

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE ESTRATEGIAS DE CONTROL CONMUTADO EN CONVERTIDORES DE POTENCIA



**LADY GISSELIETH FUENTES DÍAZ
YULY KARINA TUTIRA CÁCERES
PEDRO JULIO ESTEBAN RIOS**



**ESCUELA DE INGENIERÍAS
ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA
Y DE TELECOMUNICACIONES**



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

2012

**DISEÑO Y SIMULACIÓN DE ESTRATEGIAS DE CONTROL CONMUTADO
EN CONVERTIDORES DE POTENCIA**

**LADY GISSELIETH FUENTES DÍAZ
YULY KARINA TUTIRA CÁCERES
PEDRO JULIO ESTEBAN RIOS**

**Trabajo de Grado para optar al título de
Ingeniero(a) Electrónico(a)**

Director

RICARDO ALZATE CASTAÑO, Ph.D.

Codirector

JAIME GUILLERMO BARRERO, M.Sc.

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

2012

DEDICATORIA

Agradezco en primer lugar a Dios, por todas las bendiciones recibidas a lo largo de mi vida y en especial por permitirme superar esta etapa más de mi formación profesional.

A mi madre CAROLINA, quien con su amor, sus consejos, su sacrificio y apoyo incondicional, me ha demostrado que todo es posible y que para todo siempre hay una solución.

A mi padre LUIS JORGE, que desde el cielo me ha brindado la fuerza para afrontar los retos y la perseverancia hasta alcanzarlos.

A mis HERMANOS, por su apoyo incondicional y sus palabras cargadas de buena energía las cuales hicieron las cosas más fáciles.

Finalmente a mis amigos y en especial a mis compañeras de tesis de grado, por su disposición en los momentos en que necesité de su ayuda, por transmitirme sus conocimientos y por enseñarme a trabajar en equipo.

DEDICATORIA

Agradezco a Dios por todas las bendiciones, una de ellas mis padres y hermanos, por haberme permitido llegar hasta este momento tan importante de mi formación profesional, además de su infinita bondad y amor.

A mi madre MARIA EDDY CÁCERES por ser esa voz de apoyo en cada instante de mi vida, por ser mi amiga y confidente, por enseñarme a confiar en mis capacidades, por sus consejos, por demostrarme siempre su cariño y apoyo incondicional.

A mi padre LEONEL TUTIRA DIAZ por sus ejemplos de perseverancia y constancia que lo caracterizan, los cuales motivan mi deseo de aprendizaje, y sobre todo por su infinito amor.

A mis hermanos KEVIN FERNANDO Y LISBETH VANESA quienes me han brindado su apoyo y me han enseñado a asumir los retos desde otra perspectiva.

A mis amigos y compañeros tesistas por sus consejos, y su apoyo incondicional.

DEDICATORIA

Este trabajo ha sido una bendición que dios me dio, permitiendo abrir mi camino hacia nuevas oportunidades y crecimiento intelectual, por esta razón todos mis logros y bendiciones son gracias a él y a su compañía constante.

Les agradezco a mis padres Luz Myriam y Jairo, por ser mi inspiración en esta etapa de mi vida y por enseñarme a luchar por lo que quiero y esforzarme por dar lo mejor de mí en todo lo que hago.

A mis nonitos Rosa, Socorro y Eliseo, por ser un ejemplo de perseverancia y por ayudarme a salir adelante y no darme por vencida a pesar de los obstáculos.

A mis hermanos Andrés y Cathe, porque su cariño y compañía enriquecieron mi alma, por sus palabras, por lo vivido juntos, gracias porque hicieron posible culminar este sueño.

A mi tía Graciela por creer en mí y ayudarme a realizar mis metas.

A mi novio, compinche y mejor amigo Damián, por compartir mis alegrías, tristezas y rabietas con la mejor actitud brindándome siempre su cariño, gracias porque esta meta alcanzada no hubiese sido posible sin ti.

A mis amigos por su amistad casi que hermandad, permitió convertirme en mejor persona cada día, por los momentos felices, por sus palabras de aliento y por su compañía en momentos de soledad, gracias porque más que amigos somos una familia. .. (Atte. Gíss)

AGRADECIMIENTOS

A Dios por darnos la sabiduría, paciencia y entrega para poder culminar esta meta propuesta.

A Ricardo Alzate Castaño, director del proyecto, por guiarnos a través del mundo del saber, permitiendo el desarrollo de este proyecto y la culminación exitosa del mismo.

A Jaime Guillermo Barrero, codirector del proyecto, por su disposición y ayuda durante este trabajo.

Al profesor, Rodrigo Correa, por sus contribuciones que nos permitieron avanzar en este proyecto.

A la Universidad Industrial de Santander y en especial la escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones, por brindarnos todas las herramientas en nuestra formación como profesionales.

A nuestros compañeros y amigos, por todos los momentos vividos. Los recordaremos siempre.

TABLA DE CONTENIDO

	Pag.
INTRODUCCIÓN	23
1. ANTECEDENTES Y JUSTIFICACIÓN	24
1.1 PLANTEAMIENTO Y DEFINICIÓN DEL PROBLEMA	26
1.2 OBJETIVOS:.....	27
1.2.1 Objetivo general	27
1.2.2 Objetivos específicos	27
2. TOPOLOGÍAS DE CONVERTIDOR DE POTENCIA	28
2.1 CONCEPTOS PRELIMINARES	28
2.2 CLASIFICACIÓN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA	29
2.2.1 Rectificadores	30
2.2.2 Convertidores AC-DC.....	30
2.2.3 Convertidores DC-AC.....	31
2.2.4 Convertidores AC-AC.....	31
2.2.5 Convertidores DC-DC	32
2.2.6 Interruptores Estáticos	33
2.3 CONVERTIDORES DE POTENCIA EN SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	33
2.3.1 Sistemas Fotovoltaicos	34
2.3.2 Etapas Básicas de un Sistema Fotovoltaico	35
2.4 SELECCIÓN DE LA TOPOLOGÍA.....	35
2.4.1 Análisis con Interruptor Cerrado.....	37
2.4.2 Análisis con Interruptor Abierto	38
2.5 DISEÑO DEL CIRCUITO CONVERTIDOR	39
2.5.1 Dimensionamiento de los elementos de circuito	40
2.6 SIMULACIÓN EN LAZO ABIERTO	42
2.6.1 Tensión en la carga y corriente en la bobina.....	43

2.6.2	Eficiencia del circuito.....	45
2.7	SIMULACIÓN EN LAZO CERRADO SIN CONTROL.....	46
2.7.1	Voltaje y corriente en la carga con perturbación	47
2.8	SIMULACIÓN EN LAZO CERRADO CON CONTROL PID	48
2.8.1	Representación en función de transferencia para el convertidor de potencia.....	48
2.8.2	Función de transferencia del controlador PID.	49
2.8.3	Simulación del sistema en lazo cerrado controlado mediante un PID	52
3.	CONTROL POR MODOS DESLIZANTES	54
3.1	FUNDAMENTOS DEL CONTROL EN MODO DESLIZANTE.....	54
3.2	DETERMINACIÓN DE LA LEY DE CONTROL PARA EL CONVERTIDOR	57
3.3	IMPLEMENTACION NUMÉRICA DEL CONTROLADOR MEDIANTE MATLAB®.....	61
3.4	IMPLEMENTACION CIRCUITAL DEL CONTROLADOR MEDIANTE ORCAD-CADENCE®.....	66
4.	CONTROL ÓPTIMO.....	71
4.1	EL PROBLEMA DE CONTROL ÓPTIMO	71
4.2	CONTROL ÓPTIMO DE UN CONVERTIDOR BUCK.....	73
4.3	VERIFICACIÓN DE LA ESTRATEGIA DE CONTROL EN MATLAB®	75
4.4	IMPLEMENTACION CIRCUITAL DEL CONTROLADOR MEDIANTE ORCAD-CADENCE®.....	83
5	CONCLUSIONES.....	86
6	RECOMENDACIONES Y TRABAJO FUTURO.....	88
	BIBLIOGRAFÍA.....	89
	ANEXOS.....	91

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.	Rectificador monofásico con sus respectivas ondas de tensión	30
Figura 2.	Rectificador controlado con sus respectivas ondas de tensión.....	30
Figura 3.	Convertidor monofásico DC-AC.....	31
Figura 4.	Convertidor monofásico AC-AC y sus respectivas formas de onda de tensión	32
Figura 5.	Convertidor de DC-DC	32
Figura 6.	Interruptor monofásico de AC	33
Figura 7.	Panel solar.....	34
Figura 8.	Etapas de un sistema fotovoltaico.....	35
Figura 9.	Topología del convertidor Buck.....	36
Figura 10.	Circuito equivalente con el interruptor cerrado.....	37
Figura 11.	Circuito equivalente con el interruptor abierto.....	38
Figura 12.	Esquemático implementado en ORCAD-CADENCE® para circuito convertidor Buck diseñado.....	43
Figura 13.	Tensión en la carga (superior) y corriente en la bobina (inferior) ante variaciones en la carga.....	44
Figura 14.	Tensión en la carga (superior) y corriente en la bobina (inferior) ante variaciones en la fuente de suministro.....	44
Figura 15.	Tensión en la carga (superior) y corriente en la bobina (inferior) sin perturbación.....	45
Figura 16.	Eficiencia del circuito convertidor Buck obtenida en ORCAD-CADENCE®.....	45
Figura 17.	Tensión drenador-surtidor en transistor MOSFET.....	46
Figura 18.	Circuito en lazo cerrado implementado en ORCAD-CADENCE®.....	47
Figura 19.	Tensión en la carga (superior), corriente en la carga (inferior) en lazo cerrado sin control ante la acción de perturbaciones.....	48
Figura 20.	Convertidor Buck en el dominio de Laplace.....	49
Figura 21.	Respuesta escalón del sistema en lazo abierto.....	50

Figura 22.	Realización circuital de controlador PID diseñado.	52
Figura 23.	Tensión en la carga (superior) y corriente en la carga (inferior) con perturbación en la salida.	53
Figura 24.	Tensión en la carga (superior) y corriente en la carga (inferior) con perturbación en el voltaje de suministro.	53
Figura 25.	Región deslizante en el plano de fase y la acción de control.	56
Figura 26.	Circuito equivalente con interruptor cerrado.	57
Figura 27.	Circuito equivalente con el interruptor abierto.	58
Figura 28.	Diagrama de flujo para implementación en MATLAB® de la ley de control por modo deslizante.	61
Figura 29.	Comportamiento del sistema controlado en el plano de fase sin perturbación, obtenido en MATLAB®.	63
Figura 30.	Comportamiento de variables de estado para el sistema controlado sin perturbación, obtenido en MATLAB®.	64
Figura 31.	Comportamiento del sistema controlado en el plano de fase con perturbación, obtenido en MATLAB®.	65
Figura 32.	Comportamiento de variables de estado para el sistema controlado con perturbación, obtenido en MATLAB®.	65
Figura 33.	Diagrama de bloques para el circuito implementado en ORCAD-CADENCE®.	67
Figura 34.	Comportamiento del sistema controlado en el plano de fase sin perturbación, obtenido en ORCAD-CADENCE®.	68
Figura 35.	Comportamiento de variables de estado para el sistema controlado sin perturbación, obtenido en ORCAD-CADENCE®.	69
Figura 36.	Comportamiento del sistema controlado en el plano de fase con perturbación, obtenido en ORCAD-CADENCE®.	70
Figura 37.	Comportamiento de variables de estado para el sistema controlado con perturbación, obtenido en ORCAD-CADENCE®.	70
Figura 38.	Diagrama de flujo para la estrategia de control óptimo implementada en MATLAB®.	76

Figura 39. Salida de voltaje del convertidor tras acción de control óptimo obtenida en MATLAB®.....	78
Figura 40. Señal de control óptimo conmutado obtenida en MATLAB®.	78
Figura 41. Tensión en la carga $x_1(t)$ y corriente en el inductor $x_2(t)$ tras acción de control óptimo con perturbaciones en la carga, obtenida en MATLAB®.	79
Figura 42. Señal de control óptimo conmutado con perturbaciones en la carga, obtenida en MATLAB®.	80
Figura 43. Tensión en la carga $x_1(t)$ y corriente en el inductor $x_2(t)$ tras acción de control óptimo con perturbaciones en el voltaje de suministro al circuito, obtenida en MATLAB®.	81
Figura 44. Señal de control óptimo conmutado con perturbaciones en el voltaje de suministro al circuito, obtenida en MATLAB®.	81
Figura 45. Esquemático para la realización circuital de la ley de control óptimo implementada en ORCAD-CADENCE®.	82
Figura 46. Comportamiento del sistema controlado sin perturbación, obtenido en ORCAD-CADENCE®.	83
Figura 47. Comportamiento del sistema controlado con perturbación en la carga, obtenido en ORCAD-CADENCE®.	84
Figura 48. Comportamiento del sistema controlado con perturbación en el voltaje de suministro, obtenido en ORCAD-CADENCE®.	85

LISTA DE TABLAS

Tabla 1.	Requerimientos de diseño.....	40
Tabla 2.	Características eléctricas Transistor de potencia.	41
Tabla 3.	Características eléctricas Diodo de libre marcha.....	42
Tabla 4.	Constantes calculadas para el controlador PID.....	51
Tabla 5.	Valores de parámetro seleccionados para determinar las cotas de incertidumbre.	59

LISTA DE ANEXOS

ANEXO A . ANÁLISIS DEL COMPORTAMIENTO DE LOS PARÁMETROS λ Y η EN EL CONTROL POR MODOS DESLIZANTES	91
---	-----------

RESUMEN

TITULO: DISEÑO Y SIMULACIÓN DE ESTRATEGIAS DE CONTROL CONMUTADO EN CONVERTIDORES DE POTENCIA¹

AUTORES: LADY GISELLIETH FUENTES DÍAZ, YULY KARINA TUTIRA CÁCERES, PEDRO JULIO ESTEBAN RIOS.²

PALABRAS CLAVE: Control Óptimo Conmutado, Control por Modos Deslizantes (SMC), Convertidor de Potencia.

El presente proyecto de grado presenta la selección, el diseño y la simulación de un circuito convertidor de potencia para aplicaciones de bajo consumo. Sobre el circuito diseñado se realiza el estudio de dos técnicas de control conmutado: Modos Deslizantes (SMC) y óptimo. Para cada una de las técnicas analizadas se realiza un estudio de sus bases teóricas, el planteamiento de la respectiva ley de control y las simulaciones correspondientes a sus realizaciones en MATLAB y en ORCAD-CADENCE. Como resultado importante se destaca un comportamiento satisfactorio de las técnicas propuestas para mantener constante la tensión de salida del circuito convertidor, ante la acción de perturbaciones en la carga y en el voltaje de suministro.

Como resultado de la investigación se comprueba la efectividad de la estrategia de control por modos deslizantes sobre el control óptimo, debido a la capacidad que posee dicho controlador para mantenerse en modo correcto de funcionamiento, aún con variaciones en los parámetros de diseño del sistema (convertidor de potencia). Mediante las simulaciones realizadas, se obtuvieron mejores resultados al implementar las técnicas modernas de control comparada con la estrategia clásica PID, este resultado hace más atractivo la manipulación de sistemas no lineales por medio de estos métodos. Por medio del presente trabajo, es claro el hecho, que las estrategias de control estudiadas pueden ser utilizadas en cualquier sistema siguiendo la estructura planteada por los autores. Parte del trabajo complementario incluye la realización digital de los controladores diseñados.

¹ Proyecto de grado

² Facultad de ingenierías Físico mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: RICARDO ALZATE CASTAÑO, Ph.D.

ABSTRACT

TITLE: DESIGN AND SIMULATION OF SWITCHING CONTROL STRATEGIES ON POWER CONVERTERS³

AUTHORS: LADY GISELLIETH FUENTES DÍAZ, YULY KARINA TUTIRA CÁCERES, PEDRO JULIO ESTEBAN RIOS⁴

KEY WORDS: Power Converter, Sliding Mode Control (SMC), Switching Optimal Control.

This Project is aimed at performing design, modeling and simulation of a power converter circuit for low power applications. In order to improve the performance of the circuit for external disturbances applied to the load and to the main source, two control techniques have been applied: Sliding Mode Control (SMC) and Switching Optimal Control. For each of the techniques discussed is performed to a study of its theoretical basis, the approach of the respective control law and simulations. As a main result of the Project, we have simulations in MATLAB and ORCAD-CADENCE showing a regulated output on the power converter despite of the disturbances applied, confirming the effectiveness of the proposed control techniques.

As a result of the inquiry is checked strategy effectiveness sliding mode control for optimum control because it has the ability to maintain said controller operating correctly, even with variations in system design parameters (converter power). Through simulations, best results were obtained by implementing modern control techniques compared to classical PID strategy; this result makes it more attractive handling nonlinear systems using these methods. Through this study, it is clear the fact that the studied control strategies can be used on any system with the structure proposed by the authors. As a complementary work we propose the digital realization of the controllers.

³ Degree project

⁴ Facultad de ingenierías Físico mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: RICARDO ALZATE CASTAÑO, Ph.D

El presente proyecto de grado forma parte de las actividades del proyecto de investigación denominado: “*Análisis del Comportamiento Dinámico de un Convertidor de Potencia Sometido a Estrategias de Control Conmutado*”, financiado por la VIE-UIS con código 5568.

INTRODUCCIÓN

Las fuentes de energía renovable se han convertido en una alternativa viable para suplir la demanda energética a nivel mundial, ya que estas tras ser utilizadas, se pueden regenerar de manera natural o artificial. La importancia de estos sistemas es el mínimo efecto causado en el medio ambiente, permitiendo la generación de energías limpias.

En el presente trabajo, se tomará como aplicación, la regulación de un circuito, que suministra una tensión por medio de un convertidor de potencia. Se desea que el sistema a implementar sea de baja potencia, por ende, se estudiaron las bases teóricas de las diversas topologías de convertidor y se escogió el que cumpliera con dicha especificación.

Debido a la no linealidad del sistema y a la importancia de mejorar la eficiencia ante perturbaciones, se optó por el estudio e implementación de dos técnicas de control moderno⁵ sobre el convertidor escogido.

Finalmente se realizó la formulación de modelos y el respectivo análisis de las simulaciones numéricas en MATLAB® y simulaciones circuitales en ORCAD-CADENCE®, para verificar la implementación equivalente de las estrategias de control diseñadas.

⁵ control por modos deslizantes (SMC) y control óptimo (PCO)

1. ANTECEDENTES Y JUSTIFICACIÓN

Los convertidores de potencia son circuitos electrónicos que poseen como función primordial realizar el control de la potencia eléctrica, o bien, el acondicionamiento de la misma, entre una fuente (entrada) y su respectiva carga (salida). Dependiendo del tipo de transformación que realicen sobre las formas de onda de voltajes y corrientes, se consideran diversas topologías de convertidor entre las cuales se pueden mencionar: conversión AC-AC, conversión DC-AC, conversión DC-DC y conversión AC-AC [1]. De otro lado, una acción de control aplicada sobre circuitos convertidores de potencia busca esencialmente que estos sistemas permitan un intercambio más flexible de la potencia entre los generadores y las cargas. También que puedan mejorar la calidad de la energía transmitida. No obstante, su buen funcionamiento depende fundamentalmente de la técnica de control aplicada, ya que la velocidad de la respuesta dinámica, la robustez y la estabilidad de los sistemas de control empleados influyen de manera directa en el comportamiento del sistema implementado [2]. El uso de técnicas de control clásico como el PID de ganancia fija, o el PWM (modulación por ancho de impulso), en algunos casos resulta ser una buena alternativa para controlar sistemas dinámicos; ya que proporcionan tiempos de respuesta rápidos. Sin embargo entre mayor sea la precisión requerida en el sistema, el ajuste de este tipo de control es más difícil ya que son bastante sensibles a las señales de ruido y en ocasiones introducen oscilaciones cuando se presentan retardos en el sistema. Cuando la dinámica de los sistemas o procesos a controlar es no-lineal, el control debe poseer la capacidad de compensar estas alinealidades y, dada la naturaleza lineal de una estrategia de control PID, este tipo de controladores convencionales no presenta un desempeño muy satisfactorio en aplicaciones que requieran de alta precisión y estabilidad.

Como alternativa, se han planteado en los últimos años diversas investigaciones y estudios relacionados con técnicas alternativas para obtener

mejores desempeños de circuitos convertidores de potencia en diferentes aplicaciones. Por ejemplo, a nivel de configuraciones circuitales (topologías) se destacan los trabajos: [3] presentando alternativas para aprovechar regeneración energética a partir de bancos de baterías durante el frenado de vehículos híbridos; [4] analiza configuraciones alternativas para el convertidor Buck buscando incrementar su eficiencia energética; y [5] donde se estudia un convertidor elevador en puente completo (ACFBC – active clamp full-bridge converter) como solución eficaz para incrementar el ancho de banda en aplicaciones de respuesta rápida. Respecto a estrategias de control para estos sistemas, en [6] se muestra un análisis de convertidores de potencia DC-DC controlados mediante técnicas no-lineales (modos deslizantes, control por pasividad y de linealización por realimentación) validando resultados mediante simulaciones e implementaciones circuitales; [7] presenta estudios del control en modos deslizantes para convertidores de potencia de estructura resonante; [8] estudia una técnica linealizada llamada realimentación de la salida pasiva de la dinámica exacta del error de seguimiento (ETEDPOF) y [9] realiza aplicación de técnicas de control adaptativo y robusto a circuitos convertidores del tipo DC-DC; A nivel de la Universidad Industrial de Santander se destacan los siguientes desarrollos relacionados: [10] propone filtros activos a convertidores de potencia para eliminar componentes indeseadas en redes de suministro eléctrico; en [11] se realiza el diseño y la implementación de protecciones de sobrecorriente y cortocircuito para conversores estáticos de potencia; y [12] realiza un estudio de simulación sobre un circuito convertidor Buck multifase controlado mediante técnicas de PWM. A nivel colombiano, se destaca el trabajo realizado en [13], [14] donde se estudia el comportamiento de convertidores tipo Boost y Buck sometidos a estrategias de PWM modificado denominadas ZAD (Zero Average Dynamics).

1.1 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 diferentes aplicaciones que, cada vez más, exigen rapidez de respuesta y estabilidad frente a perturbaciones, además de una alta eficiencia. En algunos casos prácticos estas características son difíciles de alcanzar como consecuencia principal de la naturaleza no-lineal que presentan dichos sistemas (convertidores) ante determinados regímenes de operación.

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 teoría de control automático. Una alternativa aceptada para estudiar este tipo de fenómenos dinámicos, la constituyen los denominados sistemas híbridos (hybrid dynamical systems) que modelan el comportamiento dinámico del sistema mediante discontinuidades seleccionadas a partir de leyes de conmutación (estrategias de control conmutado).

