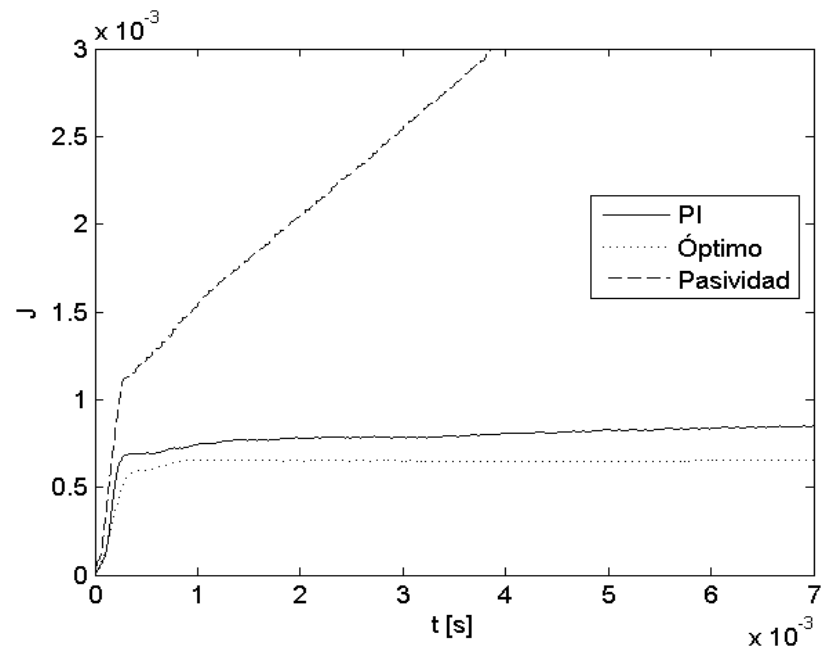


4.5 VERIFICACIÓN DE LA OPTIMALIDAD DEL CONTROL

Los resultados presentados hasta el momento, han valorado el desempeño de las leyes de control respecto al comportamiento dinámico, en términos de tiempos de respuesta, sobreimpulsos y valores de estado estacionario. Sin embargo, se debe recordar que uno de los objetivos principales del presente proyecto se centra en el análisis de desempeño de un controlador óptimo inverso. Es por eso que se presenta en la Fig. 36 el cálculo para el funcional de costo definido en (5), considerando $l(z) = -\dot{V}$ (ver Anexo C, Sección C.2) para las tres estrategias de control simuladas, bajo condiciones nominales de operación (es decir, sin la presencia de perturbaciones en el sistema).

A partir de estos resultados, se verifica que el mínimo valor es obtenido para el control óptimo inverso (como era de esperarse). Un hecho de resaltar es el buen desempeño obtenido por la acción de control proporcional con corrección integral, verificando un índice de desempeño semejante al de la técnica óptima. En el caso del controlador basado en pasividad, se observa un crecimiento constante de la medida de índice de desempeño justificada en el error de estado estable visualizado en la respuesta de voltaje de la Fig. 29, la cual se acumula en el tiempo. De la misma manera, el funcional de costo se afecta por la amplitud de la señal de control evidenciada, a pesar de haber sido formulada con base en consideraciones energéticas.

Figura 36. Funcional de costo para leyes de control, simulación



5. IMPLEMENTACION PARA ESTRATEGIAS DE CONTROL

Finalmente, las estrategias de control diseñadas y simuladas fueron verificadas a través de implementación en laboratorio sobre el prototipo de circuito convertidor de potencia elevador, descrito en la Sección 2.2. El presente Capítulo presenta los principales resultados experimentales obtenidos, a partir de la metodología de simulación mixta mencionada en el Capítulo 2. En favor de reducir la extensión del documento y por motivos de practicidad en la lectura del mismo, dichos resultados se muestran para el sistema sometido a perturbaciones a partir de condiciones de estado estacionario, siendo el caso más importante en el contexto práctico. Sin embargo, también fueron realizadas pruebas experimentales sin perturbación y para condiciones iniciales nulas, no documentadas, pero de utilidad en la determinación de los parámetros de las leyes de control.

5.1 CARACTERIZACIÓN SISTEMA EXPERIMENTAL EN LAZO ABIERTO

Similar al procedimiento descrito en la Sección 3.1, el primer resultado verificado en laboratorio correspondió con las curvas de respuesta en estado estacionario para la tensión del capacitor y la corriente del inductor, presentadas respectivamente en las Figs. 37 y 38. Como se observa, estos resultados son similares a las curvas obtenidas en las Figs. 21 y 22, lo cual demuestra un apropiado comportamiento experimental para el circuito implementado.

5.2 CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL EXPERIMENTAL

La implementación digital en VHDL para la ecuación (10) del Capítulo 3, se realiza mediante su equivalente en dominio discreto, dado por:

$$U(z) = k_{1d}E_1(z) + k_{2d}\frac{1}{1-z^{-1}}E_2(z) \quad (12)$$

Figura 37. Caracterización x_2 en lazo abierto, implementación

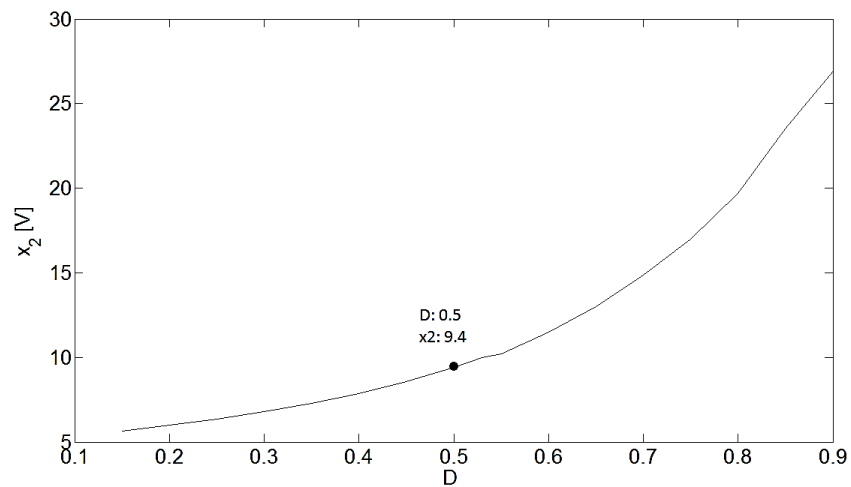
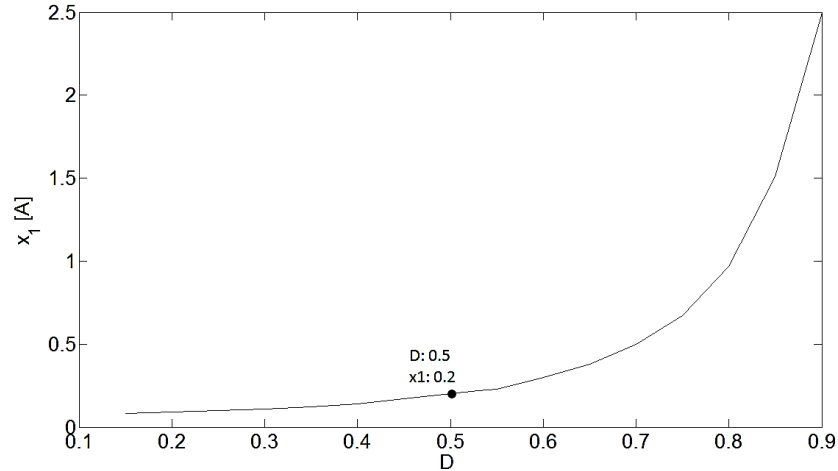
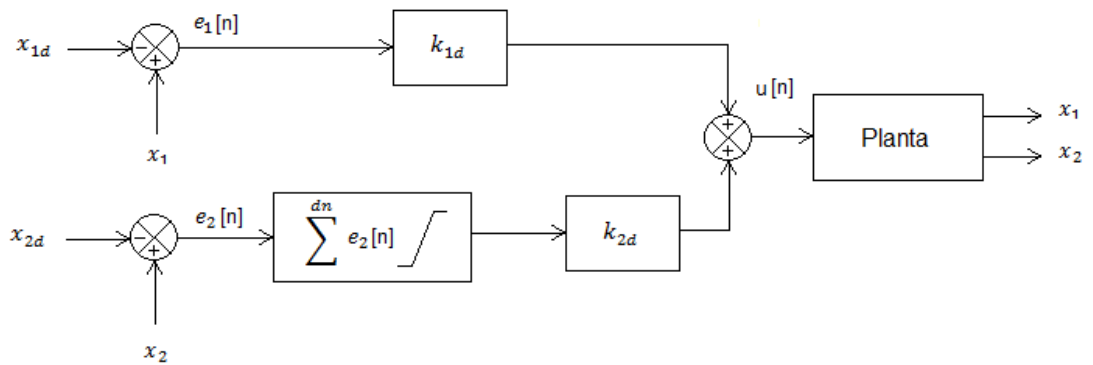


Figura 38. Caracterización x_1 en lazo abierto, implementación



De esta manera, la representación digital del sistema continuo de la Fig. 23 corresponde con el diagrama de bloques para la ecuación en diferencias visualizado en la Fig. 39, donde además se incluye un control de saturación integral (o *anti-windup*) para mejorar tiempos de respuesta ante la acción de perturbaciones en el sistema.