Por todo lo anterior, alrededor de esta temática es válido plantearse inquietudes de investigación como las siguientes: ¿Qué topologías circuitales son válidas para implementar convertidores de potencia y sobre qué aplicaciones? ¿Qué ventajas y/o desventajas presentan estrategias avanzadas de control respecto a las convencionales, en el comportamiento de circuitos convertidores de potencia? ¿Cómo seleccionar de manera apropiada una combinación de topología y de acción de control para un convertidor que satisfaga las necesidades de una aplicación específica?

El presente proyecto de grado busca realizar aportes 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.

1.2 OBJETIVOS:

1.2.1 Objetivo general

Diseñar y simular estrategias de control conmutado en convertidores de potencia.

1.2.2 Objetivos específicos

- Seleccionar y modelar una topología de convertidor para aplicaciones de baja potencia
- Manipular el comportamiento dinámico del modelo de convertidor empleando simulación para dos técnicas de control conmutado ante variaciones de entrada y de carga
- Dimensionar los componentes circuitales para una aplicación específica
- Desarrollar un procedimiento de prueba para verificar la validez del diseño.

2. TOPOLOGÍAS DE CONVERTIDOR DE POTENCIA

En este capítulo se describen diferentes topologías para circuitos convertidores de potencia. En la misma medida se mencionan aplicaciones en las que estos sistemas desempeñan un papel importante, al igual que sus técnicas asociadas de control por regulación. Por último se realiza el dimensionamiento de los componentes circuitales para un caso específico, la obtención de un modelo matemático asociado y las respectivas simulaciones numéricas (MATLAB®) y circuitales (CADENCE®) para el sistema.

2.1 CONCEPTOS PRELIMINARES

La electrónica de potencia abarca en un sentido general el estudio de los circuitos destinados a controlar el flujo de energía eléctrica mediante dispositivos electrónicos (semiconductores) operando como interruptores, esto con el fin de controlar o modificar niveles de tensión y/o de corriente [1]. Debido al desarrollo de la tecnología de semiconductores de potencia, las capacidades del manejo de energía y la velocidad de conmutación de los dispositivos de potencia han mejorado significativamente. Es así como en la electrónica de potencia se combinan la energía, la electrónica y el control, este último encargado del comportamiento del circuito en régimen permanente y de las características dinámicas del sistema en lazo cerrado.

Los dispositivos semiconductores utilizados en electrónica de potencia se pueden clasificar en tres grandes grupos, de acuerdo con su grado de controlabilidad:

- **Dispositivos no-controlados:** En este grupo se encuentran los Diodos. Los estados de conducción o cierre (ON) y bloqueo o abertura (OFF) dependen del circuito de potencia. Por tanto, estos dispositivos no disponen de ningún terminal de control externo.

- **Dispositivos semicontrolados:** En este grupo se encuentran, dentro de la familia de los Tiristores, los SCR (“Silicon Controlled Rectifier”) y los TRIAC (“Triode of Alternating Current”). En éste caso su puesta en conducción (paso de OFF a ON) se debe a una señal de control externa que se aplica en uno de los terminales del dispositivo, comúnmente denominado puerta. Por otro lado, su bloqueo (paso de ON a OFF) lo determina el propio circuito de potencia. Es decir, se tiene control externo de la puesta en conducción, pero no así del bloqueo del dispositivo.
- **Dispositivos totalmente controlados:** En este grupo encontramos los transistores bipolares BJT (“Bipolar Junction Transistor”), los transistores de efecto de campo MOSFET (“Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor”), los transistores bipolares de puerta aislada IGBT (“Insulated Gate Bipolar Transistor”) y los tiristores GTO (“Gate Turn-Off Thyristor”), entre otros.

2.2 CLASIFICACIÓN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA

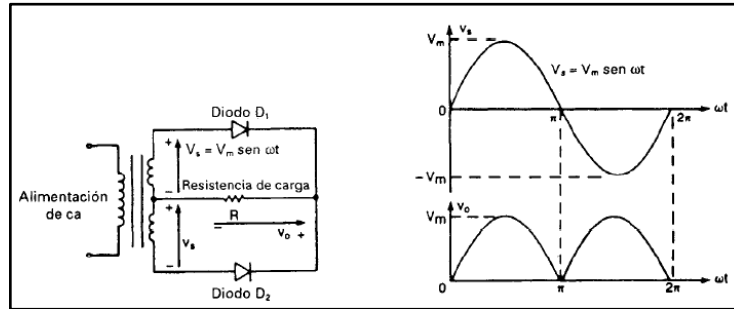
Cuando se requiere el acondicionamiento o el control de la potencia eléctrica, se hace necesaria la conversión de la potencia de una forma a otra. Las características de interrupción de los dispositivos de potencia permiten dicha conversión. Cabe resaltar que un convertidor de potencia se puede considerar como una matriz de conmutación⁶ [1]. En este contexto los circuitos electrónicos de potencia se pueden clasificar en seis tipos principales enunciados a continuación.

⁶ El convertidor es tratado como una multipuerta que es analizada a partir de sus relaciones entrada-salida

2.2.1 Rectificadores

Un circuito rectificador por diodos presenta como característica la capacidad de convertir el voltaje de AC en un voltaje fijo de DC, como se muestra en la Figura 1.

Figura 1. Rectificador monofásico con sus respectivas ondas de tensión

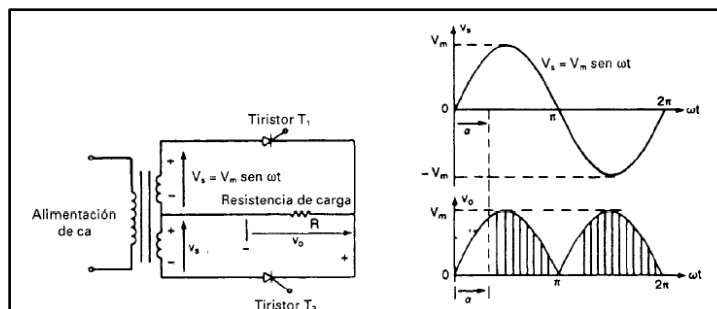


Fuente: [1].

2.2.2 Convertidores AC-DC

Conocidos también como *rectificadores controlados*, en la Figura 2 aparece un circuito convertidor monofásico, el cual posee dos tiristores de conmutación, el valor promedio del voltaje se salida se puede controlar variando el tiempo de conducción de los tiristores o variando el ángulo de retraso de disparo.

Figura 2. Rectificador controlado con sus respectivas ondas de tensión.

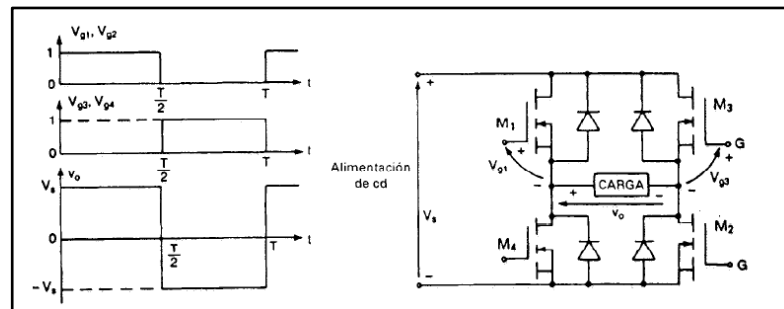


Fuente: [1].

2.2.3 Convertidores DC-AC

Este tipo de convertidor se conoce también como *inversor*. En esta configuración el voltaje de salida puede ser controlado variando el tiempo de conducción de los transistores. En la Figura 3 se muestra un inversor monofásico. Para este caso particular si los transistores M1-M2 conducen mediante medio periodo y M3-M4 conducen durante la otra mitad del periodo, el voltaje de salida tendrá una forma de onda alterna.

Figura 3. Convertidor monofásico DC-AC.

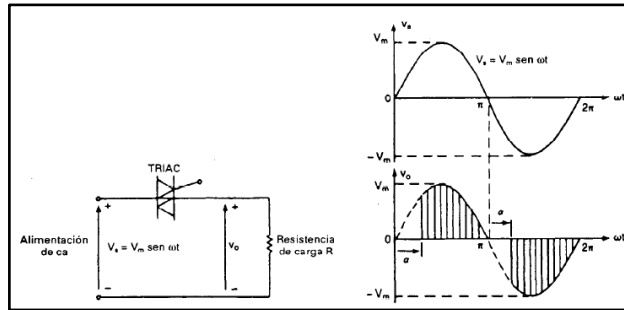


Fuente: [1].

2.2.4 Convertidores AC-AC

Conocidos también como *controladores de voltaje AC*, este tipo de convertidores se utiliza para obtener un voltaje de salida de corriente alterna a partir de una fuente fija de corriente alterna. En la Figura 4 es posible observar un convertidor monofásico en el cual la tensión de salida se controla mediante la variación del tiempo de conducción del Triac o del ángulo de retraso de disparo.

Figura 4. Convertidor monofásico AC-AC y sus respectivas formas de onda de tensión

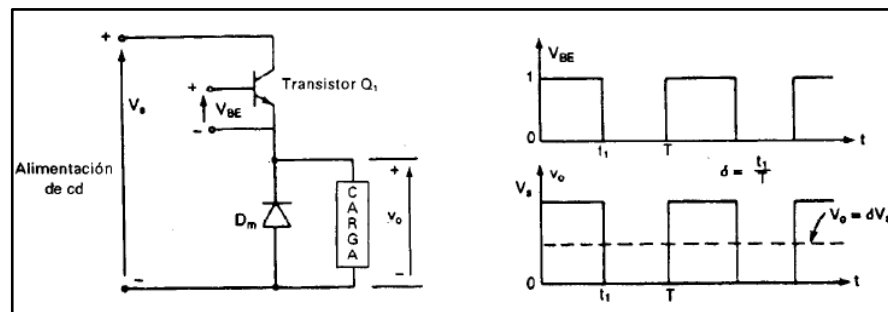


Fuente: [1].

2.2.5 Convertidores DC-DC

Este tipo de convertidor conocido también como *pulsador* o *regulador de conmutación* tiene la capacidad de hacer que la tensión promedio de salida se controle mediante la variación del tiempo de conducción del transistor (ciclo de trabajo). En la Figura 5 aparece un convertidor DC-DC mediante un transistor.

Figura 5. Convertidor de DC-DC

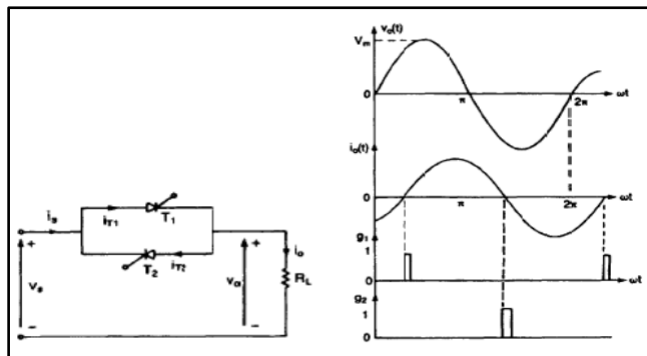


Fuente: [1].

2.2.6 Interruptores Estáticos

Dependiendo del tipo de alimentación, existen dispositivos de potencia que pueden ser operados como interruptores estáticos o contactores de corriente alterna (AC) o de corriente continua (DC). La Figura 6 ilustra un interruptor monofásico de AC operado a partir de conmutación mediante SCR.

Figura 6. Interruptor monofásico de AC



Fuente: [1]

En la sección 2.3 se describe una tecnología basada en obtener energía de una manera eficiente y ecológicamente amigable lo que ha venido impulsando el desarrollo de las fuentes no convencionales, como alternativa a la utilización de combustibles fósiles.

2.3 CONVERTIDORES DE POTENCIA EN SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

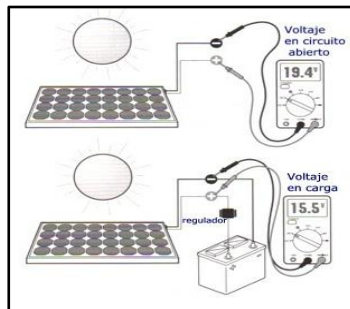
En los últimos años se ha visto un avance significativo en el mercado energético principalmente en Europa y Norteamérica. En países industrializados se investiga cada vez más en diferentes modos de generación de energía como son las

fuentes: fotovoltaicas (PV), eólicas y de micro-turbinas, entre otras [15], [16], [17], [18]. El presente proyecto se enfatizará en aplicaciones de convertidores de potencia en el contexto de los sistemas fotovoltaicos.

2.3.1 Sistemas Fotovoltaicos

La tecnología fotovoltaica involucra la conversión de energía solar en energía eléctrica por medio de celdas solares. Una celda solar típicamente está hecha de materiales semiconductores tales como el silicio cristalino. En la Figura 7 se muestra un esquema sencillo de un panel solar. La celda absorbe la luz solar y produce electricidad a través de un proceso llamado “*efecto fotovoltaico*” [18].

Figura 7. Panel solar.



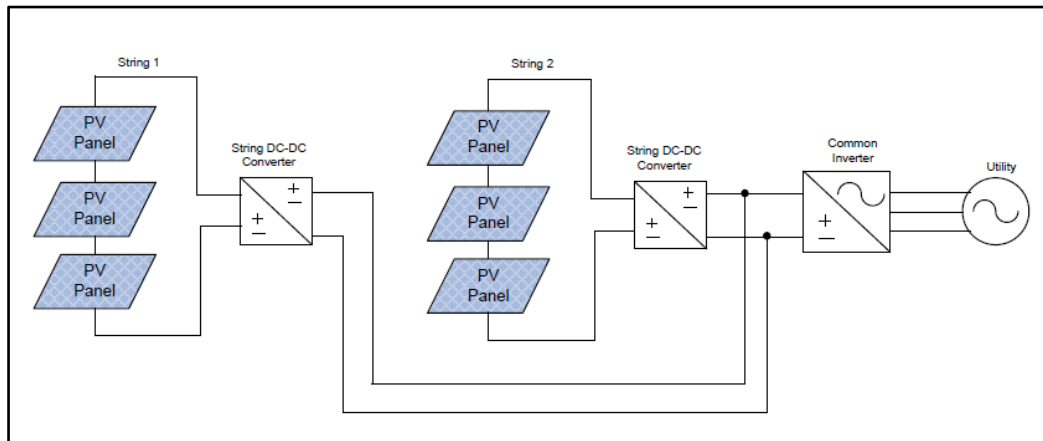
Fuente: Autores.

La potencia de la celda fotovoltaica no solo depende de la irradiación de luz, sino también de la carga y de la temperatura de la celda. La eficiencia de una celda solar está determinada por su capacidad de convertir la luz solar disponible en energía eléctrica utilizable y es típicamente entre un 10% y 25%. Por lo tanto, para producir una cantidad significativa de energía eléctrica las celdas solares deben tener grandes áreas superficiales [18].

2.3.2 Etapas Básicas de un Sistema Fotovoltaico

La Figura 8 muestra una configuración típica en un sistema de generación fotovoltaica. Del diagrama se observa la etapa de generación a partir de un conjunto de paneles fotovoltaicos conectados en serie. También se observan las etapas de conversión de energía DC-DC acopladas a cada conjunto de generadores a modo de garantizar niveles de potencia constantes, que posteriormente son entregados a un inversor (convertidor DC-AC) para suministro energético a través de la red doméstica. De este diagrama se resalta la importancia de los convertidores DC-DC en este tipo de aplicaciones.

Figura 8. Etapas de un sistema fotovoltaico.



Fuente: [15].

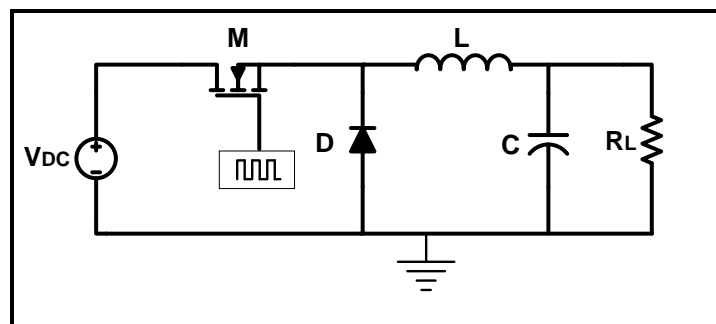
2.4 SELECCIÓN DE LA TOPOLOGÍA

En la sección anterior se motivó la importancia de la etapa de conversión de potencia en el esquema de generación fotovoltaica. Debido a la necesidad de proporcionar de manera eficiente potencia eléctrica a una carga en la salida, es necesario realizar configuraciones de conversión DC-DC en cascada con inversores para mejorar la eficiencia del sistema. En este contexto se han

desarrollado trabajos encaminados a verificar las características de la etapa de conversión DC-DC al interior de los circuitos convertidores. Algunos resultados presentan por ejemplo requisitos para su diseño [15], análisis de sus características dinámicas [16], [17] y viabilidad de utilización para topologías convencionales [18].

Para la selección de la topología objeto de estudio se consideró una aplicación de baja potencia (es decir inferior a 100 [W]). Debido a esto se da viabilidad a una configuración no aislada que facilita su implementación circuital ya que elimina la necesidad de emplear transformadores de aislamiento de alta frecuencia. Otro aspecto importante es que, en la estructura en cascada de convertidor DC-DC-inversor en el esquema de conversión de potencia de sistemas fotovoltaicos, el voltaje DC de entrada al sistema es mayor al DC entregado al inversor. Por ello se selecciona como topología de trabajo a un convertidor *Buck*. El esquema para la configuración seleccionada del convertidor se presenta en la Figura 9.

Figura 9. Topología del convertidor Buck.

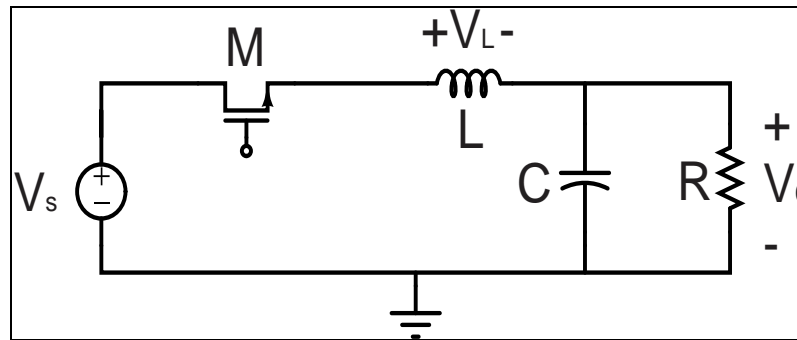


Fuente: Autores.

2.4.1 Análisis con Interruptor Cerrado

Cuando el interruptor está cerrado, el diodo se polariza en modo inverso y el circuito equivalente es el que se muestra en la Figura 10.

Figura 10. Circuito equivalente con el interruptor cerrado.



Fuente: Autores.

A partir del circuito, la expresión que representa la tensión en la bobina está dada por:

$$V_L = V_s - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.1)$$

Reorganizando la expresión anterior se obtiene:

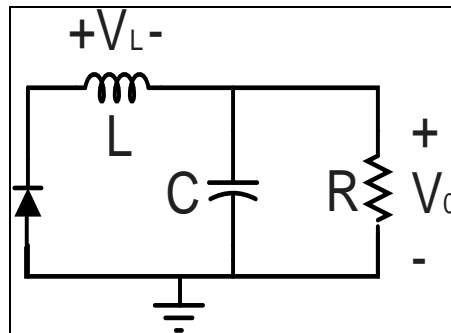
$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (2.2)$$

$$(\Delta i_L)_{\text{cerrado}} = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \quad (2.3)$$

2.4.2 Análisis con Interruptor Abierto

Cuando el interruptor está abierto el diodo se polariza en modo directo para permitir el paso de la corriente en la bobina. En la Figura 11 se presenta el esquema del circuito bajo esta condición de operación.

Figura 11. Circuito equivalente con el interruptor abierto.



Fuente: Autores.

A partir del circuito la tensión en la bobina está dada por la siguiente expresión:

$$V_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.4)$$

Reorganizando la expresión se obtiene:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_o}{L} \quad (2.5)$$

La variación de la corriente en la bobina cuando el interruptor está abierto es:

$$\frac{\Delta i_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = -\frac{V_o}{L} \quad (2.6)$$

$$(\Delta i_L)_{abierto} = -\left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T \quad (2.7)$$

Para que el circuito opere en régimen permanente es necesario que la corriente en la bobina sea la misma al final y al comienzo de cada ciclo de conmutación, esta condición obliga a que la variación neta de la corriente de la bobina en un periodo sea cero. Para ello se debe cumplir

$$(\Delta i_L)_{cerrado} + (\Delta i_L)_{abierto} = 0 \quad (2.8)$$

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)DT - \left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T = 0 \quad (2.9)$$

$$V_o = V_s D \quad (2.10)$$

Debido a que el ciclo de trabajo D siempre toma valores menores o iguales a 1 la expresión anterior ratifica que el convertidor Buck produce una salida menor o igual a la entrada.

2.5 DISEÑO DEL CIRCUITO CONVERTIDOR

En el presente proyecto se busca diseñar un circuito convertidor de potencia para una posterior implementación que facilite verificar experimentalmente predicciones analíticas respecto al comportamiento dinámico del sistema. Por tanto, tomando en consideración aspectos de viabilidad práctica se concebirá un sistema alimentado a 30 [VDC], con salida regulada para alimentar el consumo de bombillas halógenas de 25 [W]. Con base en lo anterior, se consideran los siguientes requerimientos de diseño:

Tabla 1. Requerimientos de diseño.

Tensión de alimentación (V_s)	30 [V]
Tensión de salida (V_o)	12 [V]
Resistencia de carga (R_L)	5.76 [Ω]
Tensión de Rizo (ΔV_o)	0.6 % de V_o
Frecuencia de Conmutación (F)	40 [kHz]

Fuente: Autores.

2.5.1 Dimensionamiento de los elementos de circuito

- El diseño requiere que la carga disponga de 12 [V] de tensión para una fuente de alimentación de 30 [V] de tensión continua. A partir de esta condición se obtiene un ciclo útil de trabajo D dado por:

$$D = \frac{V_o}{V_s} = \frac{12 [V]}{30 [V]} = 0.4 \quad (2.11)$$

- Para el dimensionamiento de la bobina es necesario seleccionar una frecuencia de conmutación apropiada para los componentes que se comportarán como interruptores. Para este caso particular se ha seleccionado una frecuencia de conmutación de 40 [kHz], valor que facilita que las pérdidas en los interruptores sean pequeñas. Además, para dimensionar el valor de la resistencia de carga se han seleccionado bombillas halógenas de 12 [VDC] a 25 [W]. Este tipo de bombillas pueden consumir entre 2 y 3 [A]. Luego, para garantizar que el circuito opere con corriente permanente se debe cumplir que el valor de la bobina esté por encima del valor mínimo obtenido a partir de la siguiente ecuación:

$$L_{min} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (2.12)$$


Tomando como base los requerimientos de diseño de la Tabla 1, el valor mínimo para la bobina es de 60 [μ H]. Además para cumplir con el propósito de garantizar que el circuito operará siempre con corriente permanente, el valor de la

inductancia se ha seleccionado un 35% mayor al valor mínimo calculado, obteniéndose así una inductancia de 81 [μ H].

Cabe resaltar que el valor mínimo para la bobina se obtuvo asumiendo que la carga (bombillas halógenas) tendrá como valor máximo 8 [Ω], que sería un 40% mayor al valor esperado teóricamente. En [19] y [20] se describe de forma detallada el modelo eléctrico, así como las características que presentan este tipo de Bombillas halógenas.

- Para la elección del dispositivo de conmutación se tuvieron en cuenta los valores de frecuencia nominal, las velocidades de respuesta y los niveles de corriente en el circuito. Con base en las sugerencias obtenidas de [2] se seleccionó el transistor IRF541 NMOS de la casa fabricante Fairchild Semiconductor (ver Tabla 2).


Tabla 2. Características eléctricas Transistor de potencia.

REFERENCIA	V_{DSS} [V]	$R_{DS(ON)}$ [Ω]	I_D [A]	V_{GS} [V]	Frecuencia [MHz]
 IRF 541	60	0.085	17	20	1

Fuente: [21].

- Para el caso del diodo de libre marcha encargado de la recirculación de la corriente cuando el transistor esté en corte, se seleccionó la referencia 8EQ045 de la casa fabricante International Rectifier IRF (ver Tabla 3).

Tabla 3. Características eléctricas Diodo de libre marcha.

REFERENCIA	V_R [V]	$I_{F(AV)}$ [A]	I_{FSM} [A]	Frecuencia [MHz]
 8EQ045	45	10	80	1

Fuente: [22].

- Por último el valor del capacitor se obtiene a partir de la expresión:

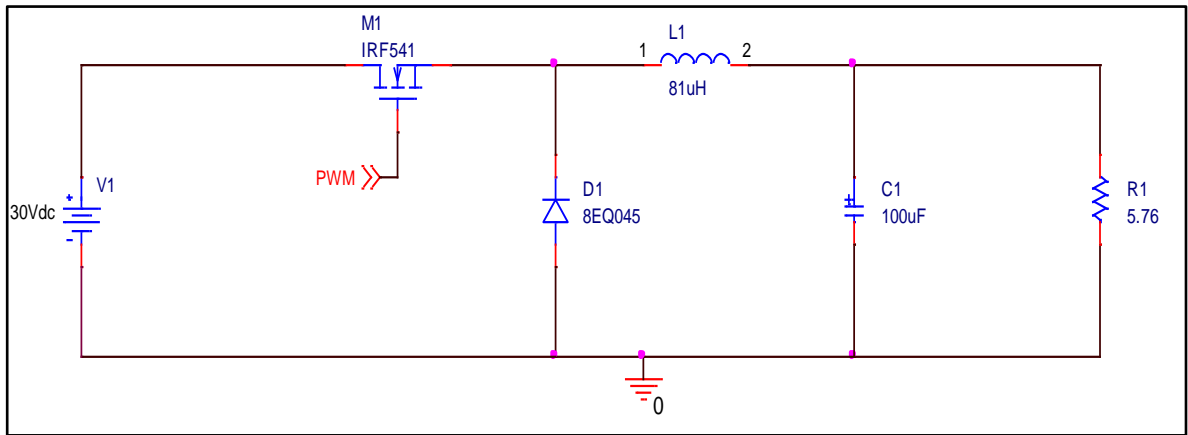
$$C = \frac{1-D}{8L\left(\frac{\Delta V_0}{V_0}\right)f^2} \quad (2.13)$$

Obteniéndose así un condensador con valor comercial de 100 [μ F]. Comercialmente es posible encontrar condensadores electrolíticos con tolerancias de $\pm 20\%$.

2.6 SIMULACIÓN EN LAZO ABIERTO

El circuito diseñado fue simulado en ORCAD-CADENCE®. El esquema circuital implementado se muestra en la Figura 12. En el circuito se observa la actuación sobre la compuerta del dispositivo de conmutación, realizada a través de una señal de PWM.

Figura 12. Esquemático implementado en ORCAD-CADENCE® para circuito convertidor Buck diseñado.



Fuente: Autores.

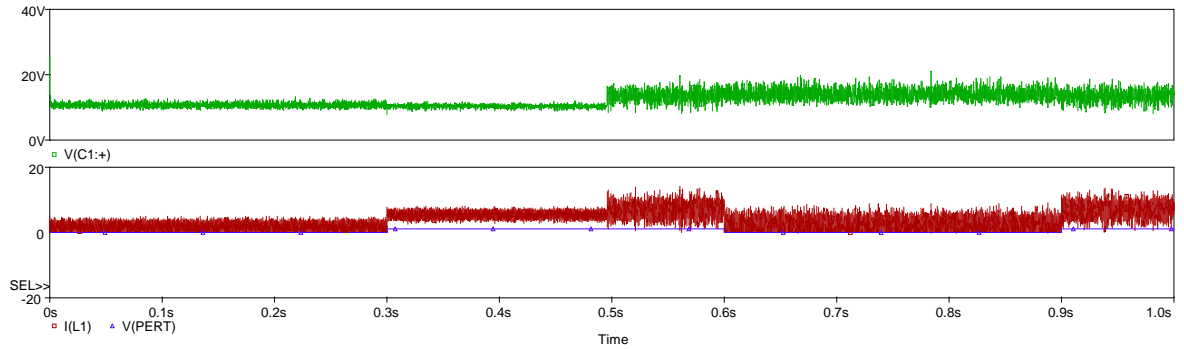
A continuación, se efectuará un análisis numérico del comportamiento dinámico del circuito convertidor de potencia.

2.6.1 Tensión en la carga y corriente en la bobina

En la Figuras 13 y 14 se muestran la tensión en la carga y la corriente en la bobina para el circuito de la Figura 12, bajo la acción de perturbaciones en la carga (valor nominal disminuido 66 % durante 0.3 [s]) y en la fuente de suministro (valor nominal disminuido 40% durante 0.4 [s]) respectivamente. De otro lado, según se verifica a partir de la Figura 15 en ausencia de perturbaciones los niveles de voltaje en la salida son cercanos al valor nominal requerido de 12 VDC (valor eficaz medido de 10.665 [V]). La justificación para esta diferencia de valores radica principalmente en pérdidas por disipación en el dispositivo de conmutación, caídas en el circuito y tolerancias en los valores de parámetro. De hecho estos aspectos son los que deberán ser corregidos al incorporar una estrategia de control en el circuito. De otro lado, se verifica un comportamiento consistente en la bobina (dimensionada para operar en modo de corriente permanente) a partir de los

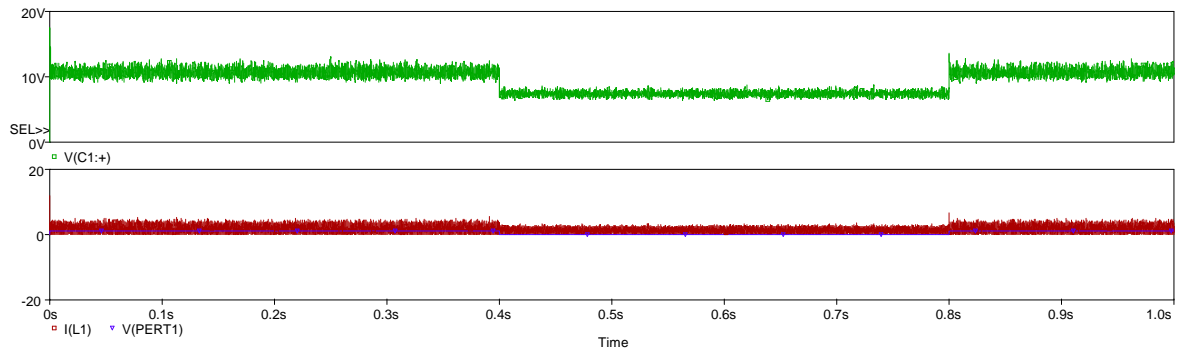
valores positivos en la onda de corriente que fluye a través de ella. Asimismo, el valor eficaz de corriente medido en la bobina (2.3281 [A]) es bastante aproximado al valor calculado teóricamente (2.2367 [A]).

Figura 13. Tensión en la carga (superior) y corriente en la bobina (inferior) ante variaciones en la carga.



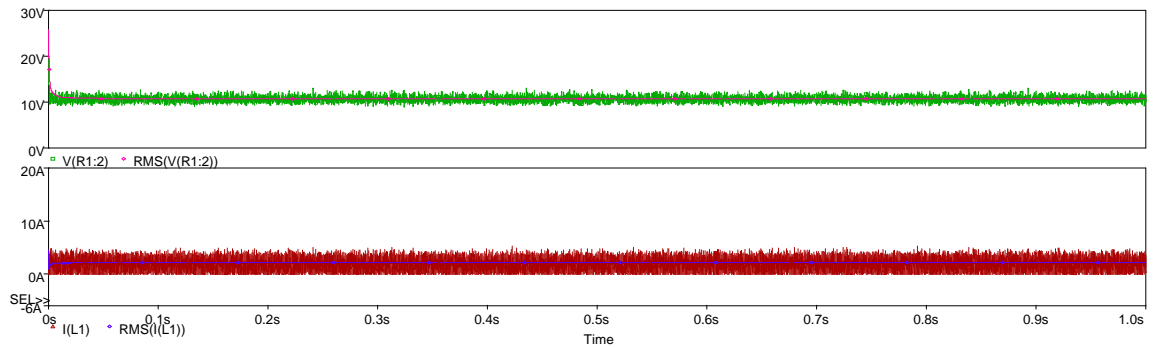
Fuente: Autores.

Figura 14. Tensión en la carga (superior) y corriente en la bobina (inferior) ante variaciones en la fuente de suministro.



Fuente: Autores.

Figura 15. Tensión en la carga (superior) y corriente en la bobina (inferior) sin perturbación.

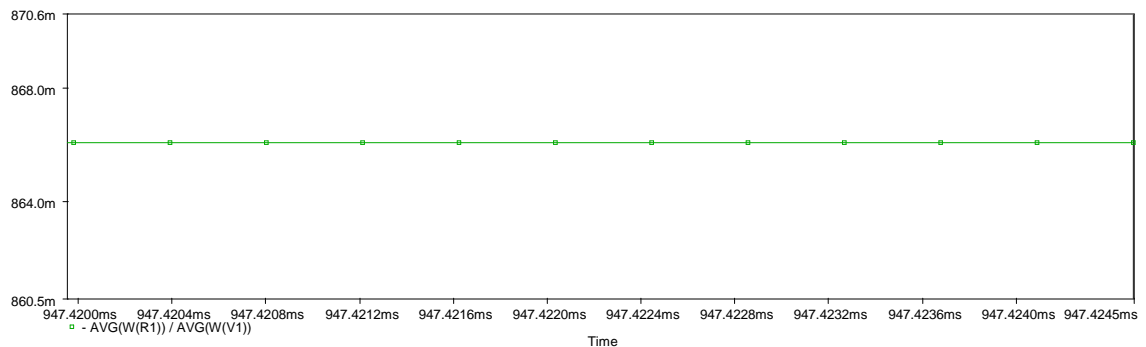


Fuente: Autores.

2.6.2 Eficiencia del circuito

Las topologías clásicas de circuitos convertidores de potencia alcanzan niveles de eficiencia entre el 82% y el 95% [17]. Empleando la opción para estimación de eficiencia energética de ORCAD-CADENCE® se obtuvo una medida aproximada del 86.6% para el convertidor Buck implementado. Dicho resultado se observa en la Figura 16.

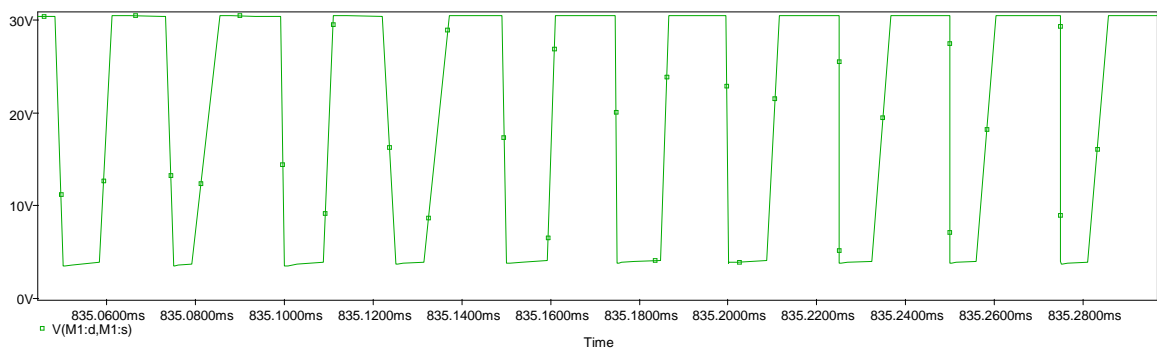
Figura 16. Eficiencia del circuito convertidor Buck obtenida en ORCAD-CADENCE®.



Fuente: Autores.

Un factor determinante en la eficiencia del circuito son las pérdidas por conmutación. En la Figura 17 se muestra la tensión entre drenador y surtidor del transistor MOSFET. A partir de ello se verifica que debido a la resistencia interna de la juntura ($0.085 \text{ } [\Omega]$ aproximadamente) la caída de tensión es diferente de cero durante la conducción del dispositivo.

Figura 17. Tensión drenador-surtidor en transistor MOSFET.

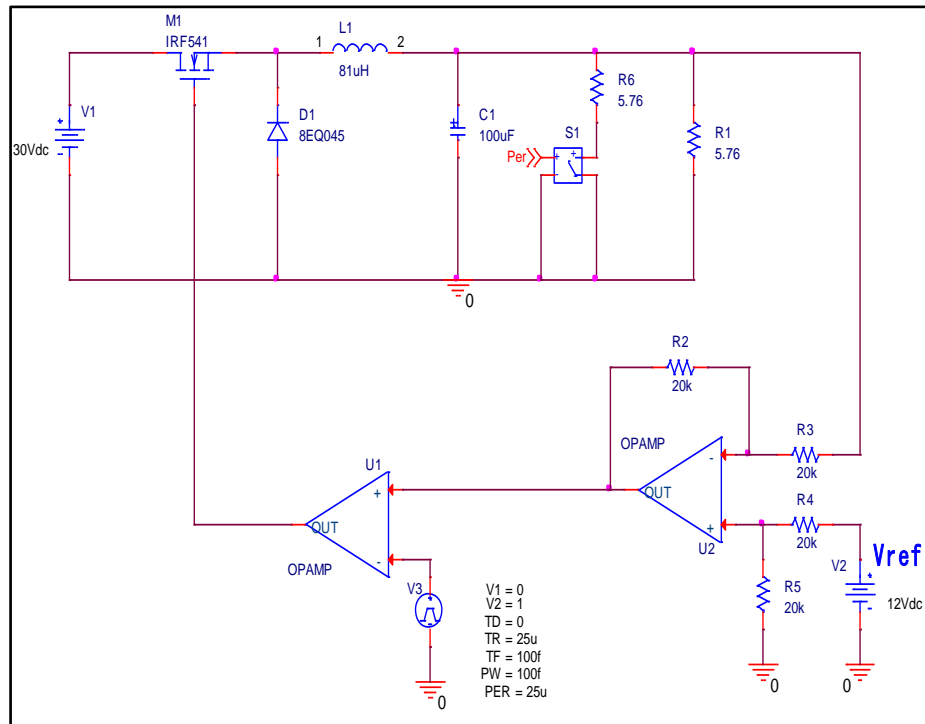


Fuente: Autores.

2.7 SIMULACIÓN EN LAZO CERRADO SIN CONTROL

La versión realimentada del circuito de la Figura 12 se presenta en la Figura 18. En el esquema, el voltaje de la carga es comparado con una señal de referencia para producir un error, señal que determinará el ciclo útil aplicado en la compuerta del dispositivo de conmutación.

Figura 18. Circuito en lazo cerrado implementado en ORCAD-CADENCE®.

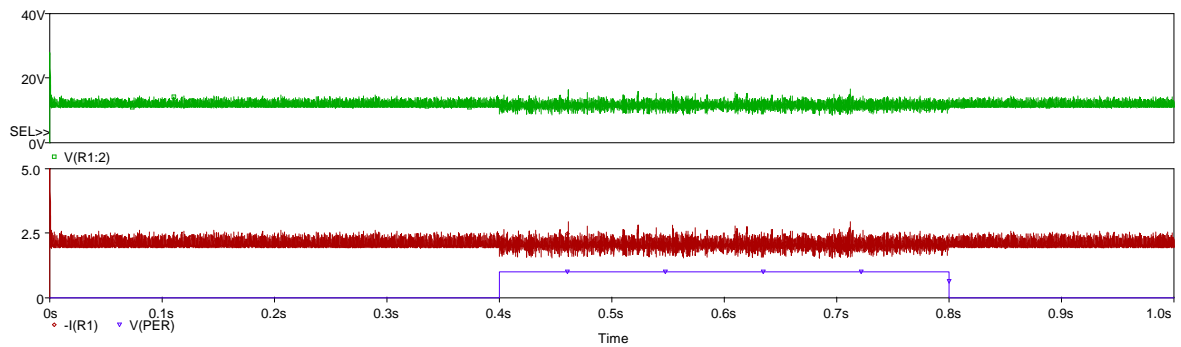


Fuente: Autores.

2.7.1 Voltaje y corriente en la carga con perturbación

La Figura 19 presenta el voltaje y la corriente en la carga del circuito en lazo cerrado sin control, ante la acción de perturbaciones. En comparación con los resultados en lazo abierto ilustrados en la Figura 14, aquí se observa una tendencia oscilatoria significativa en el voltaje de salida con niveles de amplitud de 12 ± 3 [V], comportamiento indeseado para un circuito que posee como fin el suministro regulado de energía en su carga. Lo anterior justifica por tanto la necesidad de incorporar un controlador para mejorar el desempeño dinámico del circuito convertidor de potencia.

Figura 19. Tensión en la carga (superior), corriente en la carga (inferior) en lazo cerrado sin control ante la acción de perturbaciones.



Fuente: Autores.

2.8 SIMULACIÓN EN LAZO CERRADO CON CONTROL PID

Para mitigar los efectos nocivos de las perturbaciones en la carga y en el voltaje de suministro al sistema, se diseñó e implementó un controlador PID al circuito convertidor de potencia. Para el diseño de la ley de control, se procedió de la manera descrita a continuación.

2.8.1 Representación en función de transferencia para el convertidor de potencia

Inicialmente se obtuvo la relación en el dominio de Laplace para el voltaje de salida del circuito convertidor tipo Buck (ver Figura 9) respecto al voltaje en el terminal de salida del interruptor, tal y como se muestra en la Figura 20. La función de transferencia resultante está dada por la ecuación 2.14:

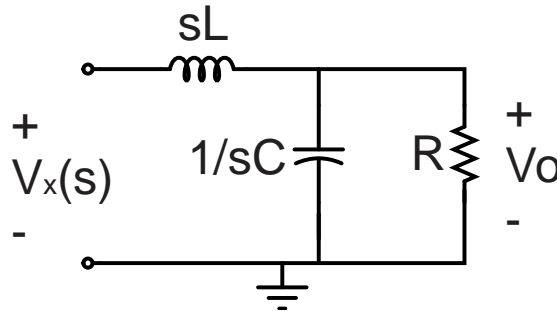
$$\frac{V_o(s)}{V_x(s)} = \frac{V_o(s)}{V_s D(s)} = \frac{1}{LC \left[s^2 + \left(\frac{1}{RC} \right) s + \frac{1}{LC} \right]}$$

$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{\frac{V_s}{LC}}{\left[s^2 + \left(\frac{1}{RC}\right)s + \frac{1}{LC}\right]} \quad (2.14)$$

Donde $V_x(s) = V_s * D(s)$, representa la equivalencia del voltaje a la salida del interruptor como un porcentaje variable $D(s)$ del voltaje de suministro constante V_s (ciclo útil ver ecuación 2.11). Sustituyendo los valores de los elementos de circuito se obtiene:

$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{3.7 * 10^9}{[s^2 + 1736.11s + 123.45 * 10^6]} \quad (2.15)$$

Figura 20. Convertidor Buck en el dominio de Laplace.



Fuente: Autores.

2.8.2 Función de transferencia del controlador PID.

La expresión en el tiempo para la acción de control $u(t)$ en un controlador PID viene dada a partir de 2.16:

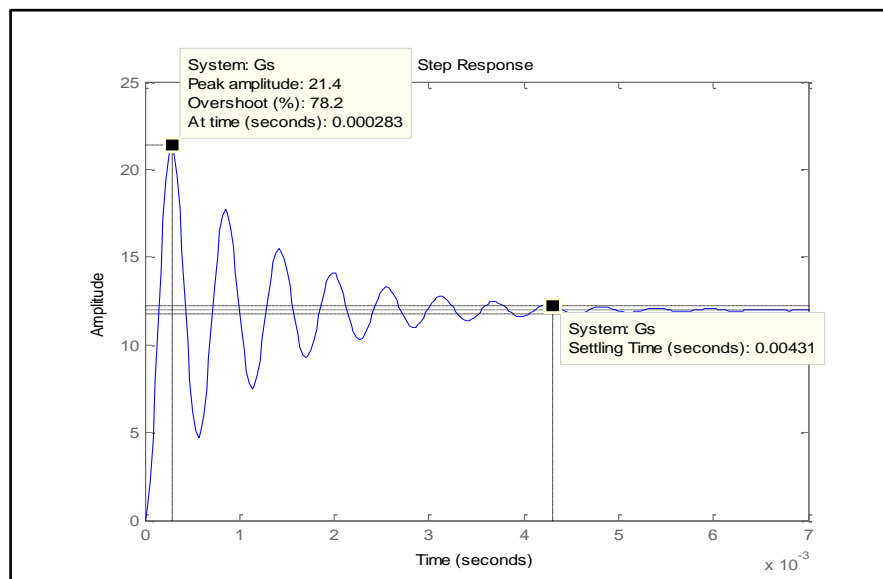
$$u(t) = K_p * e(t) + K_I * \int e(t) * dt + K_D * \frac{d}{dt} e(t) \quad (2.16)$$

Siendo $e(t)$ el error entre la medida y la referencia y K_I , K_P , K_D las constantes del controlador. En el dominio de Laplace la relación entrada-salida del controlador PID se expresa como en 2.17:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_D s^2 + K_P s + K_I}{s} \quad (2.17)$$

Para sintonizar las constantes del controlador se analiza la respuesta del modelo de circuito dado por la ecuación 2.15, con un sobreimpulso del 78.2% y un tiempo de establecimiento de 4.3 [ms] ante una señal de entrada del tipo escalón unitario, como se muestra en la Figura 21 obtenida en MATLAB®.