Figura 39. Diagrama para control proporcional con corrección integral digital



Asimismo, su correspondiente realización VHDL se presenta en la Fig. 40, en la cual se resaltan dos bloques restadores que producen las señales de error de corriente e_1 y tensión e_2 , mismas que son posteriormente amplificadas a través de las ganancias k_{1d} y k_{2d} , respectivamente. También se destaca un bloque de acondicionamiento (ajuste) que evita que los niveles de señal superen los valores establecidos para el rango de operación (ver Figs. 37 y 38) y un bloque ROM que construye a través de una tabla, el mapeo (o función) de valores de la secuencia de control $u[n]$ calculada mediante (12), a valores de ciclo útil D . Es importante resaltar, que la implementación de este tipo de tablas reduce de manera ostensible el hardware requerido para conseguir la realización digital de operaciones matemáticas complejas. Posteriormente, este ciclo útil es aplicado como entrada a un bloque modulador de PWM. El diagrama de realización VHDL mostrado en la Fig. 40 y los demás incluidos en el presente Capítulo fueron desarrollados empleando la metodología de simulación mixta descrita en la Sección 2.6. Para detalles particulares respecto al diseño y codificación de dichas rutinas se sugiere al lector interesado consultar los trabajos ^{33 34}.

De otro lado, empleando el mismo procedimiento de ajuste experimental sugerido en la Fig. 24, las constantes para la ley de control (12) fueron implementadas con los valores presentados en la Tabla 4. Nótese como dichos valores difieren de manera evidente respecto de aquellos presentados en la Tabla 3. La razón para justificar dicha diferencia radica en el hecho que los valores presentados en el presente Capítulo corresponden con representaciones digitales, alteradas por el proceso de discretización de las variables codificadas en los algoritmos de control.

³³PEÑA, Adriano. Herramientas EDA para el diseño de controladores digitales en VHDL, Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, 2015.

³⁴VEGA, Carlos. Análisis de técnicas de control basado en pasividad para manipular el comportamiento de circuitos convertidores de potencia CC-CC. 2016, Tesis de Maestría (Ingeniería Electrónica). Universidad Industrial de Santander.

Figura 40.Realización VHDL para control proporcional con corrección integral

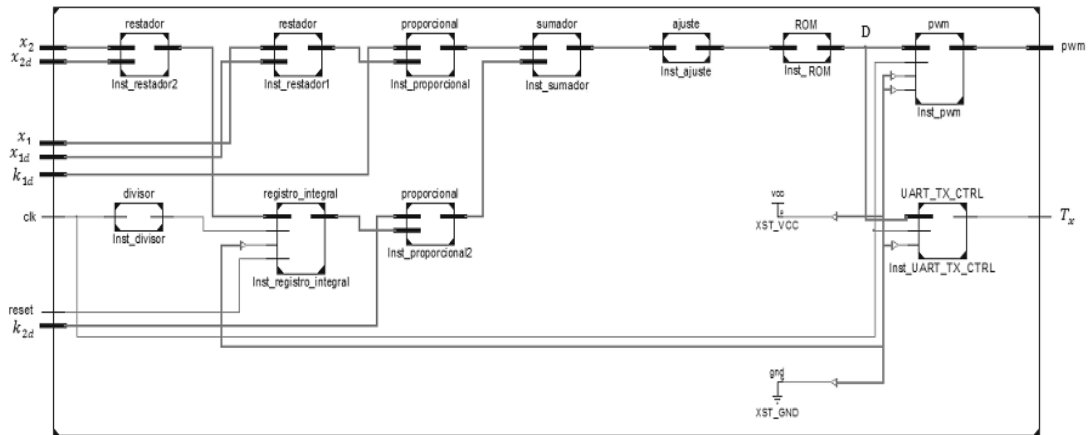
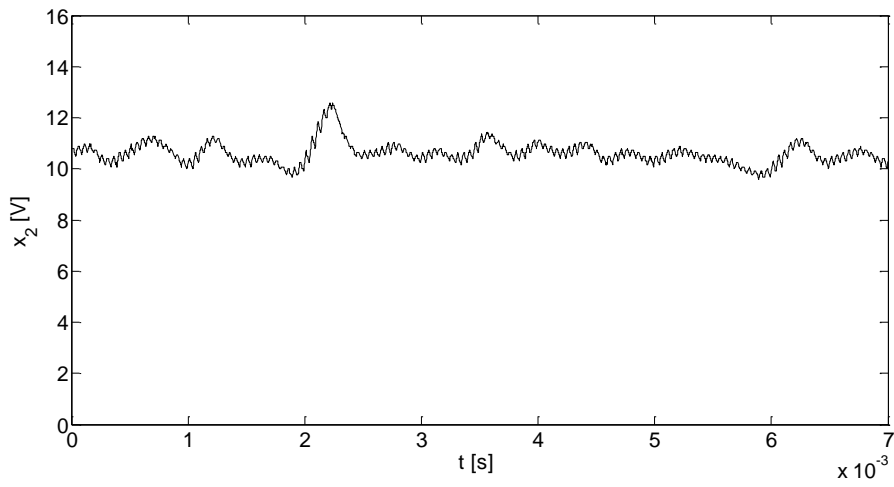


Tabla 4.Controlador proporcional con corrección integral, implementación

Parámetro	Valor
k_{1d}	0.1176
k_{2d}	0.0627

Las respuestas en el tiempo para la tensión del capacitor y la corriente en el inductor del circuito, se presentan respectivamente en las Figs. 41 y 42, a partir de las cuales se observa una respuesta aceptable ante la perturbación en la tensión de suministro aplicada en $t = 2$ [ms]. Sin embargo, se verifica también una oscilación de baja frecuencia alrededor de los valores de estado estacionario. Dicha oscilación corresponde a los efectos de precisión finita de la representación digital de las variables en el lazo de control, ocasionando que la condición teórica esperada de error cero se convierta en la práctica en una banda de valores a su alrededor.

Figura 41. x_2 acción proporcional con corrección integral, implementación



La señal de control se muestra en la Fig. 43, presentando una excursión ruidosa alrededor del valor nominal $D = 0.5$ con un pico de respuesta en el instante en que es aplicada la perturbación.

Figura 42. x_1 acción proporcional con corrección integral, implementación

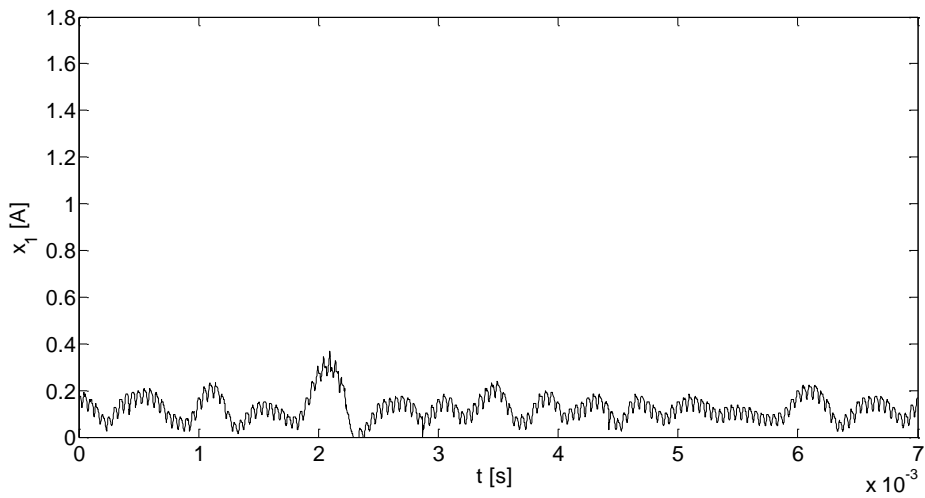
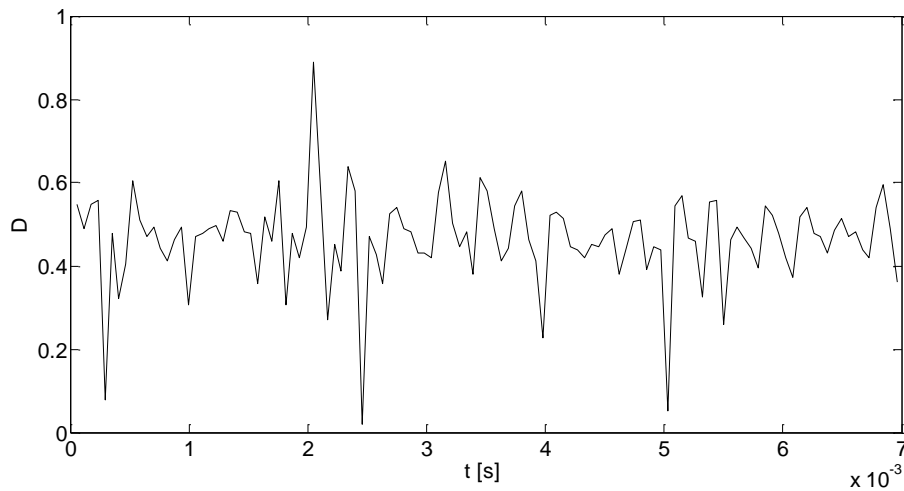


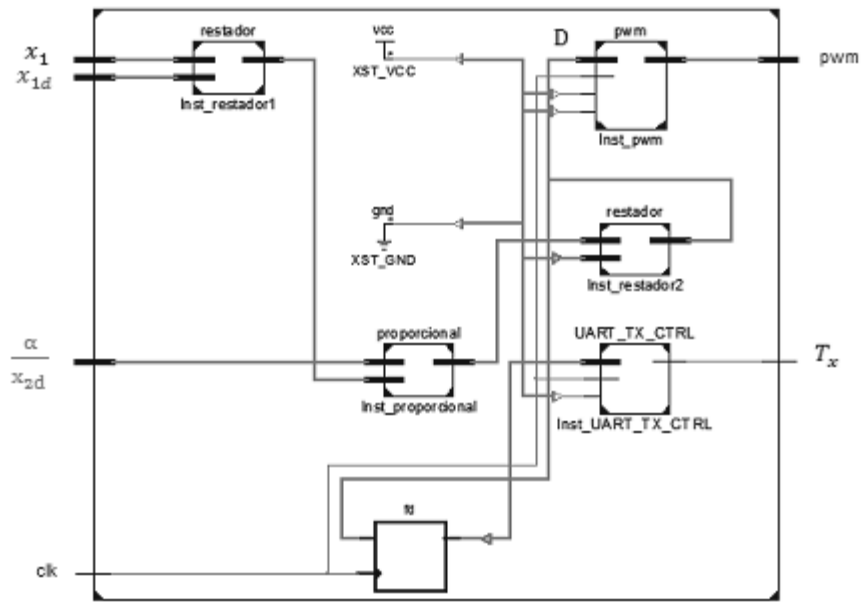
Figura 43. D acción proporcional con corrección integral, implementación



5.3 CONTROLADOR BASADO EN PASIVIDAD EXPERIMENTAL

Prosiguiendo con la implementación digital para las leyes de control, dadas las características algebraicas de la estrategia basada en pasividad (4) y representada mediante la Fig. 28, su realización VHDL está compuesta fundamentalmente por un bloque restador y un multiplicador de ganancia $\frac{\alpha}{x_{2d}}$ que se suman al valor de ciclo útil nominal $D = 1 - (V_{in}/x_{2d})$, según se ilustra en el diagrama de la Fig. 44. Una vez más, esta señal de control es la entrada de ciclo útil para el modulador de PWM que acciona la conmutación del transistor en el circuito convertidor de potencia.

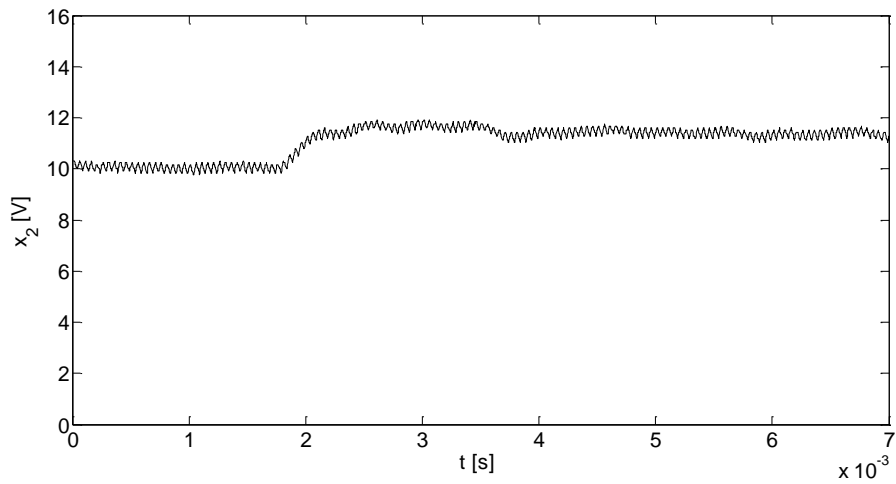
Figura 44. Realización VHDL para control basado en pasividad



El parámetro de control fue ajustado de manera similar al caso descrito en la Sección 3.3, obteniendo un valor de $\alpha = 160$.

Las Figs. 45 y 46 presentan las capturas de osciloscopio para las variables de tensión y corriente, sometidas a perturbaciones en la tensión de suministro (diferente al caso analizado en el Capítulo 3, donde se perturbó en simulación el valor de la inductancia). Como se observa, el controlador basado en pasividad no es capaz de mantener regulado el valor de tensión a la salida del circuito. A pesar de esto, se nota una mejor respuesta dinámica caracterizada por valores de tensión y corriente mejor definidos, con mayor velocidad de respuesta y una menor incidencia de ruidos. La señal de control en la Fig. 47 presenta resultados consistentes con el valor medio nominal y un pico en el instante que se aplica la perturbación. Se atribuye esta mejora de desempeño al carácter algebraico de la implementación VHDL para la ecuación de control en este caso particular.

Figura 45. x_2 control basado en pasividad, implementación



5.4 CONTROLADOR ÓPTIMO INVERSO EXPERIMENTAL

Las ecuaciones (8) y (11) para el control óptimo inverso con lazo PI para referencia dinámica, se construye en dominio discreto a partir de la ecuación en diferencias mostrada a manera de diagrama de bloques en la Fig. 48, con correspondiente realización VHDL presentada en la Fig. 49.

Figura 46. x_1 control basado en pasividad, implementación

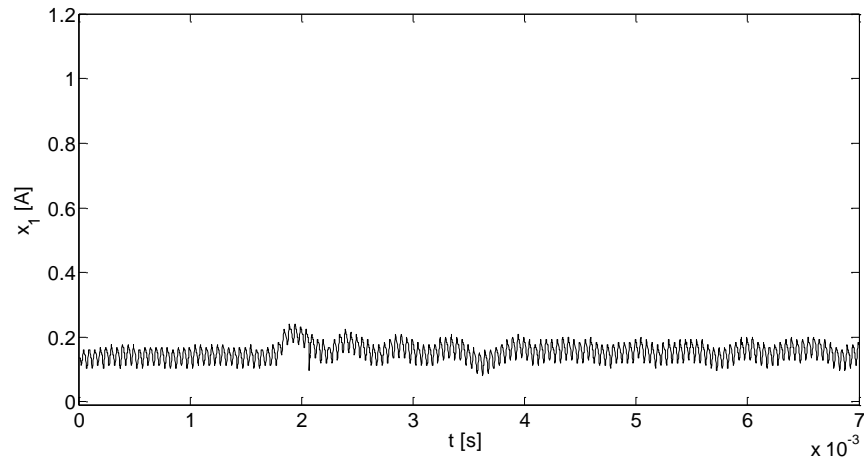
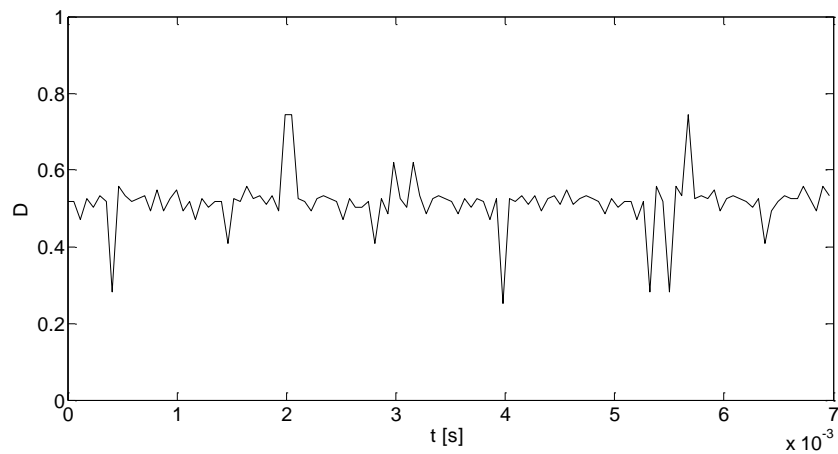


Figura 47.D control basado en pasividad, implementación



En esencia, se observa una estructura similar a la anteriormente presentada en la Fig. 40 debido a la presencia del doble lazo y el bloque de integración numérica.

Adicionalmente se incluye un bloque ROM2 para mapear la operación $\frac{x_2 d^2}{R V_{in}}$.