Figura 21. Respuesta escalón del sistema en lazo abierto.



Fuente: Autores.

A partir de esta información del comportamiento dinámico del sistema se definen nuevas especificaciones de desempeño mediante las cuales se desea reducir el

sobreimpulso al 20% y el tiempo de establecimiento a 1 [ms] (con un criterio del 2%). Por tanto, utilizando las reglas de sintonización de Ziegler & Nichols mediante simulaciones en MATLAB®, se obtuvieron los valores para las constantes del controlador relacionadas en la Tabla 4:

Tabla 4. Constantes calculadas para el controlador PID.

Parámetro	Valor
K_P	2.2128
K_I	$24.83 * 10^3$
K_D	$374.7 * 10^{-6}$

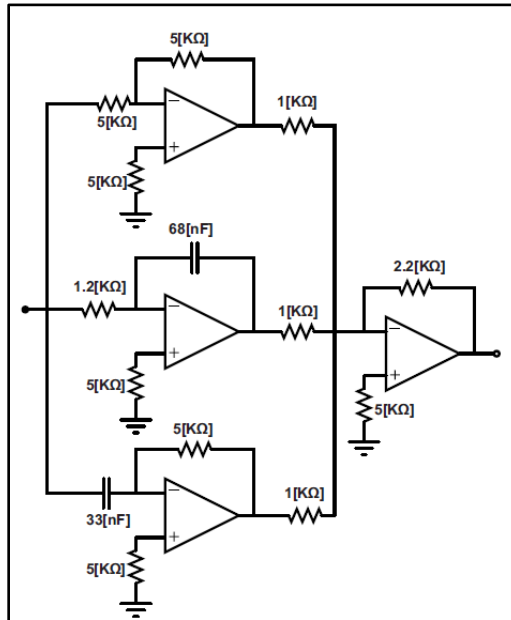
Fuente: Autores

A partir de estos resultados la función de transferencia del controlador PID toma la forma descrita en la expresión 2.19.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{374.7 \cdot 10^{-6} s^2 + 2.2128s + 24.83 \cdot 10^3}{s} \quad (2.19)$$

Una vez obtenida la función de transferencia del controlador se requiere una realización circuital que permita su implementación empleando amplificadores operacionales. La Figura 22 ilustra la configuración utilizada para la ley de control PID.

Figura 22. Realización circuital de controlador PID diseñado.

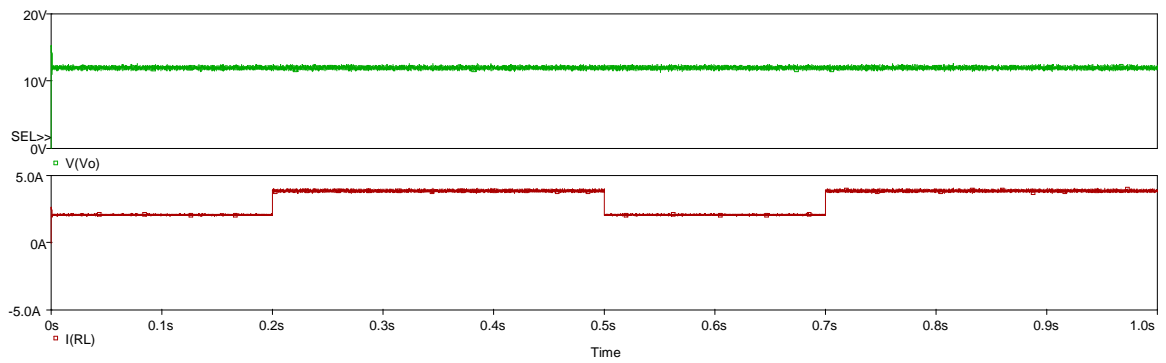


Fuente: Autores.

2.8.3 Simulación del sistema en lazo cerrado controlado mediante un PID

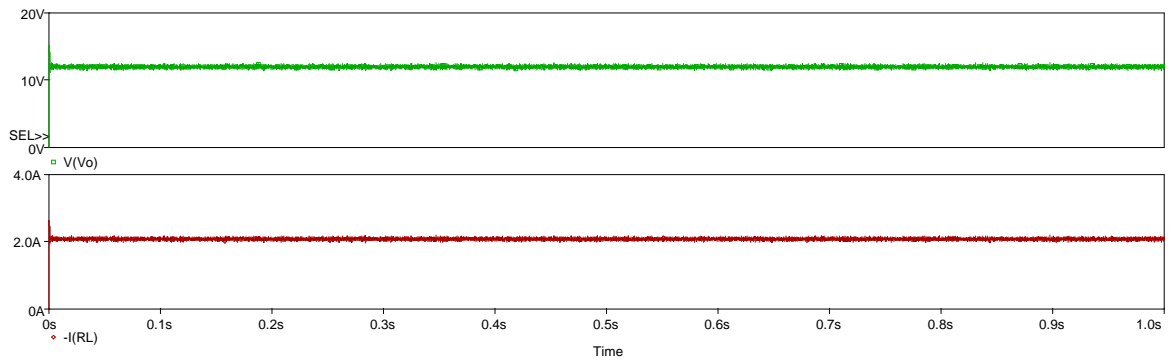
En las Figuras 23 y 24 se muestran la tensión y la corriente en la carga para el circuito controlado mediante un PID bajo la acción de perturbaciones en la carga (valor nominal disminuido un 50%) y en la fuente de suministro (valor nominal disminuido 40%) respectivamente. De los resultados se observa que a pesar de las variaciones nominales, la respuesta del controlador es satisfactoria para tratar de mantener constantes los niveles de tensión a la salida del circuito. En los capítulos siguientes se propondrán estrategias de control alternativas para compensar el desempeño del sistema ante la acción de perturbaciones.

Figura 23. Tensión en la carga (superior) y corriente en la carga (inferior) con perturbación en la salida.



Fuente: Autores.

Figura 24. Tensión en la carga (superior) y corriente en la carga (inferior) con perturbación en el voltaje de suministro.



Fuente: Autores.

3. CONTROL POR MODOS DESLIZANTES

El presente capítulo presenta la aplicación de la técnica de control por modos deslizantes al circuito convertidor de potencia diseñado previamente. Se realiza la formulación de las bases teóricas del método, al igual que el diseño y la implementación de la ley de control correspondiente a través de computación numérica de modelos matemáticos en MATLAB®, y de sus equivalentes circuitales en CADENCE®.

3.1 FUNDAMENTOS DEL CONTROL EN MODO DESLIZANTE

El control en modo deslizante [23], [6] se puede definir como la aplicación de una señal de control que conmuta en alta frecuencia y consigue llevar el estado del sistema a un campo escalar $s(\mathbf{X})$, denominado superficie de deslizamiento. La superficie es definida por el diseñador con el propósito de que el estado cumpla las especificaciones deseadas.

Las leyes de control para sistemas no-lineales presentan ciertas propiedades atractivas, entre ellas la robustez frente a ciertas incertidumbres de los parámetros y ciertas dinámicas no modeladas, inmunes a perturbaciones y límites de conmutación dependientes de los estados. Esta última característica permite disminuir la magnitud de micro-oscilaciones (producidas debido a la conmutación de alta frecuencia de la señal de control) asociadas con regímenes deslizantes, mejorando así la regulación sobre la salida del sistema que se desea controlar [24].

Uno de los aspectos más interesantes del modo deslizante es la naturaleza discontinua de la acción de control. Esta característica del sistema da como resultado un excelente rendimiento, ya que incluye baja sensibilidad a las variaciones de los parámetros y un rechazo a las perturbaciones, debido a la robustez.

Para realizar el análisis de esta técnica se considera un sistema no-lineal de la forma [25]:

$$\dot{x}^{(n)} = f(\mathbf{X}) + b(\mathbf{X})u \quad (3.1)$$

Donde el escalar x es la salida de interés, el escalar u es la entrada de control, \mathbf{X} es el vector de estado $\mathbf{X} = [x \ \dot{x} \ \dots \ x^{(n-1)}]^T$, n es la dimensión del sistema, $f(\mathbf{X})$ es la función que describe el sistema y $b(\mathbf{X})$ es la ganancia de control. La dinámica f no es conocida con exactitud, pero si su estimado \hat{f} . La estimación del error sobre f está limitada por una función conocida $F = F(x, \dot{x})$:

$$|\hat{f} - f| \leq F \quad (3.2)$$

El objetivo del control es conseguir que el estado \mathbf{X} pueda realizar un seguimiento en los tiempos específicos en que varía el vector de estado dinámico $\mathbf{X}_d = [x_d \ \dot{x}_d \ \dots \ x_d^{(n-1)}]^T$, es por esto que el vector de error de seguimiento puede definirse como:

$$\tilde{\mathbf{X}} = \mathbf{X} - \mathbf{X}_d = [\tilde{x} \ \dot{\tilde{x}} \ \dots \ \tilde{x}^{(n-1)}]^T \quad (3.3)$$

La superficie de deslizamiento está definida en el espacio $R^{(n)}$ por la ecuación escalar $s(\mathbf{X}) = 0$ donde:

$$s(\mathbf{X}) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{(n-1)} \tilde{x} \quad (3.4)$$

Donde λ es una constante estrictamente positiva correspondiente al ancho de banda del sistema de control. Los límites sobre el escalar $s(\mathbf{X})$ pueden traducirse directamente en los límites del vector de error $\tilde{\mathbf{X}}$, por tanto representan una verdadera medida de seguimiento del desempeño.

Existencia del modo deslizante:

La superficie de deslizamiento se caracteriza por las siguientes condiciones de invarianza.

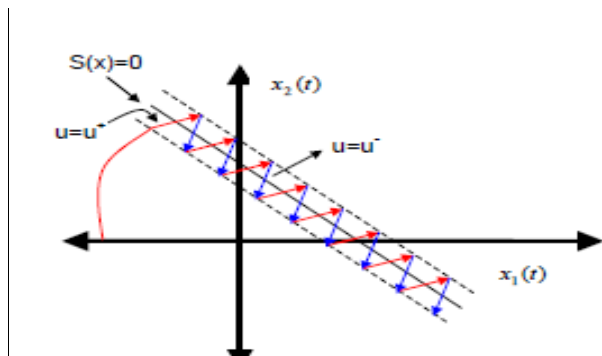
$$s(\mathbf{X}) = 0, \quad \frac{ds(\mathbf{X})}{dt} = 0 \quad (3.5)$$

Estas condiciones expresan el hecho que, idealmente las trayectorias de estado están evolucionando sobre la superficie de deslizamiento. Cuando el sistema cumple estas condiciones su comportamiento se puede precisar a través de la dinámica ideal de deslizamiento [26]. Si el sistema está fuera de la superficie de deslizamiento; es decir cuando $s(\mathbf{X}) \neq 0$, se aplicará una acción de control $u(t)$ tal que: $\frac{ds(\mathbf{X})}{dt} < 0$ cuando $s(\mathbf{X}) > 0$ y $\frac{ds(\mathbf{X})}{dt} > 0$ cuando $s(\mathbf{X}) < 0$, con una forma discontinua dada por la siguiente expresión:

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{para } s(\mathbf{X}) > 0 \\ u^- & \text{para } s(\mathbf{X}) < 0 \end{cases}$$

De esta manera el sistema se encuentra en modo deslizante sobre la superficie $s(\mathbf{X})$ si el control conmuta continuamente entre u^+ y u^- . La Figura 25 muestra un ejemplo de la conmutación cuando se ha introducido una banda de histéresis.

Figura 25. Región deslizante en el plano de fase y la acción de control



Fuente: [6]

Condición de deslizamiento:

Lograr que el escalar $s(X)$ sea igual a cero, se puede obtener mediante la elección de la ley de control $u(t)$ en (3.1) de manera tal que fuera de la superficie de deslizamiento se cumpla [25]:

$$\frac{d}{dt}s^2 \leq -\eta|s| \quad (3.6)$$

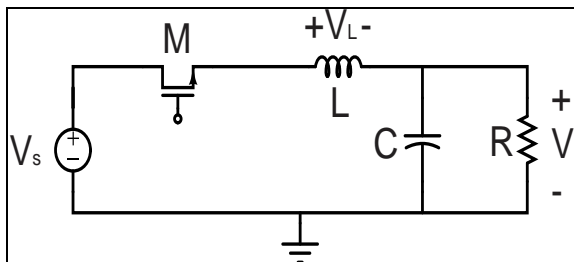
Donde η es una constante estrictamente positiva que indica la fuerza de atracción de la trayectoria hacia la superficie de deslizamiento. La ecuación (3.6) indica que una vez el sistema se encuentra sobre la superficie, las trayectorias del sistema permanecerán en ella. También implica tolerancia a perturbaciones o a incertidumbres dinámicas en el modelo.

3.2 DETERMINACIÓN DE LA LEY DE CONTROL PARA EL CONVERTIDOR

Para diseñar el control en modo deslizante se requiere expresar el comportamiento dinámico de la planta (convertidor Buck) en variables de estado. Este circuito presenta 2 modos principales de operación:

Modo con interruptor cerrado.

Figura 26. Circuito equivalente con interruptor cerrado.



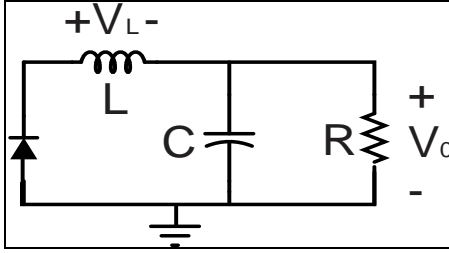
$$\dot{x}_2 = \frac{V_s}{L} - \frac{x_1}{L}$$

$$\dot{x}_1 = \frac{x_2}{C} - \frac{x_1}{CR}$$

Fuente: Autores.

Modo con interruptor abierto.

Figura 27. Circuito equivalente con el interruptor abierto.



$$\dot{x}_1 = \frac{x_2}{C} - \frac{x_1}{CR}$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{x_1}{L}$$

Fuente: Autores.

Siendo x_1 y x_2 las variables de estado relacionando respectivamente la tensión en el capacitor y la corriente en el inductor. A partir de ello se define la siguiente representación del sistema en variables de estado:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/CR & 1/C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_s}{L} \end{bmatrix} u \quad (3.7)$$

Siendo $u(t)$ una señal de entrada binaria que toma los valores 0 o 1 dependiendo del estado de conducción del interruptor.

Para formular la ley de control por modo deslizante, inicialmente se expresa el sistema 3.7 en la forma de la ecuación 3.1:

$$\ddot{x}_1 = -\frac{1}{CR}\dot{x}_1 - \frac{1}{CL}x_1 + \frac{V_s}{CL}u \quad (3.8)$$

A partir de lo cual:

$$b(\mathbf{X}) = \frac{V_s}{CL} \quad (3.9)$$

$$f(\mathbf{X}) \approx -\frac{1}{CR}\dot{x}_1 - \frac{1}{CL}x_1 \quad (3.10)$$

Con lo que se define de la expresión 3.2, una incertidumbre paramétrica en $f(X)$ dada por:

$$\hat{f} = -\frac{1}{C_{est}R_{est}}\dot{x}_1 - \frac{1}{C_{est}L_{est}}x_1 \quad (3.11)$$

Donde C_{est} , R_{est} y L_{est} son valores estimados de parámetros que delimitan la incertidumbre dada por F .

En la misma medida, es posible definir un grado de incertidumbre paramétrica multiplicativa en $b(X)$ mediante:

$$\hat{b} = (\sqrt{b_{min}b_{max}}) \quad (3.12)$$

Siendo b_{min} y b_{max} los valores extremos considerados para la función $b(X)$ y a partir de los cuales se define el parámetro de diseño:

$$\beta = \sqrt{\frac{b_{max}}{b_{min}}}$$

En este punto es importante indicar que para el estudio de las ecuaciones del control se definió una incertidumbre en los parámetros del circuito con valor del 6% para todos los casos. A partir de ello se generaron los valores indicados en la Tabla 5:

Tabla 5. Valores de parámetro seleccionados para determinar las cotas de incertidumbre.

PARAMETROS	Valor nominal	Valor mínimo	Valor máximo	Valor estimado
C	100 [uF]	99.4 [uF]	100.6 [uF]	100 [uF]
R	5.76 [Ω]	-	-	5.76 [Ω]
L	81 [uH]	80.5114 [uH]	81.486 [uH]	81 [uH]
f	-	-	-	$-1.736e^3\dot{x}_1 - 121.7285e^6x_1$
F	-	$ 21.1585\dot{x}_1 + 1494900x_1 $	$ -20.4804\dot{x}_1 - 1468300x_1 $	$ 21.1585\dot{x}_1 + 1494900x_1 $
b	-	$3.4401e^9$	$3.7486e^9$	$3.5910e^9$

Fuente: Autores.

Luego, aplicando la ecuación 3.4 es posible obtener la siguiente superficie de deslizamiento para $n = 2$:

$$s = \dot{\tilde{x}}_1 + \lambda \tilde{x}_1 \quad (3.13)$$

Siendo $\tilde{x}_1 = x_1 - x_{1d}$ el error de seguimiento en el voltaje de salida deseado del circuito convertidor de potencia, al tiempo que λ representa un parámetro de diseño que relaciona el ancho de banda de la acción de control. Por tanto, con base en los resultados sugeridos en la literatura [25], la mejor aproximación $\hat{u}(t)$ de la ley de control continuo $u(t)$ se obtiene a partir de la expresión 3.14:

$$\hat{u} = -\hat{f} + \ddot{x}_{1d} - \lambda \dot{\tilde{x}}_1 \quad (3.14)$$

Sin embargo, en favor de satisfacer la condición de deslizamiento 3.6, esta última expresión debe complementarse por un término de corrección para compensar la incertidumbre paramétrica \hat{f} , constituido por una señal discontinua que ejerce influencia en sentido opuesto a la razón de cambio del campo vectorial, generando la expresión 3.15:

$$u = \frac{1}{\hat{b}} (\hat{u} - k * \text{sgn}(s)) \quad (3.15)$$

Siendo $\text{sgn}(s)$ la función signo y k un término de ganancia definido como [25]:

$$k = (F + \beta\eta) + (\beta - 1)|\hat{u}| \quad (3.16)$$

Los demás elementos de la expresión han sido previamente definidos en el texto.

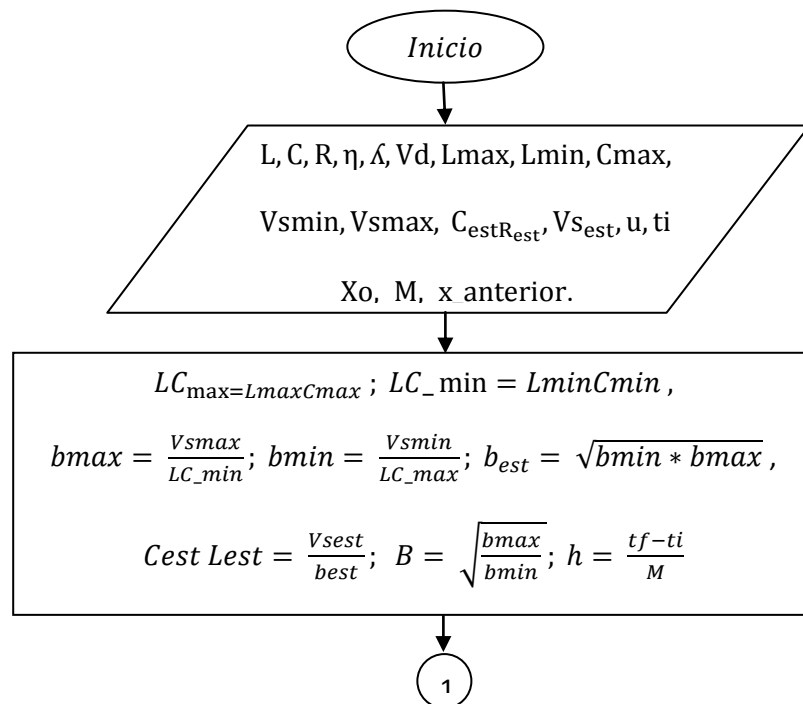
En resumen, a partir de la información obtenida del error de seguimiento en 3.13, es posible constituir la acción de control conmutado (robusto) dada por 3.15 en conjunto con 3.14 y 3.16, para forzar la convergencia de $s(\mathbf{X})$ hacia cero empleando las propiedades de convergencia determinadas por 3.6. A continuación se ilustrará la evaluación de la acción de control obtenida mediante

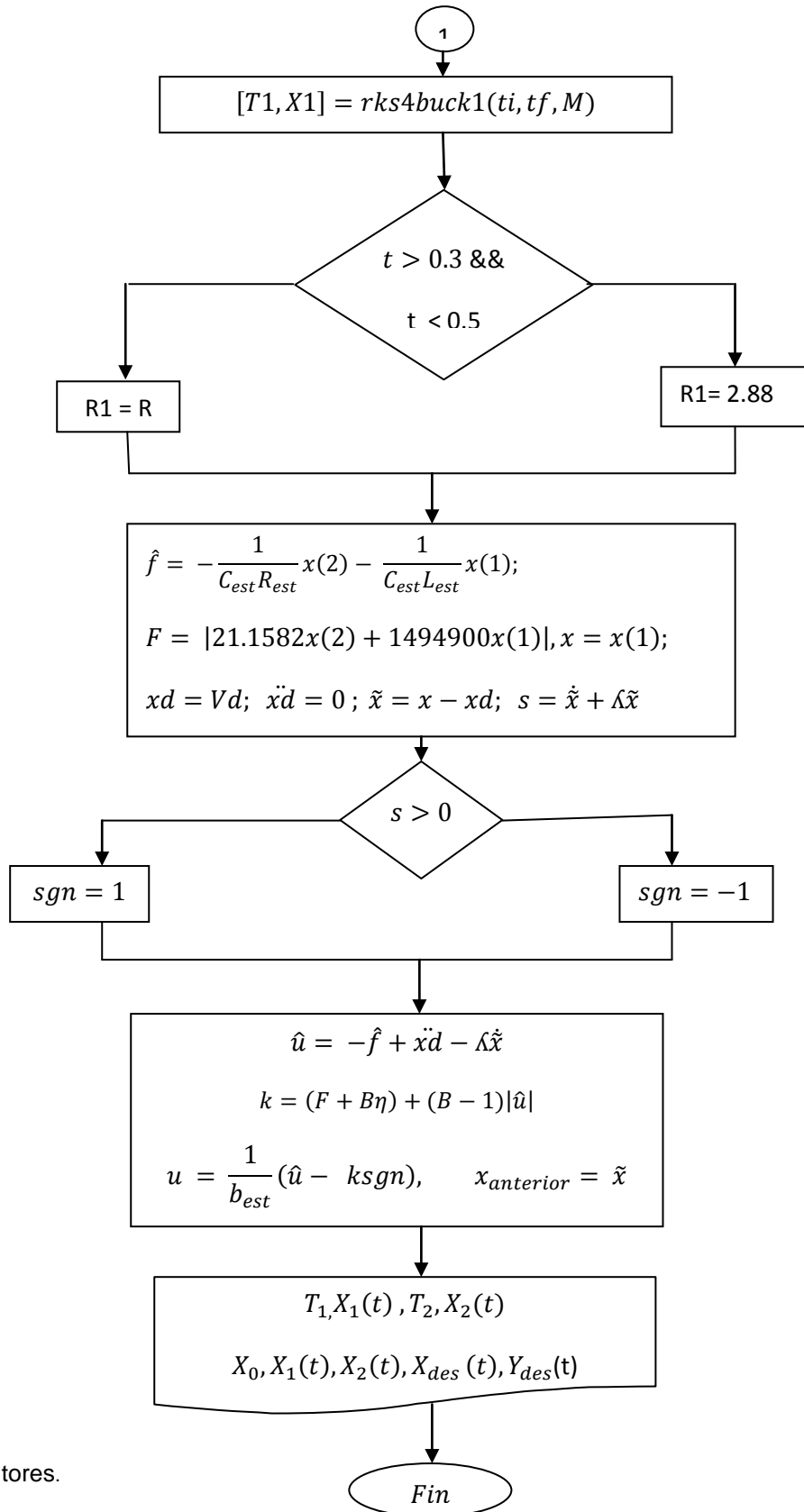
implementación numérica de las ecuaciones en MATLAB® y de su equivalente circuital mediante amplificadores operacionales en ORCAD-CADENCE®.

3.3 IMPLEMENTACION NUMÉRICA DEL CONTROLADOR MEDIANTE MATLAB®.

La Figura 28 ilustra el diagrama de flujo para la rutina de computo diseñada, que permitió verificar numéricamente la acción de control por modos deslizantes para el circuito convertidor de potencia. Dicha rutina fue ejecutada a partir de la consola de comandos de MATLAB®.

Figura 28. Diagrama de flujo para implementación en MATLAB® de la ley de control por modo deslizante.

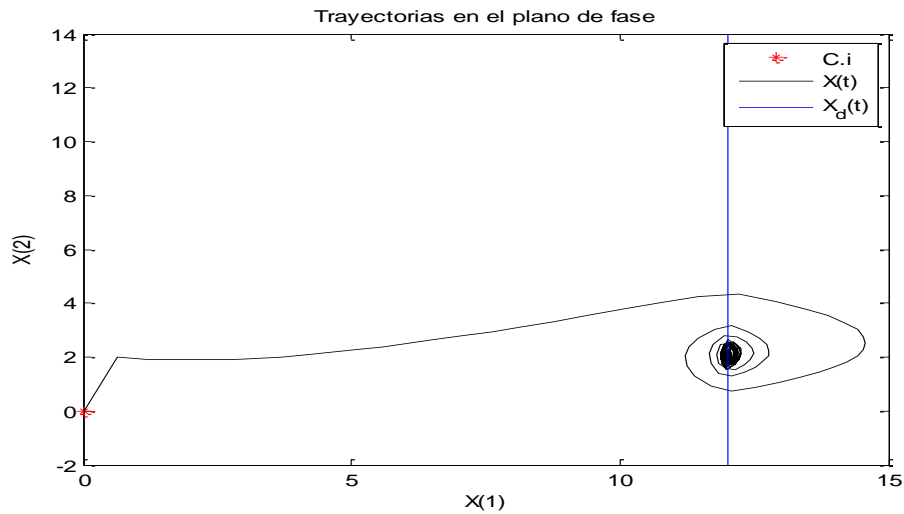




Fuente: Autores.

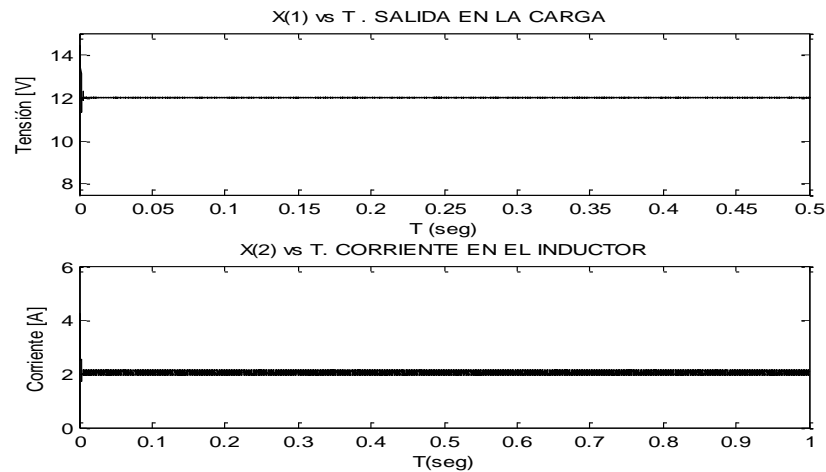
Con base en ello se realizaron algunas pruebas para verificar la eficiencia de la técnica para mantener la trayectoria de estados en la superficie de deslizamiento deseada. En la Figura 29 se muestra la evolución convergente de la trayectoria en el plano de fase, desde una condición inicial arbitraria hasta una región representada por una línea vertical que corresponde con la superficie deslizante, pues allí para cualquier valor del tiempo se cumple que el voltaje del capacitor (voltaje de salida del circuito) es 12 [V], el valor deseado. Para obtener esta gráfica se emplearon como parámetros del controlador $\lambda = 0.5$ y $\eta = 10$ obtenidos por variación paramétrica. La Figura 30 muestra los resultados correspondientes a cada variable de estado ($x_1(t)$ = voltaje en el capacitor; $x_2(t)$ = corriente en el inductor) de manera independiente en función del tiempo.

Figura 29. Comportamiento del sistema controlado en el plano de fase sin perturbación, obtenido en MATLAB®.



Fuente: Autores.

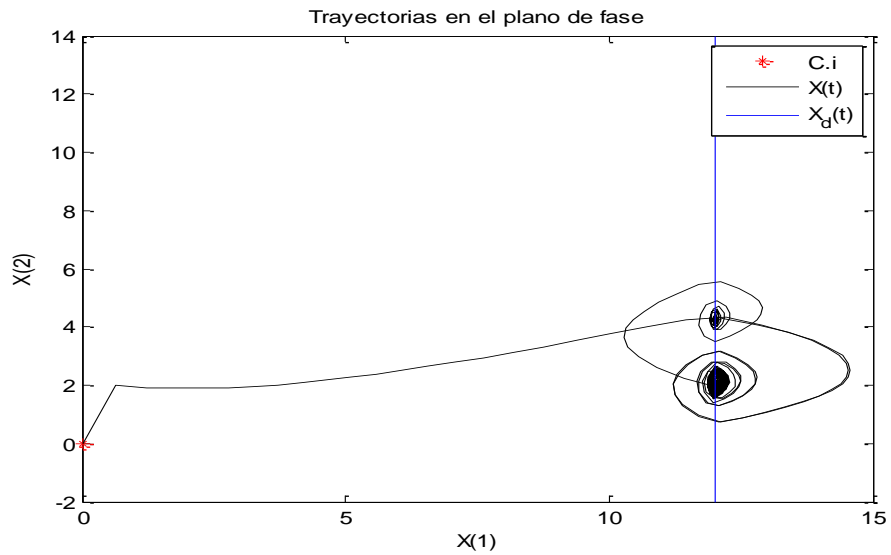
Figura 30. Comportamiento de variables de estado para el sistema controlado sin perturbación, obtenido en MATLAB®.



Fuente: Autores.

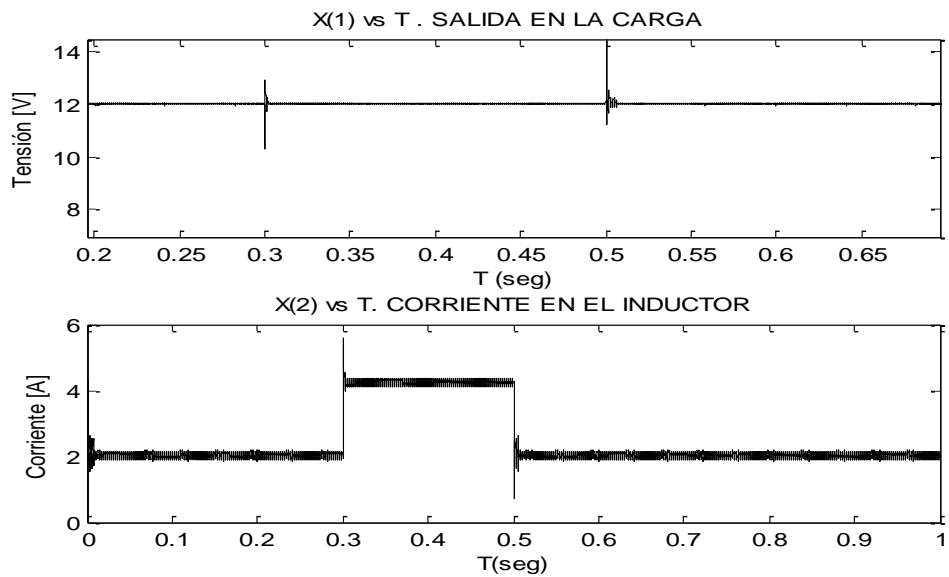
De otro lado, empleando los mismos parámetros de simulación anteriores, se agregó una perturbación al sistema correspondiente con un cambio en la carga equivalente a una reducción del 50% en su valor nominal durante 0.2 [S]. Los resultados en el plano de fase (Figura 31) y a manera de evolución de variables en el tiempo (Figura 32) demuestran la efectividad de la técnica para forzar al sistema a una convergencia hacia la superficie de deslizamiento ante la acción de perturbaciones, lo cual ratifica la validez del diseño propuesto en la expresión 3.15. Conclusiones similares se obtienen al perturbar la entrada del sistema (tensión de suministro V_s).

Figura 31. Comportamiento del sistema controlado en el plano de fase con perturbación, obtenido en MATLAB®.



Fuente: Autores

Figura 32. Comportamiento de variables de estado para el sistema controlado con perturbación, obtenido en MATLAB®.



Fuente: Autores.

Otros procedimientos fueron desarrollados para analizar la incidencia de los parámetros λ y η sobre el desempeño de la estrategia de control. Como resultado importante de estos análisis se destaca la verificación de ancho de banda para el caso de λ y de velocidad de convergencia por parte de η , según se ilustra en el Anexo A. Un análisis profundo para el comportamiento de estos parámetros, forma parte de las actividades propuestas como trabajo futuro complementario al presente proyecto de grado.

3.4 IMPLEMENTACION CIRCUITAL DEL CONTROLADOR MEDIANTE ORCAD-CADENCE®.

En un segundo momento del análisis se constituyó una configuración circuital en ORCAD-CADENCE® para verificar la implementación equivalente de la ley de control en modo deslizante diseñada. Para ello, se reemplazaron los parámetros del sistema en 3.15 para obtener la siguiente expresión:

$$u(t) = K_1 x_2 + K_2 x_1 - K_3 \lambda \dot{\tilde{x}}_1 - K_4 \operatorname{sgn}(\dot{\tilde{x}}_1 + \lambda \tilde{x}_1)$$

Donde:

$$K_3 = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{V_{Smin}}{L_{max}C_{max}}\right) \left(\frac{V_{Smax}}{L_{min}C_{min}}\right)}}$$

$$K_1 = K_3 \left(\frac{1}{C_{est}R_{est}} \right)$$

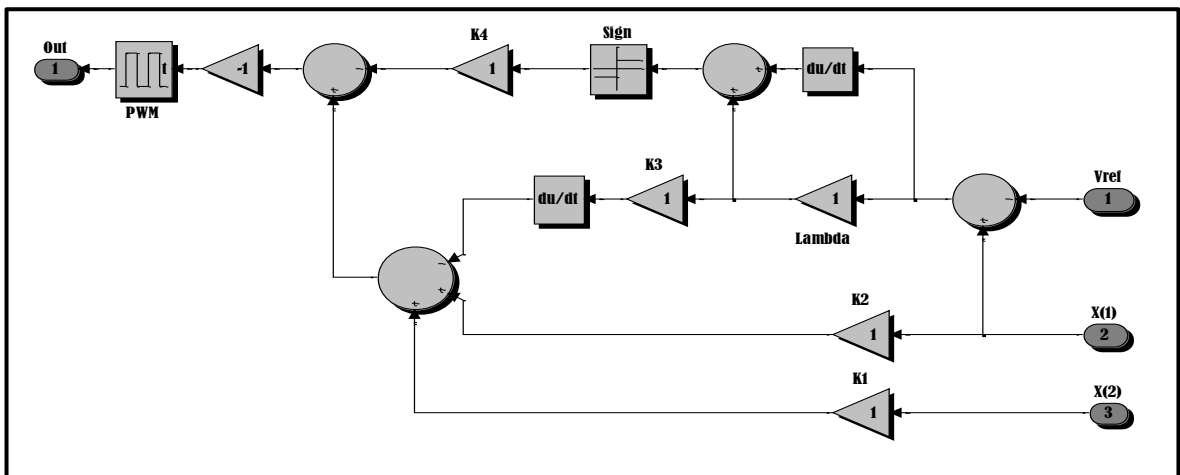
$$K_2 = K_3 \left(\frac{1}{C_{est}L_{est}} \right)$$

$$K_4 = \eta \left(\left| -C_1 x_2 - C_2 x_1 \right| \sqrt{\frac{V_{Smax} L_{max} C_{max}}{L_{min} C_{min} V_{Smin}}} \right) + \left(\sqrt{\frac{V_{Smax} L_{max} C_{max}}{L_{min} C_{min} V_{Smin}}} - 1 \right) \left| \left(\frac{1}{C_{est} R_{est}} \right) x_2 + \left(\frac{1}{C_{est} L_{est}} \right) x_1 - \lambda \dot{x}_1 \right|$$

Ecuación en la cual luego de reemplazar valores correspondientes a los seleccionados en la Tabla 5, se generan órdenes de magnitud de difícil realización práctica circuital. Debido a esto, fue necesario considerar valores normalizados para las ganancias como una alternativa para capturar cualitativamente el comportamiento de un circuito equivalente para la ley de control diseñada.

La Figura 33 ilustra el diagrama de bloques para las etapas constitutivas del circuito implementado.

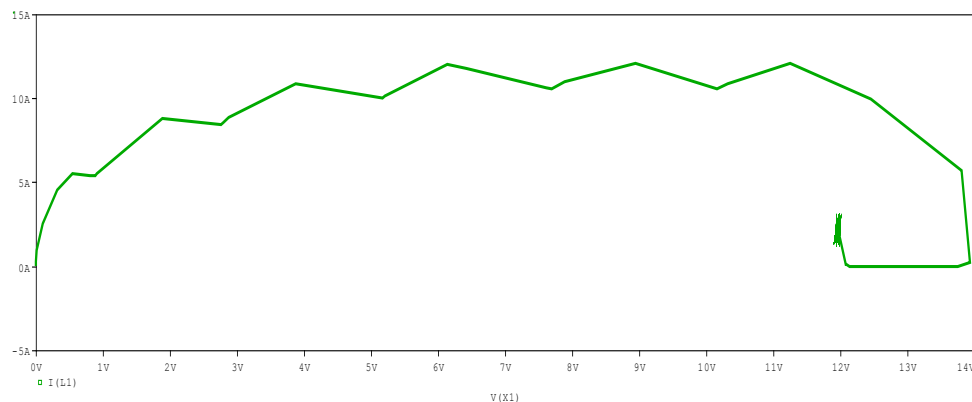
Figura 33. Diagrama de bloques para el circuito implementado en ORCAD-CADENCE®.



Fuente: Autores.

Por tanto, a partir de esta configuración fue posible obtener resultados comparativos de simulación en ORCAD-CADENCE® para replicar el escenario de simulación planteado para las ecuaciones del sistema en MATLAB®. Un ejemplo lo constituye la Figura 34, en la cual se observa como la trayectoria en el plano de fase parte de una condición inicial arbitraria para converger alrededor de 12 [V] en valor para la tensión de salida del circuito convertidor de potencia (comparar con Figura 29).

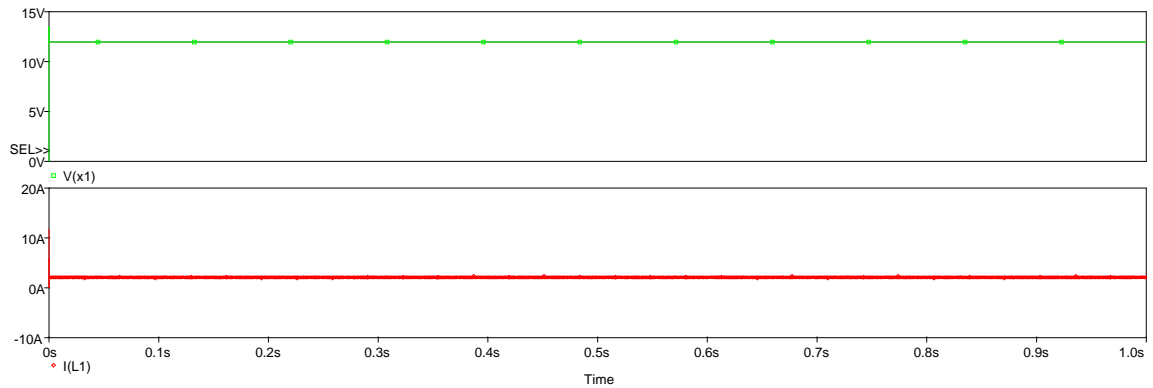
Figura 34. Comportamiento del sistema controlado en el plano de fase sin perturbación, obtenido en ORCAD-CADENCE®.



Fuente: Autores.

Asimismo la Figura 35 confirma la tendencia de las variables de estado en función del tiempo (comparar con Figura 30).

Figura 35. Comportamiento de variables de estado para el sistema controlado sin perturbación, obtenido en ORCAD-CADENCE®

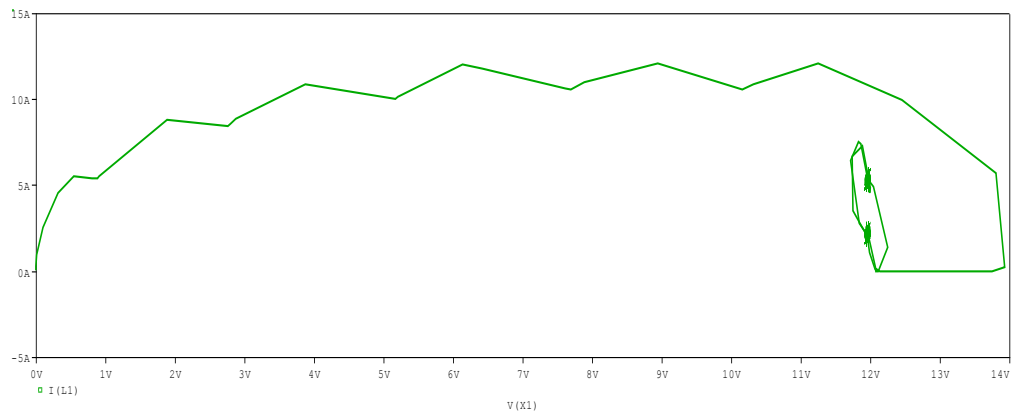


Fuente: **Autores.**

También fue posible replicar el comportamiento atrayente de la estrategia de control hacia la superficie de deslizamiento ante la acción de perturbaciones como lo muestran las Figuras 36 y 37 (comparables con las Figuras 31 y 32).

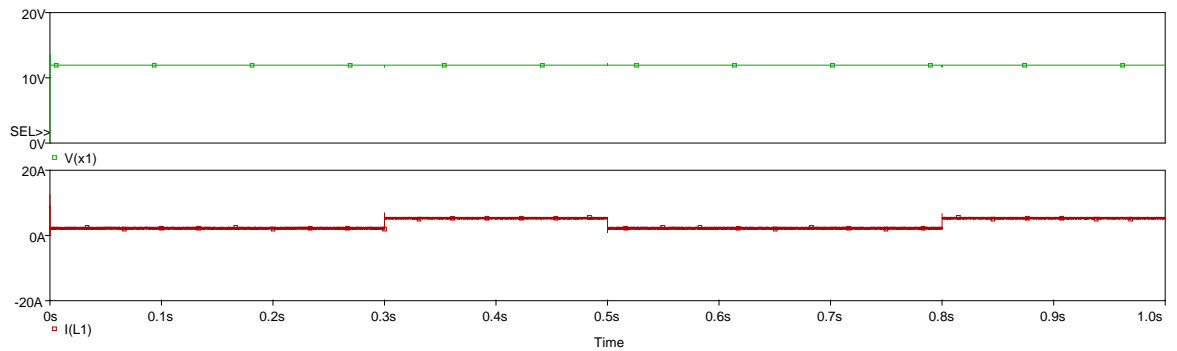
De esta manera se verifica que la ley de control diseñada representa una opción válida para manipular el voltaje de salida a manera de regulación en un circuito convertidor de potencia.

Figura 36. Comportamiento del sistema controlado en el plano de fase con perturbación, obtenido en ORCAD-CADENCE®.



Fuente: Autores

Figura 37. Comportamiento de variables de estado para el sistema controlado con perturbación, obtenido en ORCAD-CADENCE®



Fuente: Autores.

4. CONTROL ÓPTIMO

El presente capítulo presenta el diseño y la implementación de una estrategia de control óptimo para regular la tensión de salida en un circuito convertidor de potencia ante la acción de perturbaciones en la carga y en la fuente de suministro. Similar a los desarrollos presentados en anteriores capítulos, se realiza una definición de los conceptos preliminares, seguido por una formulación de modelos, simulaciones numéricas en MATLAB® y simulaciones circuitales en ORCAD-CADENCE®.