Figura 48. Diagrama para control óptimo inverso digital

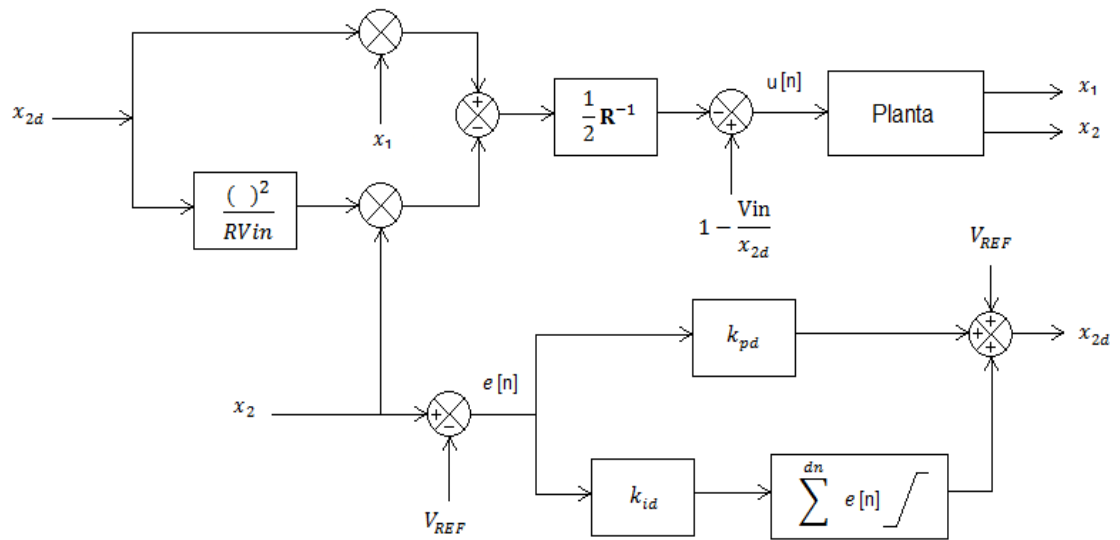
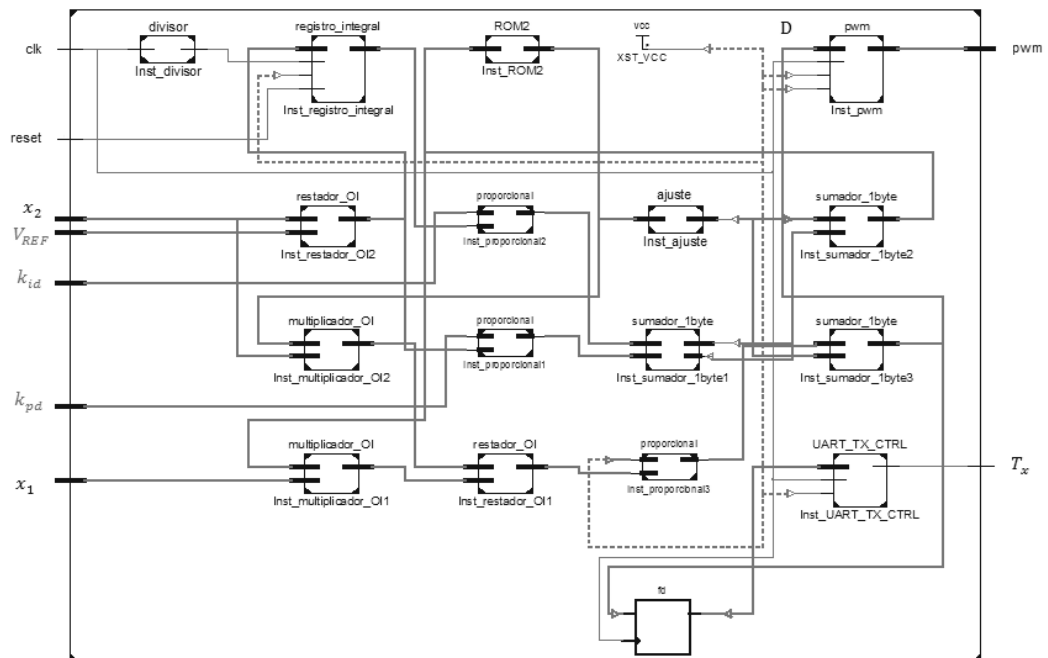


Figura 49. Realización VHDL para control óptimo inverso



Para asignar los valores de constantes en la ley de control se siguieron los procedimientos sugeridos en la Sección 3.4, permitiendo obtener: $\mathbf{R}^{-1} = 0.5$, $k_{pd} = 3$ y $k_{id} = 16$, con justificación similar a la presentada en la Sección 4.2 para diferencias de valores con respecto al caso de simulación continua.

Las respuestas experimentales de tensión y corriente para el sistema perturbado en la tensión de suministro, bajo la acción de control óptimo inverso, se presentan respectivamente en las Figs. 50 y 51. Cabe resaltar que estas respuestas corresponden con resultados para la implementación de la ley de control sin el lazo de compensación PI. Como se observa, la respuesta del sistema no es robusta ante cambios paramétricos, aunque presenta un comportamiento transitorio mucho más aceptable que para el sistema en lazo abierto (ver Figs. 4 y 5), demostrando el efecto de la acción de control. Asimismo, la Fig. 52 muestra el ciclo útil de control, presentando características similares al comportamiento obtenido para el caso de la ley basada en pasividad. Al intentar replicar los mismos resultados empleando el lazo de corrección PI, se obtiene una oscilación permanente y de amplitud significativa, que impide verificar condiciones estrictas de comportamiento en estado estacionario para las variables del circuito. Este efecto (mucho más evidente que en los resultados de la Sección 4.2), se atribuye a la sensibilidad de la acción integral implementada y deberá ser corregido en futuras realizaciones digitales para las técnicas de control estudiadas.

5.5 VERIFICACIÓN EXPERIMENTAL DE LA OPTIMALIDAD DEL CONTROL

El equivalente experimental de los resultados presentados en la Sección 3.5 para el cálculo del funcional de costo, se ilustra en la Fig. 5 empleando información de las diferentes leyes de control implementadas en condiciones nominales de operación (es decir, sin perturbaciones). Una vez más, se confirma el resultado esperado respecto a la optimalidad de la ley dada en (8). Se observa también, que

experimentalmente la ley de control basado en pasividad presenta un mejor desempeño energético que la ley proporcional con factor de corrección integral.

Figura 50. x_2 control óptimo inverso, implementación

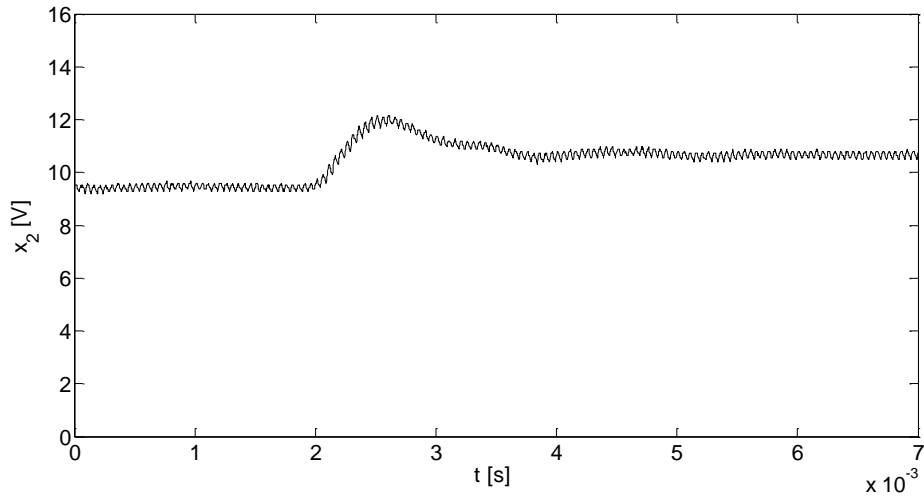


Figura 51. x_1 control óptimo inverso, implementación

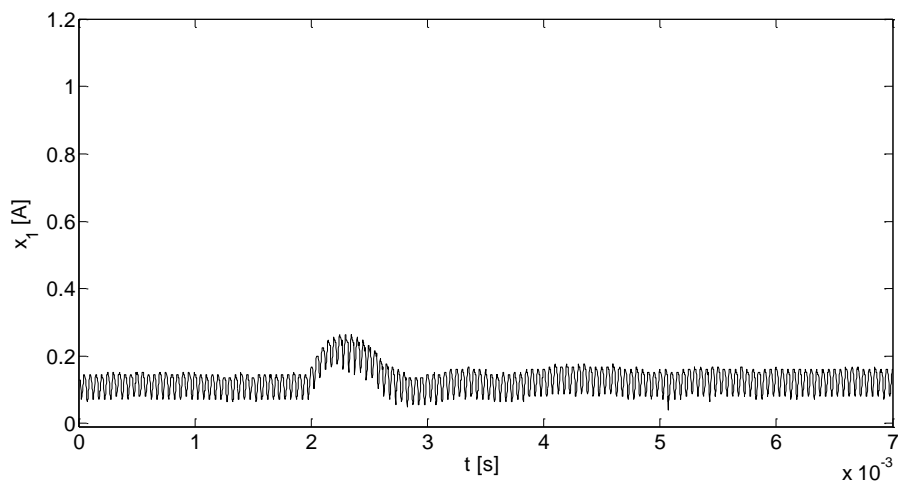
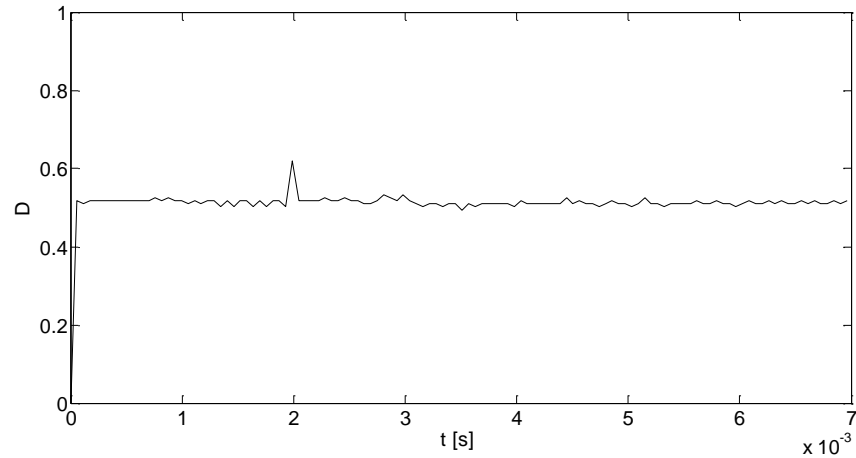
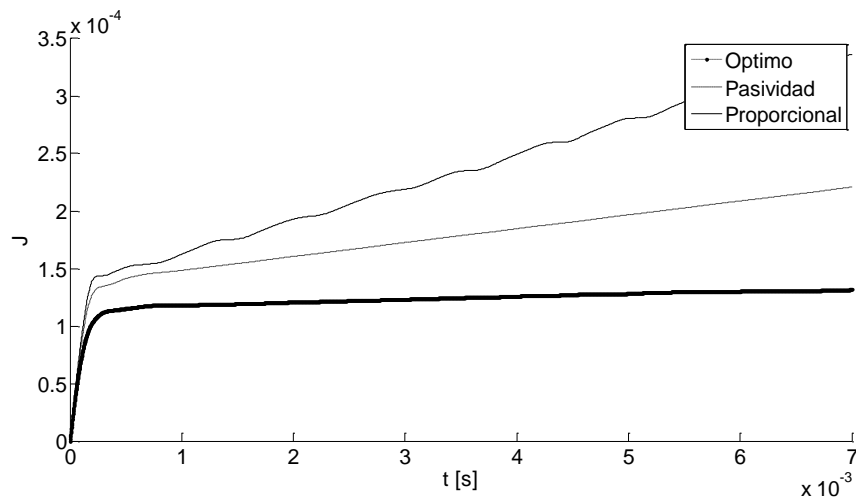


Figura 52. D control óptimo inverso, implementación



Una razón para ello se explica en el detrimento de comportamiento experimental para la acción proporcional por cuenta de las oscilaciones causadas a partir del efecto integral. Asimismo, debe recordarse que la acción basada en pasividad es formulada en términos de consideraciones de energía.

Figura 53. Funcional de costo para leyes de control, implementación



6. CONCLUSIONES

Con base en los procedimientos desarrollados y resultados obtenidos en el presente proyecto de grado, se puede concluir que:

- Se calcularon los parámetros para un controlador del tipo óptimo inverso, aplicado en la regulación de un circuito convertidor de potencia DC-DC. Inicialmente se desarrolló en el Capítulo 2 (Secs. 2.1 y 2.2) el diseño, simulación y construcción de un circuito convertidor de potencia elevador con respuesta subamortiguada de tensión y valor final deseado de 10 [V]. Posteriormente se abordaron los fundamentos teóricos y procedimientos de diseño para estrategias de control óptimo inverso (Secs. 2.5 y 3.4), basado en pasividad (Secs. 2.4 y 3.3) y de control proporcional con término de corrección integral (Sec. 3.2). A partir de estos desarrollos, fue posible comprender que el desempeño de las técnicas de control depende de parámetros específicos (α , \mathbf{R}^{-1} , k_1 , k_2 , k_p y k_i), que no admiten cálculo a través de reglas de diseño convencional por tratarse de un sistema caracterizado por no linealidades (bilineal, formulado a través de leyes discontinuas).
- Se analizó el comportamiento del sistema controlado empleando herramientas de simulación. En el Capítulo 3, se abordó codificación en la consola de comandos de MATLAB® para las rutinas de simulación correspondientes con las leyes de control proporcional con término de corrección integral (Sec. 3.2), basado en pasividad (Sec. 3.3) y óptimo inverso (Sec. 3.4), analizando el comportamiento en el tiempo para trayectorias de respuesta del circuito (voltaje de capacitor y corriente de inductor) ante perturbaciones en la tensión de suministro. De estos resultados se observó la fragilidad de la técnica basada en pasividad ante variaciones paramétricas del sistema. Asimismo, se implementó una versión

robusta del control óptimo inverso con desempeño dinámico apropiado ante la acción de perturbaciones. Similares resultados fueron obtenidos para la acción proporcional con factor de corrección integral. Adicionalmente, se realizó comparación de las técnicas desde una perspectiva de desempeño energético a partir del cálculo del funcional de costo, permitiendo validar la optimalidad del control propuesto (Fig. 36).

- Se sintetizó circuitalmente el sistema y la estrategia de control propuestos. Al circuito implementado, se adicionaron dispositivos de sensado, actuación y gobierno digital para efectuar tareas de control (Sec. 2.2). Posteriormente, empleando una metodología de diseño basada en herramientas de señal mixta (Sec. 2.6), se codificaron algoritmos para las estrategias de control diseñadas empleando lenguaje VHDL para posterior implementación en hardware (Figs. 40, 44 y 49). La ejecución de expresiones matemáticas complejas se realizó empleando mapeo de tablas, a manera de memorias de sólo lectura (ROM) para la realización de los respectivos cálculos. El desempeño del lazo de control se vio visiblemente afectado por la sensibilidad de la realización computacional para acciones de tipo integral (Figs. 41, 42 y 43), siendo un aspecto a mejorar en versiones futuras para síntesis de dichos algoritmos.
- Se validó el desempeño del sistema controlado a partir de pruebas de laboratorio. La primera prueba realizada correspondió con la verificación para la respuesta del sistema en lazo abierto nominal (Figs. 16 y 17) y perturbado (Figs. 18 y 19), al igual que la verificación de los rangos de operación para el lazo de control (Secs. 3.1 y 4.1). Posteriormente se implementaron digitalmente y verificaron a partir de respuestas temporales capturadas en osciloscopio (y en PC por transmisión serial para el esfuerzo de control), las estrategias de control proporcional con corrección integral (Sec. 4.2), basado en pasividad (Sec. 4.3) y óptimo inverso (Sec. 4.4). De los resultados

obtenidos pudo notarse el efecto nocivo de la acción integral introduciendo oscilaciones en la respuesta experimental del sistema realimentado (Figs. 41, 42 y 43). El controlador basado en pasividad presentó una respuesta con comportamiento aceptable ante ruidos, no robusta ante cambios paramétricos (Figs. 45, 46 y 47). El controlador óptimo inverso tuvo un desempeño apropiado tanto dinámicamente (Figs. 50, 51 y 52) como a través de la comparación del funcional de costo asociado (Fig. 53).

- Como conclusión general del presente proyecto de grado, puede enunciarse que fue posible regular la tensión de salida de un convertidor elevador empleando ejecución para estrategias de control no convencional, sobre dispositivos digitales programables, mostrando experimentalmente el efecto de minimización de un funcional de costo para satisfacer restricciones de desempeño óptimo.

6.1 RECOMENDACIONES

Se presentaron inconvenientes para visualizar la forma de onda en el osciloscopiodebido a corrientes parásitas en las medidasa causa de haber empleado un circuito en PCB con plano de tierra. Se recomienda por tanto aislar la etapa de medición de corriente (INA 169)del resto del circuito.

Para la elección del diodo de libre marcha se debe tener en cuenta la frecuencia de conmutación nominal, ya que a altas frecuencias un diodo comercial convencionalpresenta un mal desempeño.

En la caracterización del sistema experimental, se deben tomar en consideración alteraciones de medidas causadas por inadecuados acoples de señal, desconexión de elementos y variación en niveles de alimentación, para evitar configurar de manera inapropiada rangos de operación con posterior reducción de desempeño en los lazos de control asociados.

6.2 TRABAJO FUTURO

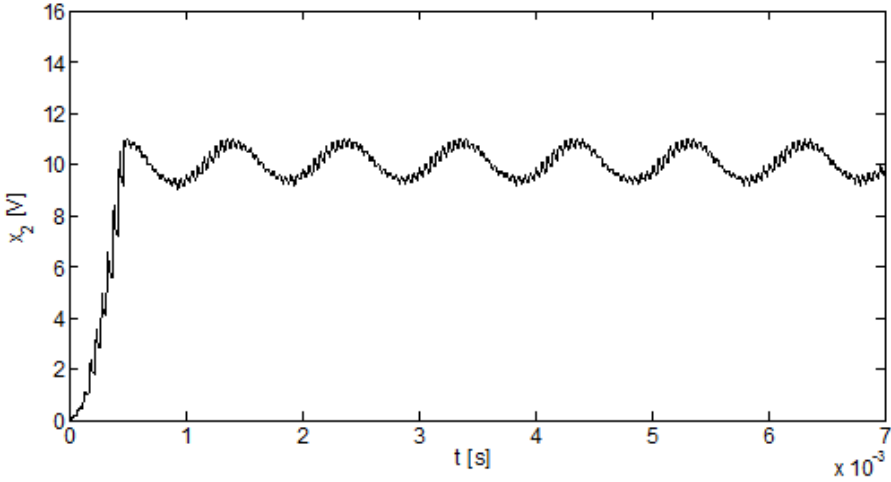
Mejorar el rendimiento del sistema de captura de datos implementado a través del periférico UART, para maximizar la cantidad de datos transmitidos por unidad de tiempo, o bien utilizar un nuevo protocolo con menores restricciones.

Considerar el modelo no ideal del convertidor elevador, sin despreciarel efecto de pérdidas por resistencias internas de dispositivos y caídas de tensión de conducción en diodos y transistores, trayendo consigo un mejoramiento en la precisión de desempeño para los lazos de control diseñados.

Mejorar el desempeño computacional de las rutinas correspondientes al efecto integral para los lazos de control implementados, buscando reducir las oscilaciones

indeseadas alrededor del estado estable. En la Fig. 54 se muestra el efecto introducido por el lazo externo en la estrategia de control óptimo inverso.

Figura 54. x_2 control óptimo inverso con lazo PI externo, implementación



BIBLIOGRAFÍA

ALZATE, Ricardo y CASTELLANOS, German. Realización para un DSP de Aplicaciones en Tiempo Real. Ingeniería y Competitividad, vol 6, n° 1, pp. 7-16, 2004.

BARAJAS, David y DURÁN, Jorge. Análisis y control de un convertidor Boost mediante la teoría de Pasividad de Lyapunov. Trabajo de grado Ingeniero Electrónico. Bucaramanga: Universidad Industrial de Santander, Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas, 2015.