4.1 EL PROBLEMA DE CONTROL ÓPTIMO

El problema de control óptimo en tiempo continuo consta de un sistema dinámico en la forma de la ecuación 4.1:

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \dot{\mathbf{X}}(t) = f(\mathbf{X}, u) \quad (4.1)$$

La cual relaciona el vector de control $u(t)$ con el comportamiento dinámico del vector de estado $\mathbf{X}(t)$. Para este tipo de control es necesario establecer una función objetivo J , también llamada funcional de costo o índice de rendimiento del sistema, la cual depende de la trayectoria solución $\mathbf{X}(t)$ y de la función de control $u(t)$. Los objetivos de control determinan la función de costo y deben maximizarse o minimizarse dependiendo del objetivo de control. En palabras simples en el control óptimo se establece la trayectoria óptima que maximiza un objetivo. La ecuación 4.2 muestra como se encuentra formulada una función objetivo.

$$J = \psi(\mathbf{X}(T)) + \int_0^T l(\mathbf{X}(t), u(t)) dt \quad (4.2)$$

Dicho funcional de costo se compone de dos partes principales: una contribución del estado final y otra acumulativa a través del tiempo. Para estudiar los efectos de las variaciones en el problema de control óptimo se emplea una función objetivo modificada conocida como Hamiltoniano $H(\lambda, \mathbf{X}, u)$, la cual depende de un vector de multiplicadores λ asociado a variaciones del vector de estado $\mathbf{X}(t)$ y a la determinación del vector de control $u(t)$ [27]:

$$H(\lambda, \mathbf{X}, u) = \lambda^T f(\mathbf{X}, u) + l(\mathbf{X}, u) \quad (4.3)$$

En cada instante de tiempo, el valor óptimo de $u(t)$ tiene la propiedad de maximizar el Hamiltoniano. Este resultado es el principio del máximo de Pontryagin, cuyo teorema principal se resume a continuación [28]:

Principio Máximo de Pontryagin:

Suponga que $u(t) \in U$ y $\mathbf{X}(t)$ representan respectivamente la ley de control y la trayectoria de estado solución para el problema de control óptimo. Entonces, existe una trayectoria adjunta $\lambda(t)$ tal que, dados:

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = f(\mathbf{X}(t), u(t))$$

$$\mathbf{X}(0) = x_0$$

$$-\dot{\lambda}(t)^T = \lambda^T f_{\mathbf{X}}(\mathbf{X}, u) + l_{\mathbf{X}}(\mathbf{X}, u)$$

$$\lambda(T)^T = \psi_{\mathbf{X}}(\mathbf{X}(T))$$

Se cumple que:

$$H(\lambda(t), \mathbf{X}(t), v) \leq H(\lambda(t), \mathbf{X}(t), u(t))$$

Para todo t , $0 \leq t \leq T$, y para todo $v \in U$.

A partir de dicho teorema encontrar el máximo valor de la ecuación 4.2 (función objetivo) equivale a seleccionar una señal $u(t)$ en el conjunto admisible de

valores, en modo tal que se maximice el Hamiltoniano a partir de una trayectoria óptima y por tanto de una función de control óptima.

Para ilustrar mejor la solución al problema de control óptimo, se considerará el caso de una estrategia de este tipo aplicada a la regulación de tensión en la salida de un convertidor de potencia tipo Buck.

4.2 CONTROL ÓPTIMO DE UN CONVERTIDOR BUCK

Como ya ha sido previamente discutido en capítulos anteriores, el convertidor Buck analizado tiene una tensión de suministro de 30 [VDC] con característica reductora que permite generar a la salida una tensión regulada de 12 voltios. El modelo del sistema se re-escibe en la ecuación 4.4 donde $x_1(t)$ y $x_2(t)$ constituyen las variables de estado siendo respectivamente la tensión en la carga y la corriente que pasa a través de la bobina del circuito:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = f(\mathbf{X}(t), u(t)) = \begin{bmatrix} -1/CR & 1/C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ V_S \\ L \end{bmatrix} u(t) \quad (4.4)$$

El problema de control óptimo es enunciado a partir del funcional de costo dado por la ecuación 4.5, correspondiente a la minimización de la energía del error definida como la diferencia entre los valores deseado V_{ref} y medido $x_1(t)$ para la tensión a la salida del circuito (problema de regulación óptima). Las restricciones de la señal de control se incluyen en 4.6 y relacionan un ciclo útil (0% – 100%) ajustable en el dispositivo de conmutación, constituyendo un control óptimo conmutado:

$$\text{maximizar: } J = - \int_0^T (x_1(t) - V_{ref})^2 dt \quad (4.5)$$

$$\text{sujeto a: } 0 \leq u(t) \leq 1 \quad (4.6)$$

Procediendo con la formulación del problema de control, se obtendrá la expresión para el Hamiltoniano del sistema.

A partir de la representación en espacio de estados dada en 4.4, se obtiene la expresión para la derivada del campo vectorial $f(\mathbf{X}(t), u(t))$ respecto al vector de estados $\mathbf{X}(t)$, a partir de la expresión 4.7:

$$f_{\mathbf{X}} = f_{\mathbf{X}}(\mathbf{X}(t), u(t)) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ \frac{CR}{L} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Comparando las ecuaciones 4.2 y 4.5, se obtiene la igualdad 4.8:

$$\begin{aligned} \psi(\mathbf{X}(T)) &= 0 \\ l(\mathbf{X}, u) &= -(x_1(t) - V_{ref})^2 \end{aligned} \quad (4.8)$$

La derivada de esta última respecto al vector de estados $\mathbf{X}(t)$ permite obtener la ecuación 4.9:

$$l_{\mathbf{X}}(\mathbf{X}, u) = \begin{bmatrix} \frac{\partial l}{\partial x_1} & \frac{\partial l}{\partial x_2} \end{bmatrix} = [-2x_1 + 2V_{ref} \quad 0] \quad (4.9)$$

Reemplazando los resultados de 4.7 y 4.9 en la expresión para la dinámica de $\lambda(t)$ dada por 4.10:

$$-\dot{\lambda}(t)^T = \lambda^T f_{\mathbf{X}}(\mathbf{X}, u) + l_{\mathbf{X}}(\mathbf{X}, u) \quad (4.10)$$

Se obtiene el conjunto de ecuaciones 4.11:

$$\begin{aligned} \dot{\lambda}_1(t) &= \frac{1}{CR} \lambda_1(t) + \frac{1}{L} \lambda_2(t) - 2x_1(t) + V_{ref}^2 \\ \dot{\lambda}_2(t) &= \lambda_1(t) \frac{1}{C} \end{aligned} \quad (4.11)$$

Desde el punto de vista dinámico, estas ecuaciones representan un sistema inestable visto como una relación no-homogénea de $\lambda(t)$ con término forzante

dado por $-2x_1 + 2V_{ref}$. Más aún, a partir de 4.8 es posible determinar las condiciones de frontera (valores finales) para $\lambda(t)$ dadas en 4.12:

$$\lambda(T)^T = \psi_{\mathbf{X}}(\mathbf{X}(T)) = \left[\frac{\partial \psi(x(T))}{\partial x_1} \quad \frac{\partial \psi(x(T))}{\partial x_2} \right] = [0 \quad 0] \quad (4.12)$$

Ante este panorama de resultados analíticos, la única manera de obtener una expresión convergente para el Hamiltoniano 4.3, dado por la expresión resultante 4.13, es que la condición final 4.12 para $\lambda(t)$ se satisfaga para todos los valores del tiempo:

$$H(\lambda, \mathbf{X}, u) = [\lambda_1(t) \quad \lambda_2(t)] \begin{bmatrix} \frac{-1}{CR} x_1 + \frac{1}{C} x_2 \\ \frac{-1}{L} x_1 + \frac{V_S}{L} u(t) \end{bmatrix} - (x_1(t) - V_{ref})^2 \quad (4.13)$$

Es decir, siendo la dinámica de $\lambda(t)$ divergente a partir de 4.11, la única manera de satisfacer la convergencia de 4.13 es haciendo $\lambda(0) = \lambda(T) = \lambda(t) = 0$. Esta condición se pudo comprobar numéricamente empleando simulación numérica en MATLAB®. A partir de ello, la expresión reducida para el Hamiltoniano viene dada por 4.14:

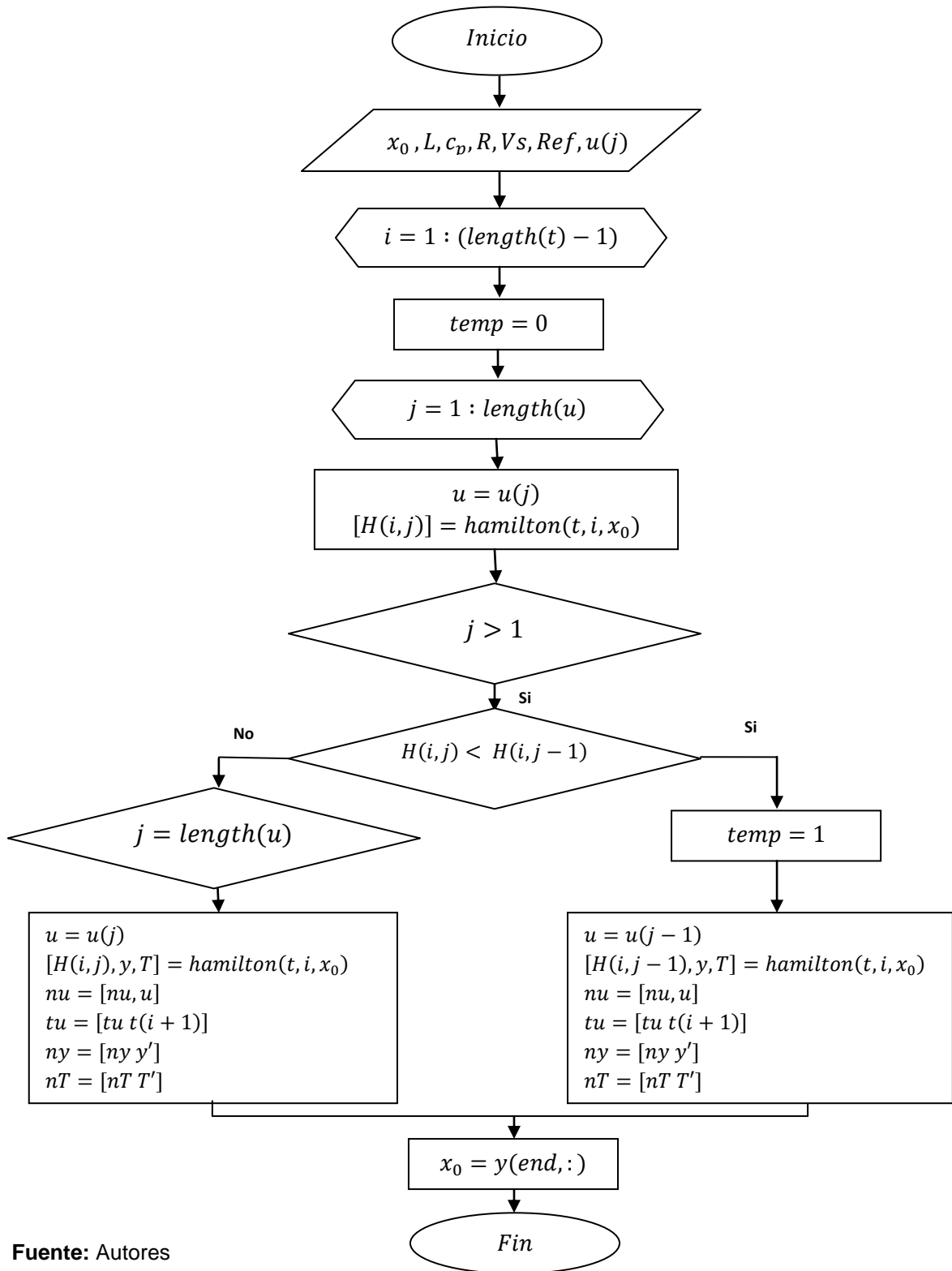
$$H(\lambda, \mathbf{X}, u) = l(\mathbf{X}, u) = -(x_1(t) - V_{ref})^2 \quad (4.14)$$

Por tanto, el problema de control óptimo ha demostrado reducirse a la minimización del error de regulación (debido al principio del máximo que busca maximizar $H(\lambda, \mathbf{X}, u)$).

4.3 VERIFICACIÓN DE LA ESTRATEGIA DE CONTROL EN MATLAB®

El cálculo del Hamiltoniano para el modelo del convertidor fue obtenido mediante simulaciones en MATLAB® con los valores de componentes del circuito diseñado. El algoritmo implementado para recrear la solución numérica al problema de control óptimo se resume a manera de flujograma en la Figura 38

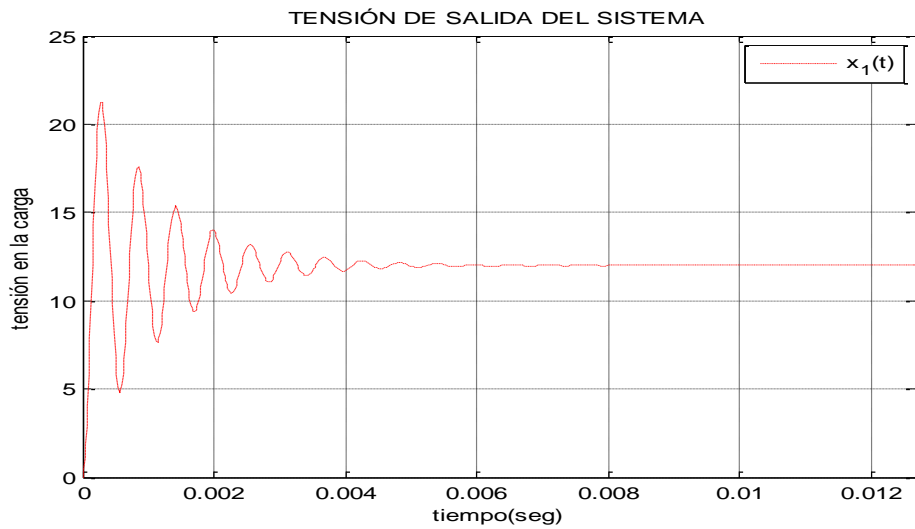
Figura 38. Diagrama de flujo para la estrategia de control óptimo implementada en MATLAB®.



En el algoritmo, se supone un valor cualquiera para la señal de control dentro del intervalo de restricción ($0 \leq u(t) \leq 1$). Con esta condición de control inicial se determina la respectiva trayectoria de estado $x(t)$ dentro del intervalo $0 \leq t \leq T$, a partir de lo cual se calcula un valor del Hamiltoniano al final de dicho periodo. El valor calculado para el Hamiltoniano se compara con el correspondiente a un periodo anterior y si el valor actual es mayor que el anterior, se incrementa el valor de la señal de control al interior del conjunto admisible, en caso contrario se disminuye. El anterior proceso se repite para cada intervalo, determinando numéricamente los valores de la señal de control $u(t)$ que ajustados a las restricciones, maximizan el valor del Hamiltoniano $H(\lambda, X, u)$ 4.14 y por consiguiente minimizan la función objetivo dada en 4.5. Con base en esta representación numérica fue posible obtener los resultados de simulación que a continuación se presentan.

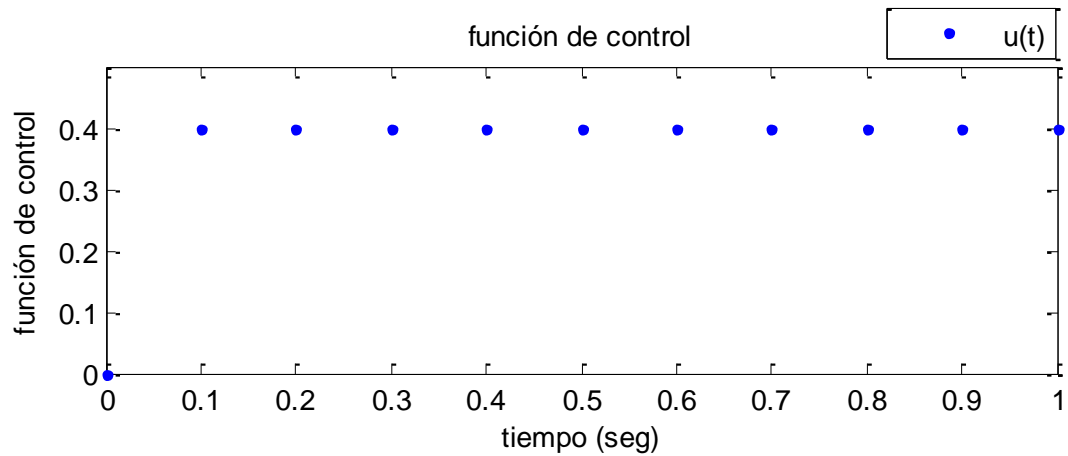
Inicialmente, en la Figura 39 se visualiza la manera como el voltaje a la salida del convertidor se posiciona en el valor requerido de 12 [V], en un tiempo considerablemente pequeño tras partir de una condición inicial arbitraria. Lo anterior es consistente con la función objetivo planteada que busca eliminar el error en estado estacionario del sistema. Más aún, la alta velocidad de convergencia hacia el valor final deseado es una clara evidencia del efecto de la optimización en la acción de control. La Figura 40 ilustra el comportamiento de la secuencia de control por conmutación $u(t)$ en la cual se verifica que a partir de la segunda muestra (a un milisegundo) se mantiene un valor constante, indicando el régimen de estacionario alcanzado.

Figura 39. Salida de voltaje del convertidor tras acción de control óptimo obtenida en MATLAB®.



Fuente: Autores.

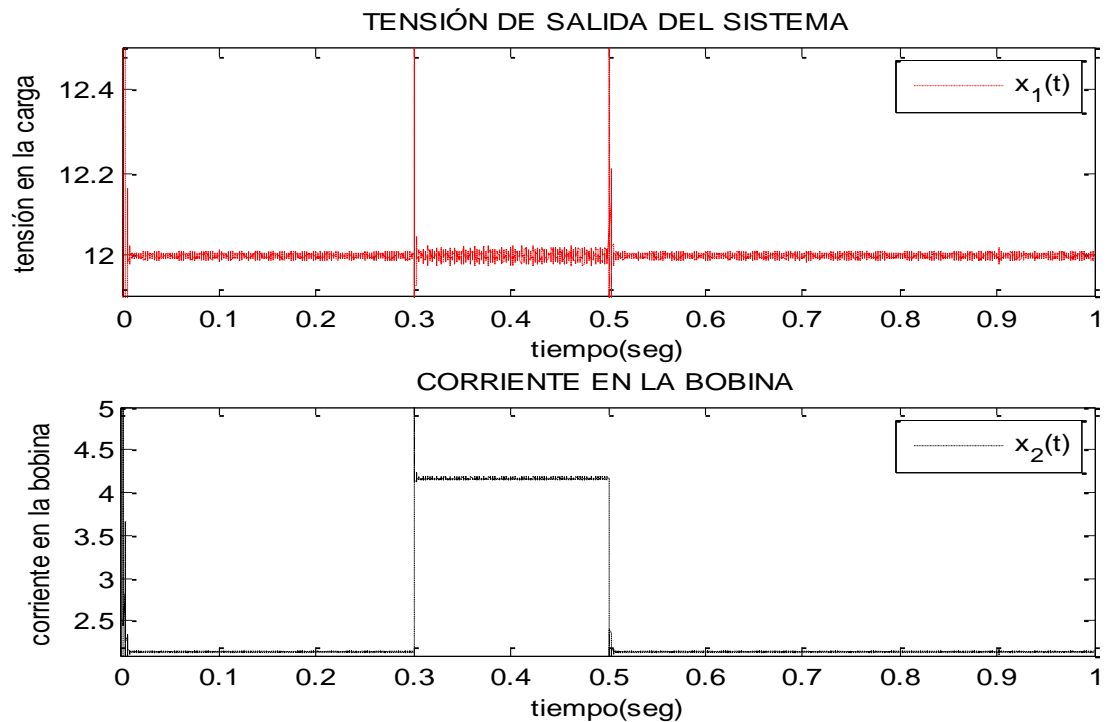
Figura 40. Señal de control óptimo conmutado obtenida en MATLAB®.



Fuente: Autores.

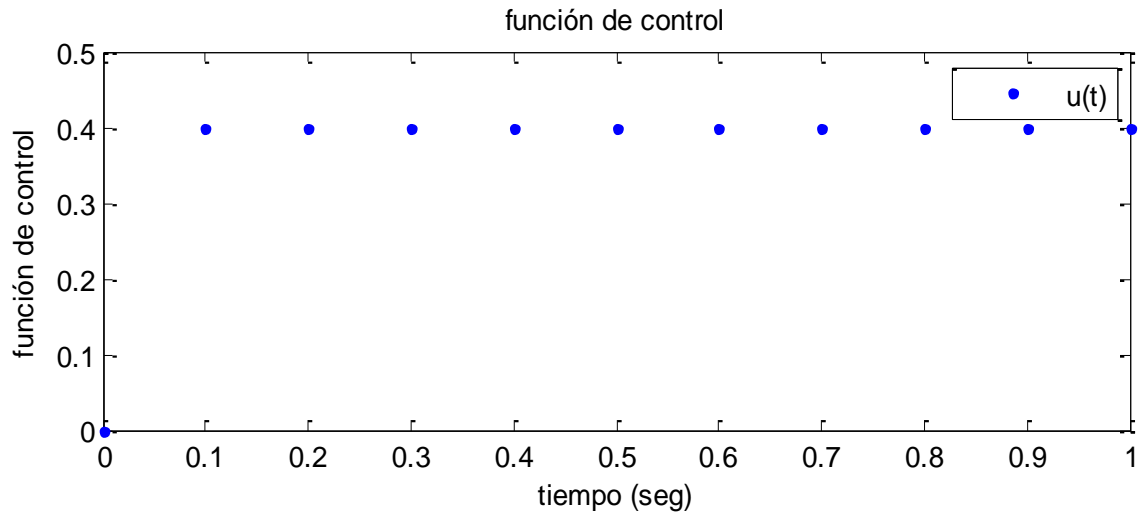
De otro lado, la Figura 41 ilustra el efecto sobre la salida regulada de una perturbación en la carga correspondiente con una reducción de valor del 50% durante el intervalo $0.3 \leq t \leq 0.5$ [s]. Como se observa en la Figura, el efecto de la perturbación se manifiesta tan sólo en la corriente de la bobina, corroborando la acción de control por regulación sobre el voltaje de salida en la carga. También es evidente la robustez de la técnica de control implementada a partir del comportamiento de la señal de control en la Figura 42, para la cual no se perciben cambios significativos durante la perturbación.