CRUZ RODRÍGUEZ, Johny Arnoldo y SERRANO CALDERÓN, Daniel Esteban. Control conmutado basado en PSoC para un convertidor DC-DC. Trabajo de grado Ingeniero Electrónico. Bucaramanga: Universidad industrial de Santander, Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas, 2014.

DURÁN BLANCO, Cristian Ricardo Esteban. Control conmutado basado en FPGA para un convertidor DC-DC. Trabajo de grado Ingeniero Electrónico. Bucaramanga: Universidad Industrial de Santander, Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas, 2014.

ERNEST BELLMAN, Richard. Dynamic programming. New Jersey: Editorial Princeton, 1957.

FREEMAN, Randy y KOKOTOVIC, Petar. Optimality of robust nonlinear feedback controls, Technical Report CCEC-93-1103, 1993.

FREEMAN,Randy y KOKOTOVIC, Petar. Robust control of nonlinear systems. Boston: Editorial Birkhauser, 1996.

FUENTES DÍAZ, Lady Gisselieth; TUTIRA CÁCERES, Yuli Karina y ESTEBAN RIOS, Pedro Julio. Diseño y simulación de estrategias de control conmutado en convertidores de potencia. Trabajo de grado Ingeniero Electrónico. Bucaramanga: Universidad Industrial de Santander, Facultad de Ingenierías Fisico-Mecanicas, 2012.

GILBERT LUENBERGER, David. Introduction to dynamic systems: theory, models and applications, 1 ed., Wiley, 1979, pp. 419-427.

GÓMEZ JIMÉNEZ, Maria Fernanda. Control por modos deslizantes de un convertidor DC-DC. Trabajo de grado Ingeniero Electrónico. Bucaramanga: Universidad Industrial de Santander, Facultad de Ingenierías Fisico-Mecanicas, 2013.

HERNÁNDEZ GÓMEZ, Óscar Mauricio. Dinámica del convertidor DC-DC tipo Buck controlado en modo corriente/voltaje operando en modo de conducción discontinua. Trabajo de grado Ingeniero Electrónico. Tunja: Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia, Facultad de Ingenierías Fisico-Mecanicas, 2009.

JÁCOME MINORTA, David Fernando y NAVARRO MINORTA, Laura Gisela. Control conmutado basado en FPGA para un convertidor DC-DC. Trabajo de grado Ingeniero Electrónico. Bucaramanga: Universidad Industrial de Santander, Facultad de Ingenierías Fisico-Mecanicas, 2013.

Ji,Guojun. Inverse optimal stabilization of a class of nonlinear systems, de *Proceedings of the 26th Chinese control conference*, Hunan, 2007.

KRSTIC, Miroslav y LI,Zhong Hua. Inverse optimal design of input to state stabilizing nonlinear controllers, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 43, nº 3, pp. 336-350, 1998.

LIU,Ziquian;WANG, Qunjing y SCHURZ, Henri. Inverse optimal noise to state stabilization of stochastic recurrent neural networks driven by noise of unknown covariance, *Optimal Control Application and Methods*, vol. 30, nº 2, pp. 163-178, 2009.

LÓPEZ GARCÍA, Irvin;ESPINOZA PÉREZ, Gerardo y CÁRDENAS, Víctor. Control basado en pasividad para un sistema de generación eólico conectado a la red eléctrica, de *Congreso Nacional de Control Automático AMCA 2013*, Ensenada, 2013.

MOYLAN, Peter y OUTRAM ANDERSON, Brian David. Nonlinear regulator theory and an inverse optimal control problem, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 18, nº 5, pp. 460-465, 1973.

OLMOS LÓPEZ, José Armando; GUERRERO RAMÍREZ, Gerardo; VENUSTIANO CANALES, Francisco y OLIVER SALAZAR, Marco Antonio. Control basado en pasividad para convertidores elevadores CFP en paralelo, de *Congreso Nacional de Control Automático AMCA 2010*, Puerto Vallarta, 2010.

PEÑA, Adriano. Herramientas EDA para el diseño de controladores digitales en VHDL. Trabajo de grado Ingeniero Electrónico. Bucaramanga: Universidad Industrial de Santander, Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas, 2015.

RAJAGOPALAN, Sreeram. A New Design Methodology for Mixed Level and Mixed Signal Simulation using PSpice A/D and VHDL. Master Thesis Computer

Engineering. Rochester:Rochester Institute of Technology, Physico-Mechanical Engineering Faculty,2005.

RAJAGOPALAN, Sreeram. Mixed Level and Mixed Signal Simulation using PSpice A/D and VHDL. Technical Report. EMA Design Automation Inc, 2005.

RODRIGUEZ,Luis. An inverse optimality method to solve a class of second order optimal control problems, de *IEEE 18th Mediterranean conference on control & automation*, Marrakech, 2010.

RODRÍGUEZ, Manuel. Introducción Rápida a Matlab y Simulink, 1 ed., Madrid: Ediciones Díaz Santos S.A., 2015, p. 57.

SEPULCHRE, Rodolphe; JANKOVIC,Mrdjan y KOKOTOVIC,Petar. Constructive nonlinear control, Berlin: Springer-Verlag, 1996.

SIRA RAMIREZ, Herbertt y SILVA ORTIGOZA, Ramón. Control design techniques in power electronics devices. Springer, 2006.

VEGA, Carlos. Análisis de técnicas de control basado en pasividad para manipular el comportamiento de circuitos convertidores de potencia CC-CC. Tesis de Maestría Ingeniería Electrónica. Bucaramanga: Universidad Industrial de Santander, Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas, 2016.

ANEXOS

ANEXO A: RUTINAS DE SIMULACIÓN

Para obtener información del comportamiento (evolución temporal) de las variables del circuito convertidor elevador, se realizaron procedimientos de resolución numérica de las ecuaciones dinámicas del modelo matemático correspondiente, empleando integración numérica en MATLAB® a través del paquete de solución de ecuaciones diferenciales ordinarias ODE.

En particular, se empleó la función *ode45*. Dicha función, está basada en un algoritmo de tipo Runge-Kutta desarrollado a partir del método de Euler mejorado³⁰. La función recibe tres parámetros esenciales: $f(t)$ dentro de un *script* en el que se define la ecuación diferencial acompañado por un símbolo @, el vector de límites de tiempo $[t_0 \ t_f]$ y el vector de condiciones iniciales y_0 . En otras palabras, el prototipo básico para usar *ode45* es el siguiente:

$$[t, y] = \text{ode45}(@f(t), [t_0 \ t_f], y_0);$$

En este caso la solución numérica se almacenará en el vector y para cada uno de los instantes de tiempo presentes en el vector t .

La función *ode45*, resuelve ecuaciones del tipo $\dot{y} = f(t, y)$, por tanto, si se desea resolver ecuaciones de orden superior estas deben escribirse como un sistema de ecuaciones diferenciales de primer orden.

³⁰RODRÍGUEZ, Manuel. Introducción Rápida a Matlab y Simulink, 1 ed., Madrid: Ediciones Díaz Santos S.A., 2015, p. 57.

A manera de ejemplo, se ilustrará la forma de resolver la ecuación diferencial de segundo orden

$$\ddot{x} - \mu(1 - x^2)\dot{x} + x = 0 \quad (\text{A.1})$$

donde $\mu > 0$ es un parámetro escalar. Por tanto, definiendo

$$y_1 = x; \quad y_2 = \dot{x} \quad (\text{A.2})$$

la expresión (A.2) puede ser reescrita como

$$\dot{y}_2 = \mu(1 - y_1^2) y_2 + y_1$$

es decir, transformando la ecuación diferencial original de segundo orden y una variable, en una ecuación diferencial equivalente de primer orden y dos variables.

Así entonces, es posible construir el vector

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}$$

cuya dinámica viene representada por

$$\dot{y} = \begin{bmatrix} f_1(t, y) \\ f_2(t, y) \end{bmatrix}$$

Siendo

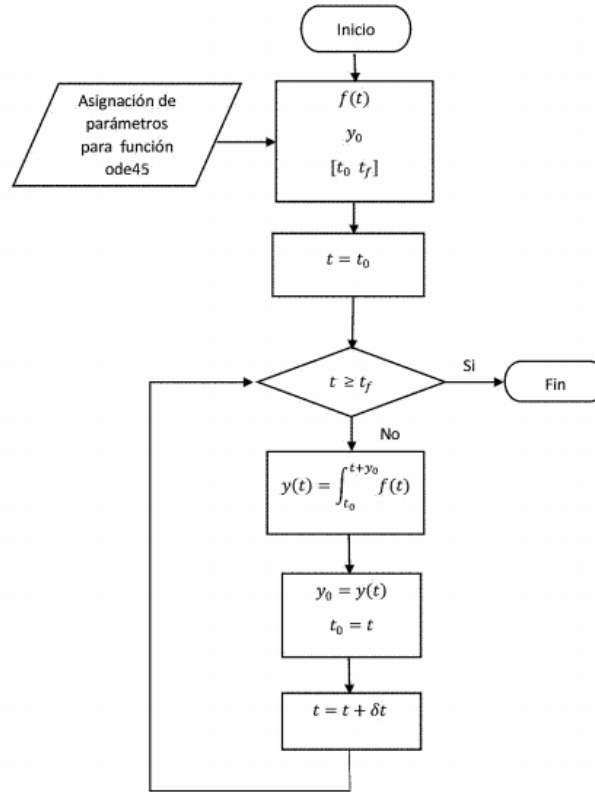
$$f_1(t, y) = y_2; \quad f_2(t, y) = \mu(1 - y_1^2)y_2 + y_1$$

De esta manera, evaluar la expresión (A.1) permite obtener una matriz de salida y con filas representando los vectores solución para y_1 e y_2 como función de t .