Figura 41. Tensión en la carga $x_1(t)$ y corriente en el inductor $x_2(t)$ tras acción de control óptimo con perturbaciones en la carga, obtenida en MATLAB®.



Fuente: Autores.

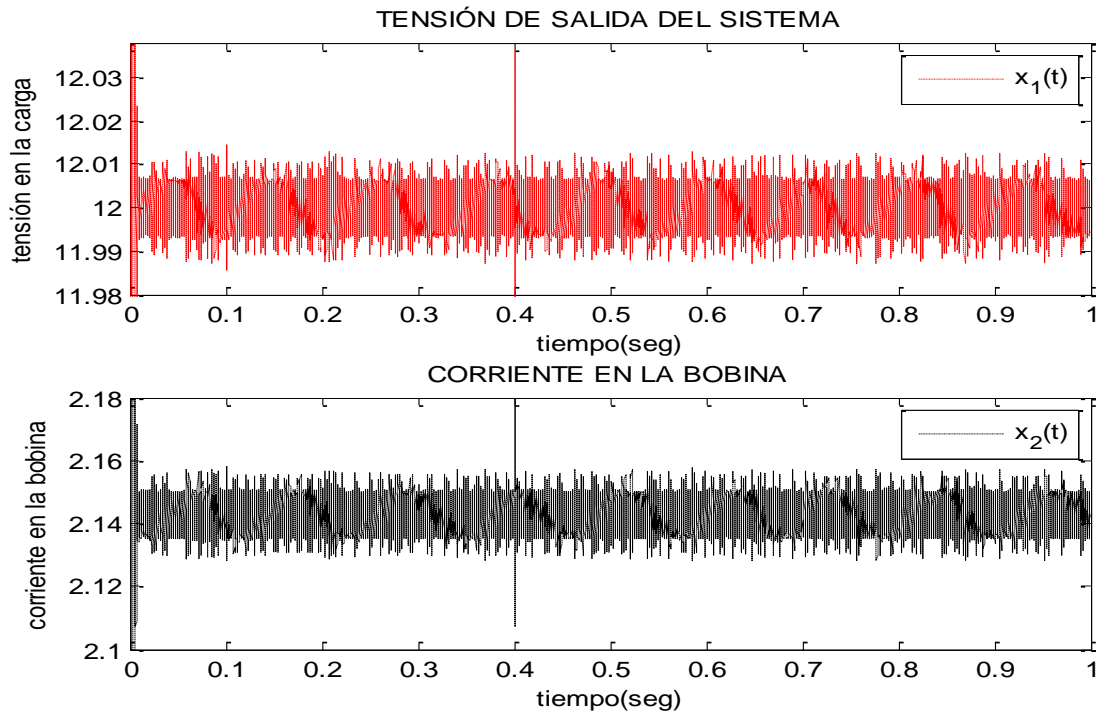
Figura 42. Señal de control óptimo conmutado con perturbaciones en la carga, obtenida en MATLAB®.



Fuente: Autores.

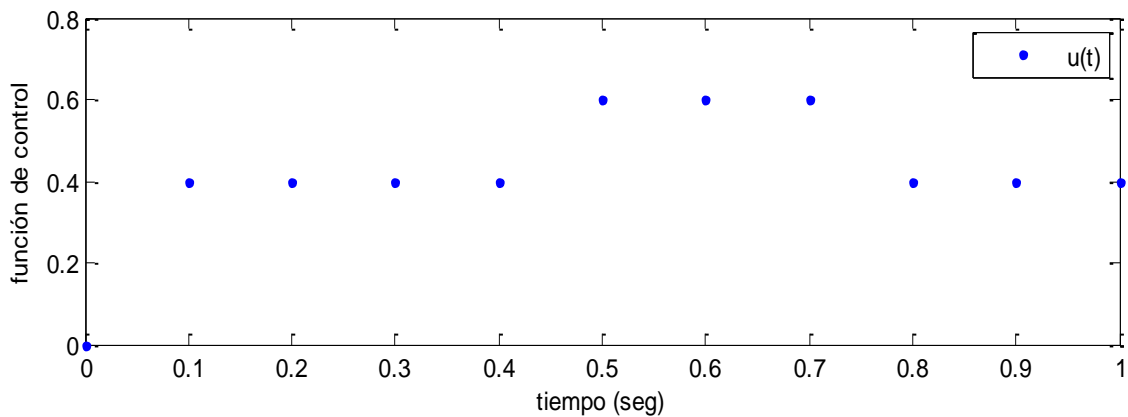
Análogamente, la Figura 43 muestra el efecto que sobre la salida del sistema regulado poseen alteraciones en el voltaje de suministro al circuito convertidor de potencia. Para este caso se modificó el valor para V_S de 30 [V] a 20 [V] durante el intervalo $0.4 \leq t \leq 0.7$ [s]. Como se observa en la Figura, el efecto a la salida del sistema es mínimo. En contraste la Figura 44 ilustra el comportamiento de la señal de control para el mismo caso, en donde es visible el efecto de la perturbación sobre la acción de control para compensar los cambios en el comportamiento de las variables de interés.

Figura 43. Tensión en la carga $x_1(t)$ y corriente en el inductor $x_2(t)$ tras acción de control óptimo con perturbaciones en el voltaje de suministro al circuito, obtenida en MATLAB®.



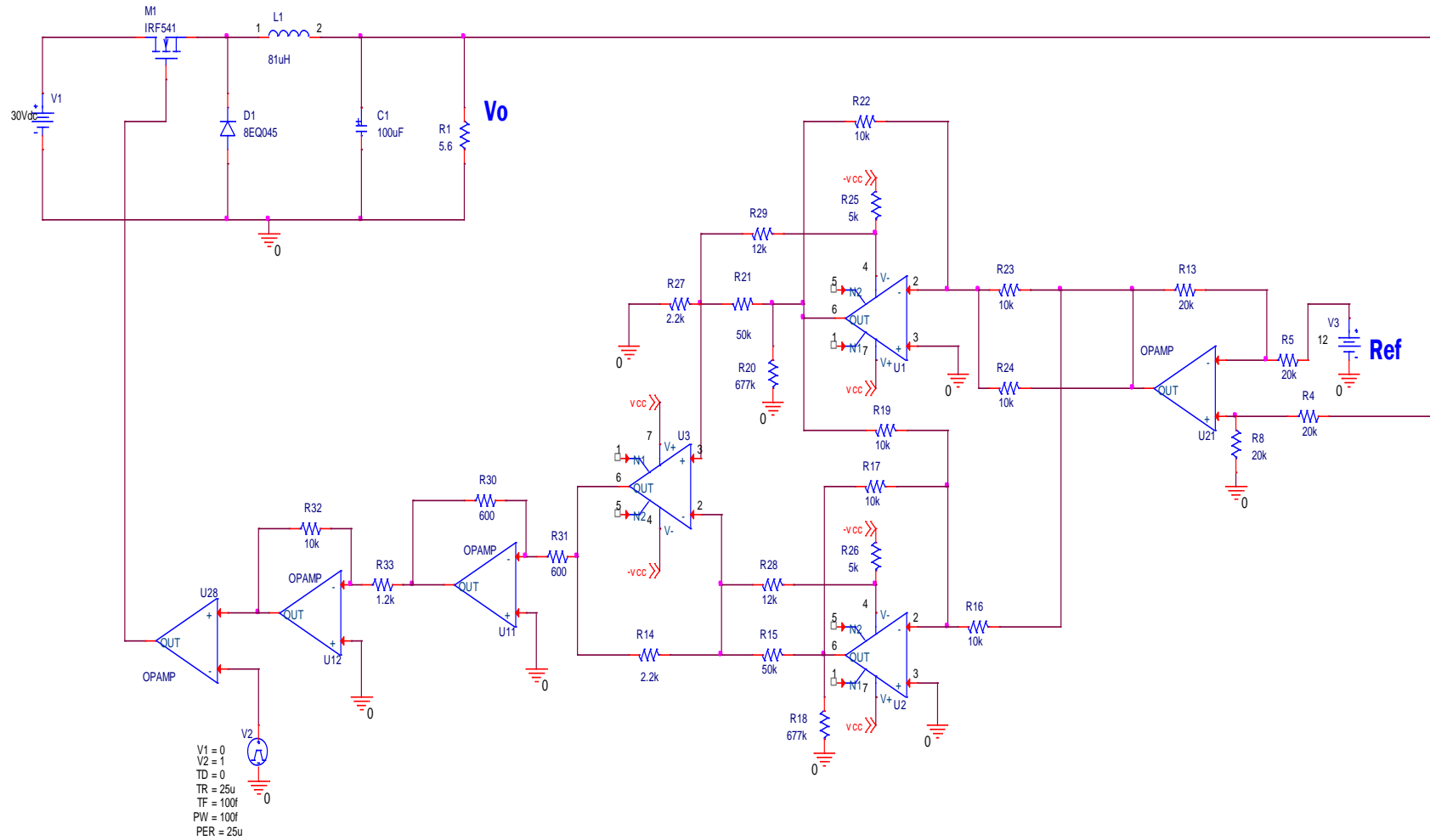
Fuente: Autores.

Figura 44. Señal de control óptimo conmutado con perturbaciones en el voltaje de suministro al circuito, obtenida en MATLAB®.



Fuente: Autores.

Figura 45. Esquemático para la realización circuital de la ley de control óptimo implementada en ORCAD-CADENCE®.



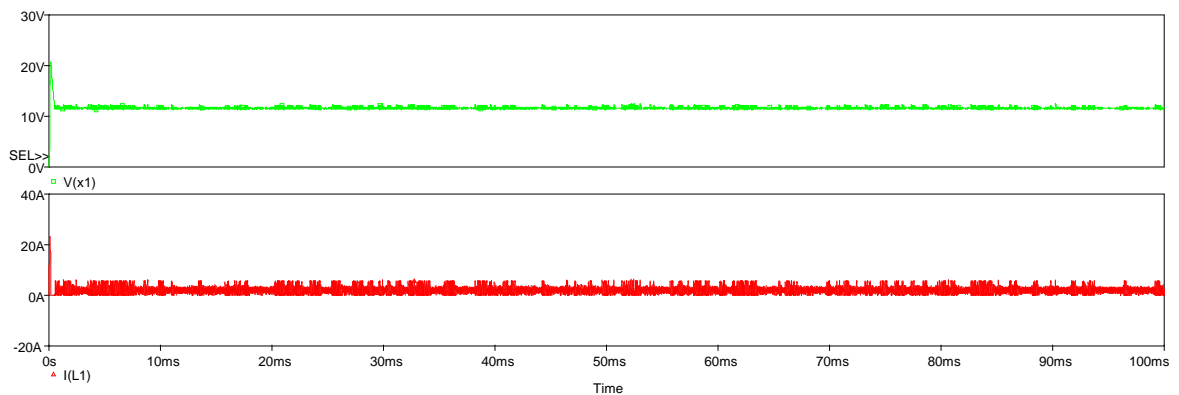
Fuente: Autores.

4.4 IMPLEMENTACION CIRCUITAL DEL CONTROLADOR MEDIANTE ORCAD-CADENCE®.

Para la realización circuital de la ley de control óptimo representada por la Figura 38, se implementó en ORCAD-CADENCE® la configuración con amplificadores operacionales (basada en la técnica Quarter Square) presentada en la Figura 45 que materializa la ecuación del Hamiltoniano 4.14 y permite asignar mediante comparaciones (a manera de PWM) una señal de control porcentual (entre el 0% y el 100%) a la compuerta del dispositivo de conmutación del circuito convertidor de potencia diseñado.

A partir de este circuito fue posible obtener las simulaciones presentadas en la Figura 46 donde se observa la rápida convergencia del voltaje de salida del circuito al valor de referencia de 12 [V], a expensas de un comportamiento oscilatorio en la corriente de la bobina (comparar con Figura 39).

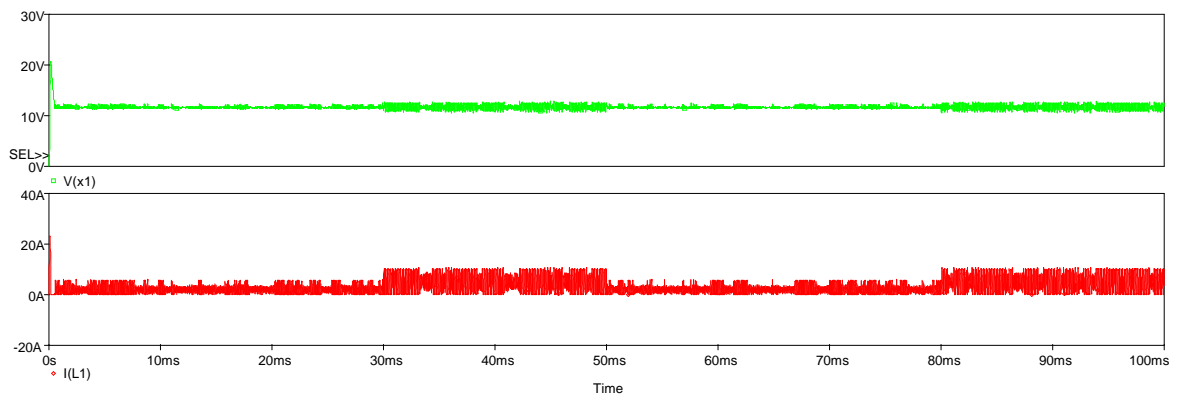
Figura 46. Comportamiento del sistema controlado sin perturbación, obtenido en ORCAD-CADENCE®.



Fuente: Autores.

La Figura 47 muestra el efecto de las perturbaciones en la carga sobre la salida del sistema. En este caso se observa que a pesar de verificarse una variación en la amplitud del voltaje de salida durante la acción de la perturbación, su efecto es menos nocivo que el presentado sobre la corriente del inductor lo cual se debe por supuesto a la acción de control implementada (comparar con Figura 41).

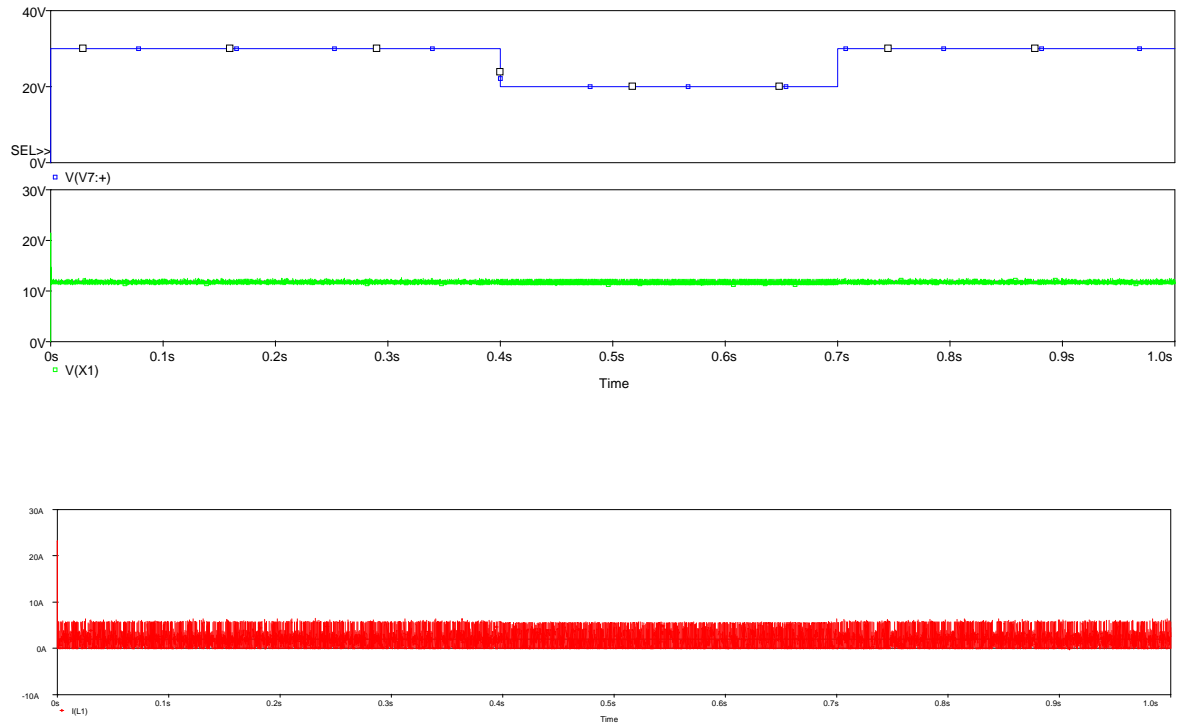
Figura 47. Comportamiento del sistema controlado con perturbación en la carga, obtenido en ORCAD-CADENCE®.



Fuente: Autores.

Finalmente la Figura 48 ilustra el efecto que sobre el voltaje regulado de salida tiene una alteración del voltaje de suministro al circuito. Como se observa, un cambio significativo en el nivel de suministro (de 30 [V] a 20 [V]) no manifiesta un cambio importante en los niveles de tensión regulada a la salida del circuito (comparar con Figura 43).

Figura 48. Comportamiento del sistema controlado con perturbación en el voltaje de suministro, obtenido en ORCAD-CADENCE®.



Fuente: Autores.

De los resultados obtenidos a partir de la realización circuital del controlador óptimo conmutado se verifica un comportamiento satisfactorio ante la acción de perturbaciones en la entrada y la carga del circuito convertidor de potencia implementado, confirmando las predicciones analíticas propuestas en la sección 4.2 y numéricas de la sección 4.3.

5 CONCLUSIONES

Se seleccionó y modeló una topología de convertidor para aplicaciones de baja potencia, correspondiente a un circuito tipo Buck utilizando como cargas bombillas halógenas de 25 [W]

Se manipuló el comportamiento dinámico del modelo de convertidor empleando simulación en MATLAB para dos técnicas de control conmutado ante variaciones de entrada y de carga. Las técnicas implementadas fueron: el control por modo deslizante y el control óptimo.

Se dimensionaron los componentes circuitales para una aplicación específica en la cual se deseaba mantener una tensión constante de 12 [V] a la salida del circuito convertidor de potencia.

Se desarrolló un procedimiento de prueba para verificar la validez del diseño. Dicho procedimiento correspondió en la verificación por simulación en ORCAD-CADENCE, para el circuito convertidor de potencia, como de las estrategias de control diseñadas y aplicadas sobre el mismo, comparando estos resultados de simulación con las predicciones teóricas.

La estrategia de control óptimo proporciona los resultados deseados para el sistema, con y sin perturbación en la carga y la fuente de suministro, medidos por medio de la función de costo. El hecho de maximizar la función Hamiltoniano, permite minimizar la energía del error, permitiendo resolver el problema de regulación óptima, cumpliendo con las restricciones establecidas en la función de control. La estrategia de control óptimo, puede desarrollarse en cualquier sistema, siguiendo el algoritmo expuesto en el presente trabajo de grado.

Las estrategias de control conmutado presentan ventajas en relación con las técnicas convencionales, ya que permiten un análisis sobre modelos no lineales.

La técnica de control robusto permite establecer un rango de incertidumbre sobre los parámetros del circuito, característica que la convierte en una estrategia más atractiva en comparación con la técnica de control óptimo.

Las simulaciones del control conmutado implementado de forma analógica mediante ORCAD, permitieron concluir que no son viables, debido a la sensibilidad de los dispositivos analógicos.

6 RECOMENDACIONES Y TRABAJO FUTURO

Como recomendaciones derivadas de la ejecución del presente proyecto de grado, se puede mencionar la necesidad de ajustar los parámetros del sistema simulado en MATLAB a valores que faciliten su implementación práctica en un circuito real, debido a que dadas las características realistas de ORCAD-CADENCE en los procedimientos de simulación, existieron inconvenientes ligados a la saturación de componentes que advierten posibles dificultades al momento de materializar un montaje circuital del sistema en un entorno de laboratorio.

Como trabajo futuro se resalta un mayor análisis de los parámetros de los controladores diseñados y la implementación digital de los mismos sobre la realización física del circuito convertidor de potencia.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] M. H. Rashid, *Electronica de Potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones.*, 2 ed. Mexico: , 1995.
- [2] D. W. Hart, *power electronics*. New York: , 2010.
- [3] M. R. Arnal, “CONTROL SIMPLIFICADO DE CORRIENTE PARA MOTORES BLDC , USANDO TECNOLOGÍA DSP,” 2002.
- [4] A. P. Alamos, “Análisis de Pérdidas del Convertidor Buck Sincrono para Aplicaciones Móviles,” 2007.
- [5] G. M. Amaro, “Análisis Dinámico del Convertidor Elevador Puente Completo Aislado con Sujetador Activo ”, 2008.
- [6] M. I. A. Orozco, “Control no lineal de convertidores conmutados cc/cc: Análisis de prestaciones y verificación experimental,” 2006.
- [7] A. Miguel and C. Fernández, ““ MODELOS NO LINEALES Y CONTROL EN MODO DESLIZAMIENTO DE CONVERTIDORES DE ESTRUCTURA RESONANTE ’,” 1998.
- [8] M. S. Rivera, ““Sintesis de controladores para convertidores de potencia utilizando realimentación de la salida pasiva de la dinámica exacta del error de seguimiento’,” 2010.
- [9] M. J. L. S. Francisco Rodriguez Rubio, *CONTROL ADAPTATIVO Y ROBUSTO*. España: , 1996, p. 721.
- [10] G. L. J. Vargas, Guillermo Antonio, “Filtros Activos de potencia: análisis comparativo entre técnicas de control utilizadas en el convertidor de potencia,” p. 25, 2010.
- [11] L. A. C. Freyle, “Módulo de conversores estáticos de potencia: protecciones de sobrecorriente y corto circuito,” p. 87, 2005.
- [12] C. A. M. Silva, “Conception and Modeling of a Low-Voltage DC/DC Power Supply in Multiphase Buck-Converter Topology (Board Layout, Measurements and Simulation),” p. 64, 2003.
- [13] C. Silva and O. Mart, “Control de un conversor de potencia con modulador de ancho de pulso centrado usando modos deslizantes,” p. 77, 2003.