En la Fig. A.1 se ilustra el diagrama de flujo del algoritmo empleado para hallar la solución de una ecuación diferencial mediante integración numérica empleando la función ode45 de MATLAB.

Inicialmente, se deben asignar los parámetros definidos en la ecuación (A.1). Posteriormente, un bucle interno hace llamado iterativo a la función $f(t)$ evaluada para valores de tiempo entre t_0 y t_f a partir de las condiciones iniciales y_0 . Para cada ciclo la condición inicial se recalcula siendo la condición final del ciclo anterior. El tiempo se incrementa en un tamaño de paso δt de forma adaptativa, si no se especifica lo contrario. Tras alcanzarse el tiempo final t_f , el bucle interno termina y entrega como resultado el vector de puntos de la trayectoria solución $y(t)$ al igual que el vector de tiempos t .

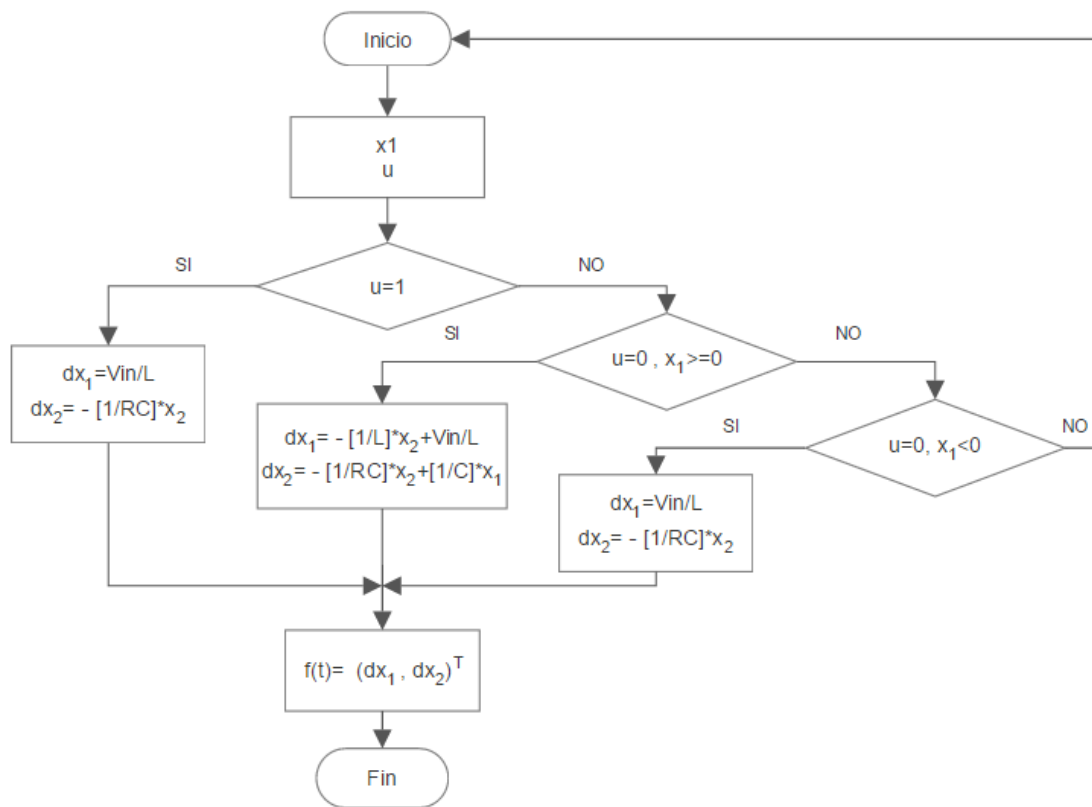
Figura A. 1. Algoritmo de integración numérica función *ode45* de MATLAB



A.1. SOLUCIÓN DE ECUACIONES DEL SISTEMA

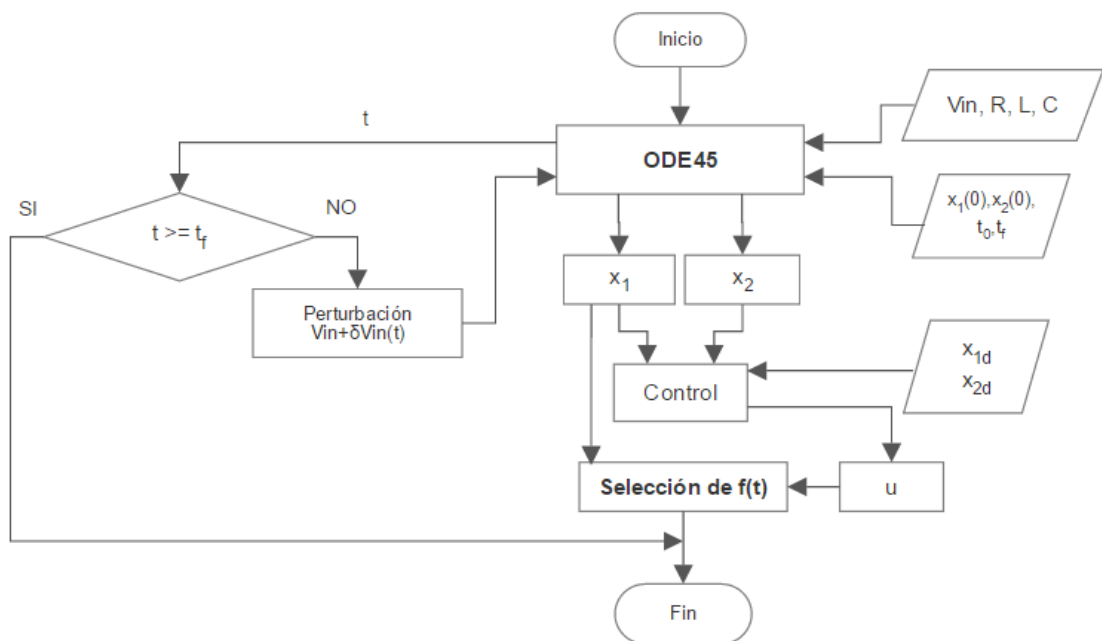
En el Capítulo 2, y más precisamente a través de la ecuación (1), se describe el modelo matemático para el circuito convertidor de potencia elevador. Dicha expresión compacta es el modelo promediado de tres condiciones operacionales (expresadas en el mismo Capítulo) dependiendo de la posición del conmutador u y del valor de corriente x_1 en el inductor. Por tanto, el condicional ilustrado en la Fig. A.2 permite seleccionar el conjunto de ecuaciones adecuado para la condición de operación en un instante dado, a ser ingresado como parámetro $f(t)$ de la función *ode45* previamente descrita.

Figura A. 2. Selección de ecuaciones del circuito para simulación



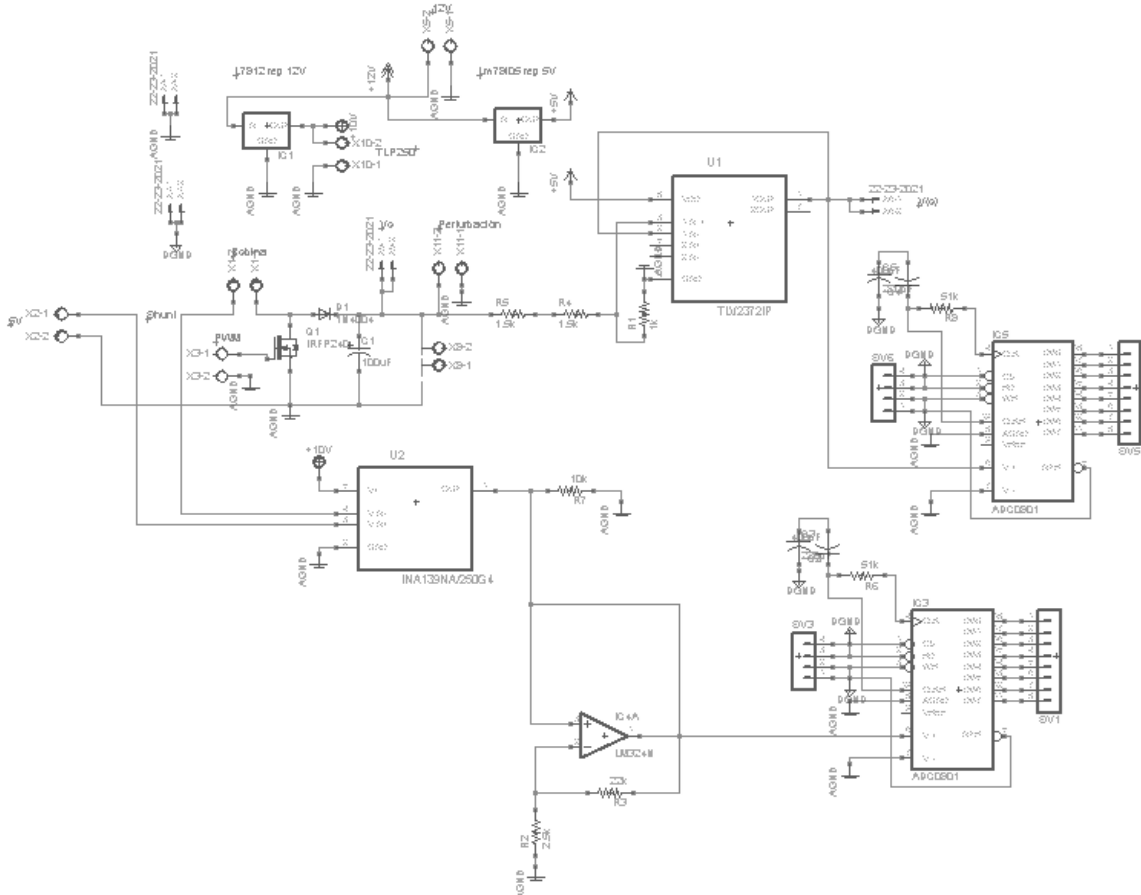
De manera similar, modificación en tiempo de ejecución para los parámetros de la planta permiten recrear el efecto de perturbaciones en la dinámica del sistema simulado. Así, para un valor de tiempo determinado es posible modificar, por ejemplo, el valor de la tensión de entrada V_{in} tal y como se muestra en el diagrama de la Fig. A.3 (esta modificación puede realizarse de la misma manera sobre cualquier parámetro del sistema). Por tanto, la Fig. A.3 ilustra el diagrama de flujos para el algoritmo de simulación del circuito convertidor elevador, donde se observa que la entrada de control $u(t)$, en cada instante de tiempo t , es calculada a través de una transformación matemática aplicada sobre la señal de error $e(t)$. Dicha transformación corresponde con la acción de control $u(t)$ y representa las leyes de control óptimo inverso y basado en pasividad, definidas al final de Capítulo 2, así como también el control proporcional con factor de corrección integral abordado en el Capítulo 3. Asimismo, para simular el circuito en lazo abierto simplemente basta con seleccionar $u = D$.

Figura A. 3. Algoritmo de simulación para circuito convertidor elevador



ANEXO B : ESQUEMATICOS

Figura B. 1. Diagrama esquemático para circuito implementado



ANEXO C: FORMULACIÓN PARA LAS LEYES DE CONTROL

A continuación, se presentan los desarrollos matemáticos que permiten obtener las expresiones para las leyes de control: basado en pasividad y óptimo inverso, implementadas en el presente proyecto de grado, para el caso de un convertidor elevador. Los desarrollos presentados se basan principalmente en ³⁴.

C.1. CONTROL BASADO EN PASIVIDAD

El convertidor DC-DC elevador cumple con la propiedad de balance de energía, la cual indica que:

$$\textit{Energía suministrada} = \textit{Energía almacenada} + \textit{Energía disipada}.$$

Un sistema denominado pasivo no puede almacenar más energía de la suministrada por fuentes externas y la diferencia entre las energías suministrada y la almacenada es la disipada.

Si se cumple que $\textit{Energía almacenada} \leq \textit{Energía suministrada}$, entonces se tiene que el sistema disipa energía.

Para realizar el control es necesario modelar el sistema desde un punto de vista energético; la opción más viable es utilizar análisis a través de la ecuación de Euler-Lagrange. Por tanto, el diseño del control puede resumirse en los siguientes pasos:

³⁴VEGA, Carlos. Análisis de técnicas de control basado en pasividad para manipular el comportamiento de circuitos convertidores de potencia CC-CC.2016, Tesis de Maestría (Ingeniería Electrónica). Universidad Industrial de Santander.

1) Definir el sistema como:

$$D\dot{x} + Cx + Rx = u$$

2) Definir el sistema deseado como:

$$D\dot{x}_d + Cx_d + Rx_d = u_d$$

3) Obtener la ecuación de error:

$$D\dot{e} + Ce + Re = u - u_d$$

empleando la definición del error $e = x - x_d$.

4) Proponer una función de Lyapunov en términos del error:

$$V(e) = \frac{1}{2}e^T De$$

5) Calcular $\dot{V}(e, \dot{e})$ mediante:

$$\dot{V}(e, \dot{e}) = \frac{1}{2}\dot{e}^T D\ddot{e} + \frac{1}{2}\dot{e}^T D\dot{e} + e^T K\dot{e}$$

y determinar a partir de ella las condiciones sobre u que garantizan la estabilidad del sistema.

De esta manera, a partir de (1) las ecuaciones del circuito convertidor elevador pueden reescribirse como:

$$L\dot{x}_{1d} + x_{2d}(1 - u) - \alpha(x_1 - x_{1d}) = Vin \quad (C.1)$$

$$C\dot{x}_{2d} - x_{1d}(1 - u) + \frac{x_{2d}}{R} = 0 \quad (C.2)$$

siendo x_{1d} y x_{2d} los valores deseados para la corriente del inductor y la tensión del capacitor, respectivamente. Asimismo, α es una constante de amortiguamiento que constituye el parámetro de control.

Ahora bien, para realizar control indirecto de voltaje por corriente (tomando en cuenta la fase no mínima del lazo de control), se consideran condiciones de estado estacionario en (C.1), permitiendo obtener:

$$x_{2d} = \frac{Vin + \alpha(x_1 - x_{1d})}{(1 - u)} \quad (C.3)$$

expresión que tras ser reemplazada en (C.2) genera:

$$C \left[\frac{\alpha\dot{x}_1}{(1 - u)} + \frac{(Vin + \alpha(x_1 - x_{1d}))\dot{u}}{(1 - u)^2} \right] - x_{1d}(1 - u) + \frac{Vin + \alpha(x_1 - x_{1d})}{(1 - u)R} = 0$$

a partir de la cual, la dinámica del control puede ser despejada como:

$$\dot{u} = \frac{(1 - u)^2}{C[Vin + \alpha(x_1 - x_{1d})]} \left[x_{1d}(1 - u) - \frac{Vin + \alpha(x_1 - x_{1d})}{(1 - u)R} - \frac{\alpha C\dot{x}_1}{(1 - u)} \right]$$

Finalmente, manipulaciones algebraicas permiten expresar de manera compacta la ley de control mediante:

$$u = 1 - \frac{1}{x_{2d}} [Vin + \alpha(x_1 - x_{1d})]$$

siendo $x_{1d} = \frac{x_{2d}^2}{R Vin}$.

Se observa por tanto, que el desempeño de la ley de control basado en pasividad, queda parametrizado en términos de la constante α .

C.2. CONTROL ÓPTIMO INVERSO

Asumiendo una forma cuadrática para $V(z)$ dada por:

$$V(z) = \frac{1}{2} z^T \mathbf{P} z \tag{C.4}$$

La ley de control definida en (6) toma la forma

$$\begin{aligned} u^* &= -\frac{1}{2} \mathbf{R}^{-1}(z) g^T(x) \frac{\partial V}{\partial z} \\ u^* &= -\frac{1}{4} \mathbf{R}^{-1}(z) g^T(x) \frac{\partial}{\partial z} (z^T \mathbf{P} z) \\ u^* &= -\frac{1}{2} \mathbf{R}^{-1}(z) g^T(x) \mathbf{P} z \end{aligned} \tag{C.5}$$

donde $\mathbf{P}(z) = \mathbf{P}^T(z) > 0$ y $\mathbf{R}(z) = \mathbf{R}^T(z) > 0$.

Por tanto, siendo $V(z)$ una función de Lyapunov, para estabilidad se requiere que $\dot{V} \leq 0$. Así entonces, a partir de (2) y asumiendo $u = \frac{1}{2} u^*$ se obtiene:

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= \frac{\partial V^T}{\partial z} \dot{z} \\
\dot{V} &= \frac{\partial V^T}{\partial z} f(z) + \frac{\partial V^T}{\partial z} g(z)u \\
\dot{V} &= \frac{\partial V^T}{\partial z} f(z) - \frac{1}{4} \frac{\partial V^T}{\partial z} g(z) \mathbf{R}^{-1}(z) g^T(z) \mathbf{P}(z)
\end{aligned} \tag{C.6}$$

Esta última expresión define restricciones sobre $\mathbf{P}(z)$ y $\mathbf{R}(z)$ para garantizar la estabilidad del sistema controlado. Más aún, definiendo $l(z) = -\dot{V}$, es posible resolver la ecuación HJB definida en (6), y por ende, minimizar el funcional de costo (5) tras emplear la ley de control (C.5).

A partir de ello, una apropiada selección para $\mathbf{P}(z)$ permite obtener³⁴:

$$\begin{aligned}
u &= \bar{u} + u^* \\
u &= \bar{u} - \frac{1}{2} \mathbf{R}^{-1} (x_1 x_{2d} - x_2 x_{1d}) \\
u &= \left(1 - \frac{V_{in}}{x_{2d}}\right) - \frac{1}{2} \mathbf{R}^{-1} \left(x_1 x_{2d} - x_2 \frac{x_{2d}^2}{R V_{in}}\right)
\end{aligned} \tag{C.7}$$

como señal de control para el circuito convertidor de potencia, concebida a partir de una desviación óptima u^* sobre el valor del ciclo útil nominal \bar{u} , de la señal de actuación modulada en ancho de pulso.

Se observa por tanto, que el desempeño de la ley de control óptimo inverso, queda parametrizado en términos de la matriz $\mathbf{R}(z)$.

³⁴VEGA, Carlos. Análisis de técnicas de control basado en pasividad para manipular el comportamiento de circuitos convertidores de potencia CC-CC. 2016, Tesis de Maestría (Ingeniería Electrónica). Universidad Industrial de Santander.