- [14] S. C. Trujillo, "Análisis de la dinámica de un convertidor Boost controlado con ZAD," p. 123, 2011.
- [15] W. Kramer, S. Chakraborty, B. Kroposki, and H. Thomas, "Advanced Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems Part 1 : Systems and Topologies Advanced Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems Part 1 : Systems and Topologies," no. March, 2008.
- [16] M. S. Agamy, M. Harfman-todorovic, A. Elasser, J. A. Sabate, R. L. Steigerwald, Y. Jiang, and S. Essakiappan, "DC-DC Converter Topology Assessment for Large Scale Distributed Photovoltaic Plant Architectures," pp. 764–769, 2011.
- [17] B. Lindgren, "A Power Converter for Photovoltaic Applications A Power Converter for Photovoltaic Applications," 2000.
- [18] G. R. Walker and P. C. Sernia, "Cascaded DC – DC Converter Connection of Photovoltaic Modules," vol. 19, no. 4, pp. 1130–1139, 2004.
- [19] O. Craciun, D. Radu, and S. Bacha, "Halogen Lamp Modeling For Low Voltage Power Systems Transient Analyses," pp. 1–6, 2009.
- [20] P. E. T. Eikari, "FLICKER METROLOGY," p. 32, 2006.
- [21] Fairchild Semiconductor, "Datasheet IRF541." .
- [22] International Rectifier, "SCHOTTKY RECTIFIER 8EQ045," pp. 8–11.
- [23] F. K. Garelli, "Sistemas de estructura Variable : Aplicación al Control Multivariable con restricciones," vol. 70, Argentina: , 2007, pp. 35–62.
- [24] F. Valenciaga, "Control por Regímenes Deslizantes y Pasividad," pp. 45–66.
- [25] J. J. E. Stoline, *APPLIED NONLINEAR CONTROL*. Washington: , 1991, p. 459.
- [26] M. I. A. Orozco, *Instituto de Organización y Control de Sistemas Industriales*. 2006.
- [27] L. C. Evans, "An Introduction to Mathematical optimal Control Theory." U.S.A, p. 126.
- [28] D. G. Luenberger, "Introduction to dynamic systems Theory, Models, and Applications." U.S.A, pp. 394–416., 1979.

ANEXOS

ANEXO A . ANÁLISIS DEL COMPORTAMIENTO DE LOS PARÁMETROS λ Y η EN EL CONTROL POR MODOS DESLIZANTES

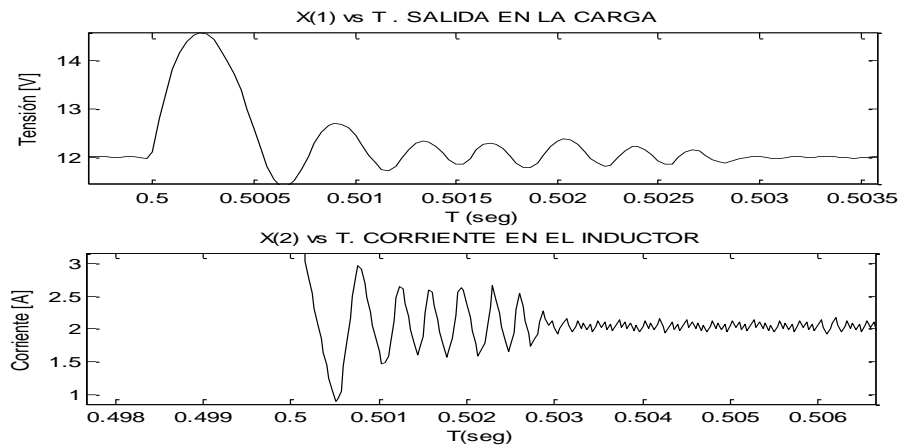
A.1 Análisis de η sobre el sistema.

η es un parámetro de la estrategia del control por modos deslizantes que permite mejorar la velocidad de respuesta del sistema cuando este se ve sometido ante una perturbación, es decir η permite disminuir el tiempo que le toma al sistema retornar a la superficie deslizante.

Las Figuras A1 – A4 presentan el comportamiento del sistema ante diferentes valores de η , se observa que a medida que aumenta el valor de η , la fuerza con que la respuesta del sistema es atraída hacia la trayectoria deseada es mayor, reflejándose esto en la disminución del tiempo que tarda el sistema en alcanzar el valor de referencia.

La Figura A1 presenta el comportamiento del sistema bajo el efecto de $\eta=10$, allí es posible ver que el sistema tarda alrededor de 2.8 milisegundos para alcanzar nuevamente la referencia.

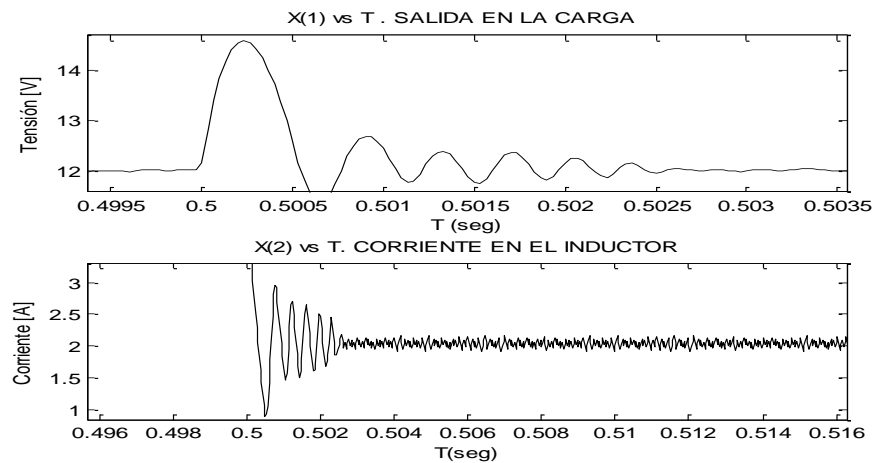
Figura A 1. Tensión en la carga con $\eta = 10$



Fuente: Autores

Para un valor de $\eta = 50$ es posible ver en la Figura A2 que el sistema tarda alrededor de 2.5 milisegundos en retornar nuevamente a la condición deseada.

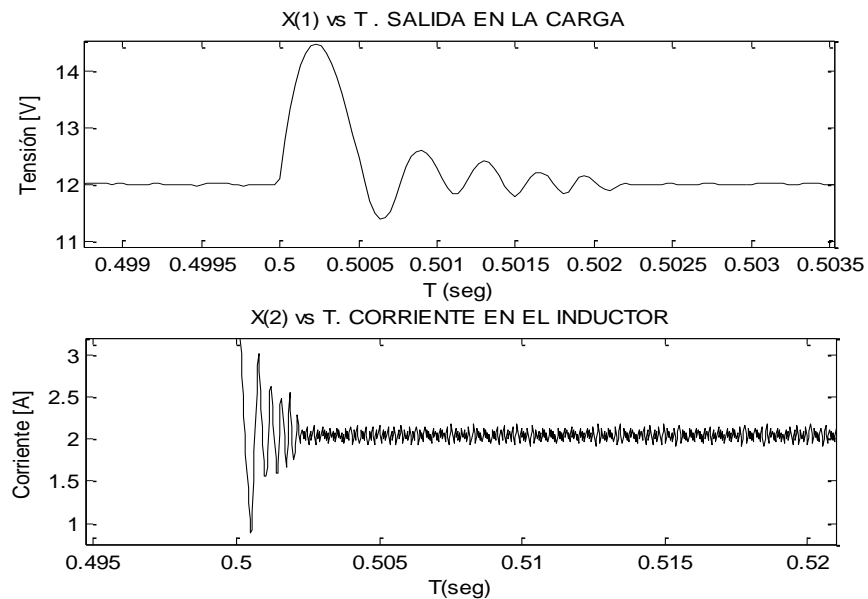
Figura A 2. Tensión en la carga con $\eta = 50$



Fuente: Autores

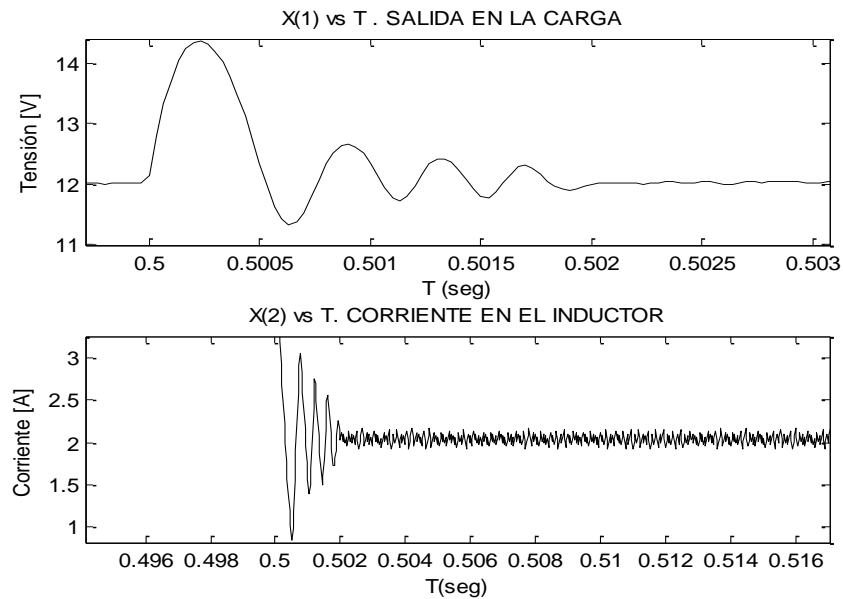
Por último en las Figuras A3 y A4 se muestra el comportamiento del sistema sometido a un valor de $\eta = 1000$ y $\eta = 10000$, bajo estas condiciones es posible ver que el sistema alcanza el valor de referencia en un tiempo aproximado de 2,2 milisegundos para $\eta = 1000$ y 2 milisegundos para $\eta = 10000$ posterior a la perturbación, aunque para esta última simulación se haya incluido el efecto de un eta grande en comparación con los dos valores anteriores, el tiempo de respuesta del sistema para retornar nuevamente a la condición deseada no presenta una variación considerable en comparación con los dos resultados anteriores, aunque si es posible corroborar que es menor a medida que eta se incrementa.

Figura A 3. Tensión en la carga con $\eta = 1000$



Fuente: Autores

Figura A 4. Tensión en la carga con $\eta = 10000$



Fuente: Autores.

A.2 Análisis de λ sobre el sistema.

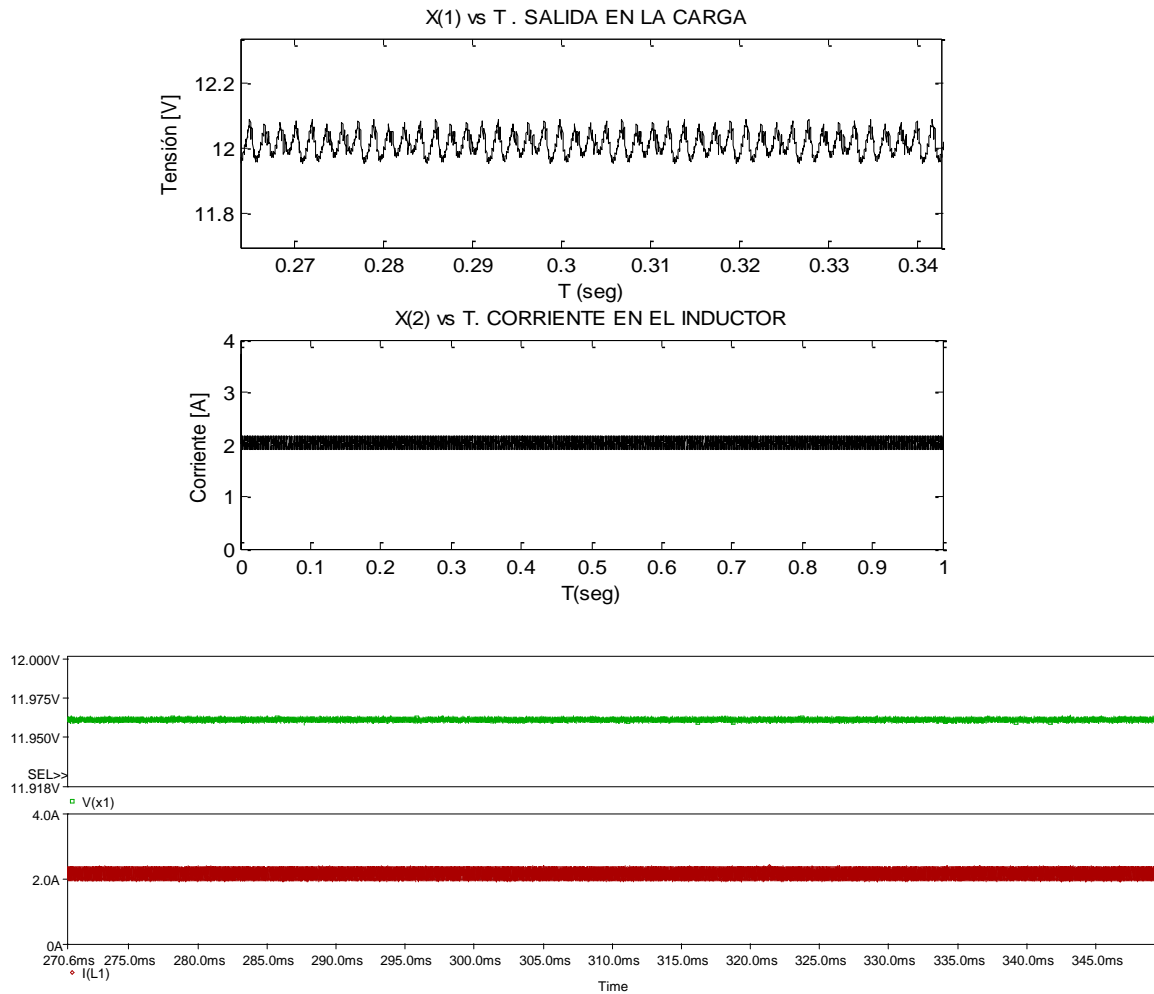
λ es otro parámetro muy importante en la técnica de control por modos deslizantes, corresponde con el ancho de banda de la respuesta del sistema, es decir λ permite limitar la amplitud de oscilación en la salida (chattering), lo que permite forzar a la señal de salida a presentar un comportamiento muy aproximado a una señal de continua.

En la Figura A5 es posible comprobar como para valores muy pequeños de λ , la limitación en el ancho de banda es considerable y la señal deseada (tensión en la carga) presenta oscilaciones entre 11.96 [V] y 12.09 [V].

Para la condición $\lambda = 0.1$ simulada a través de ORCAD-CADENCE® es posible constatar como el efecto directo de este parámetro sobre el ancho de banda, limita

la oscilación en la tensión de salida. Lo cual coincide con el comportamiento obtenido en MATLAB®.

Figura A 5. Tensión en la carga con $\lambda = 0.1$ en MATLAB® y ORCAD-CADENCE®

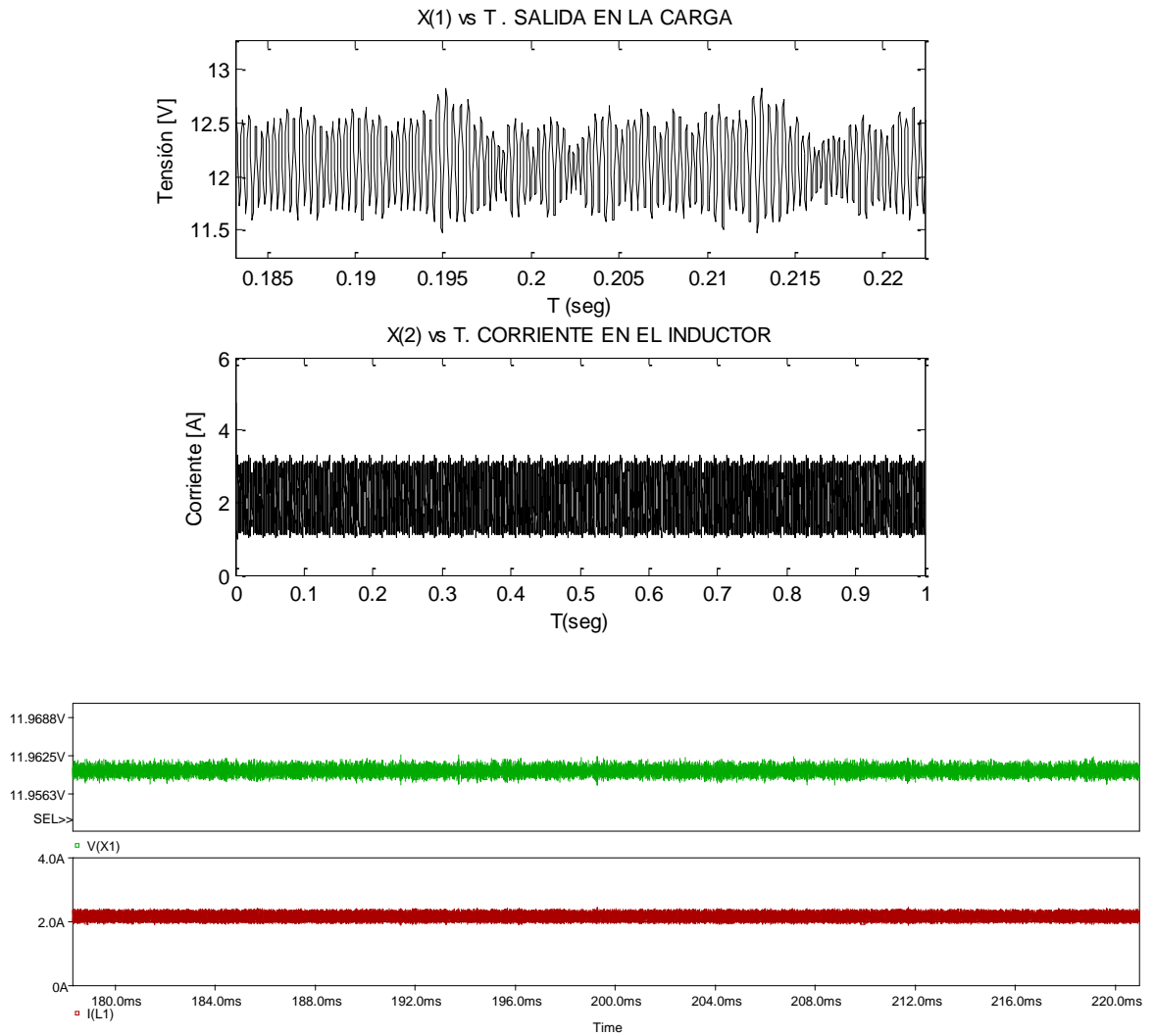


Fuente: Autores.

En la Figura A6 se presenta el efecto que impone un $\lambda = 10$ sobre el sistema, como era de esperarse el incremento en λ hizo que el ancho de banda se amplifique,

aumentando de esta forma la oscilación de tensión en la carga la cual oscila entre valores alrededor de 11.58 [V] y 12.68 [V].

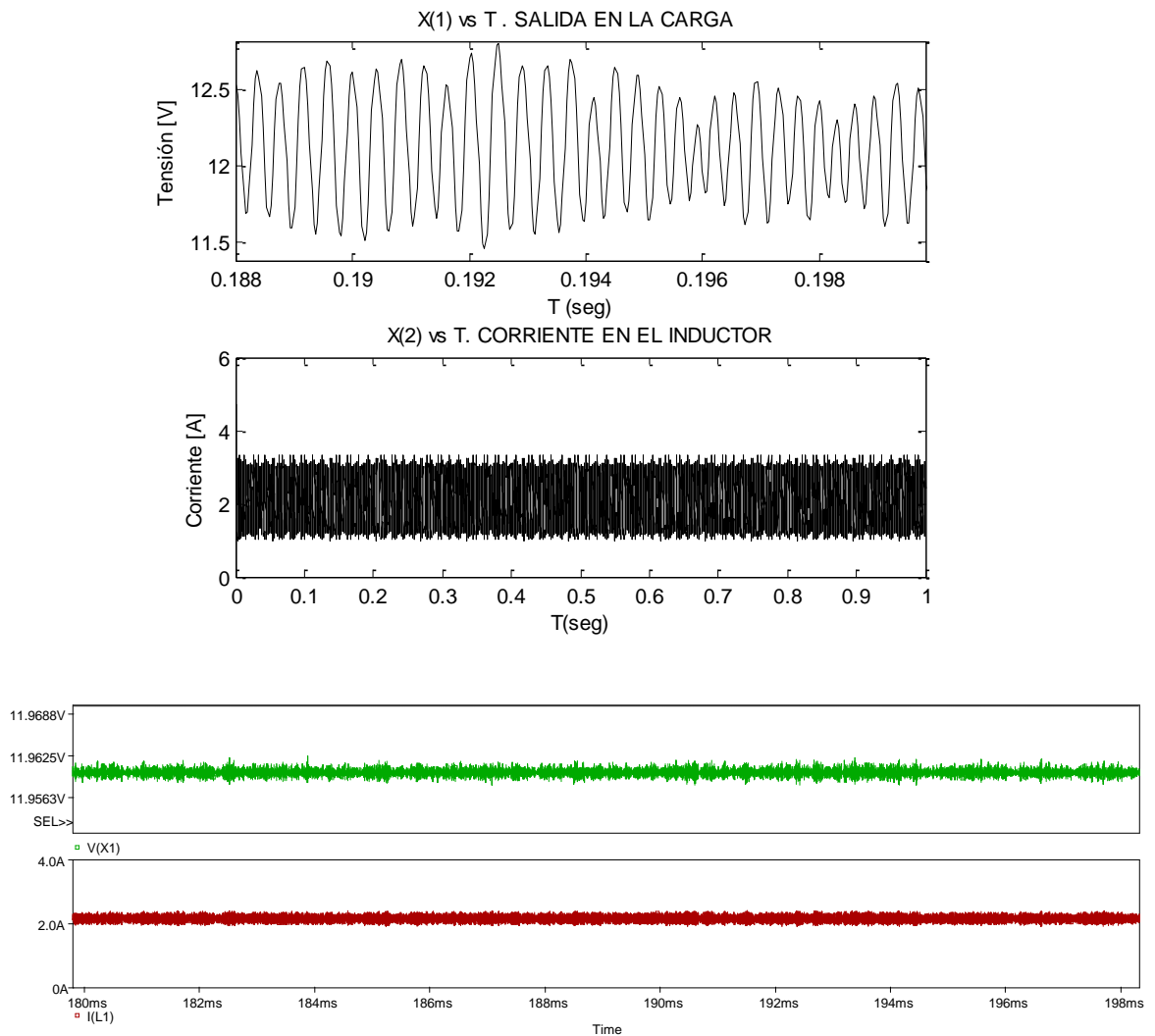
Figura A 6. Tensión en la carga con $\lambda = 10$ en MATLAB® y ORCAD-CADENCE®



Fuente: Autores

Por último en la Figura A7 se presenta el comportamiento del sistema bajo el efecto producido por un valor de $\lambda = 20$, una vez más se incrementa la oscilación en la tensión de carga la cual oscila ahora entre 11.5 [V] y 12.8 [V].

Figura A 7. Tensión en la carga con $\lambda = 20$ en MATLAB® y ORCAD-CADENCE®



Fuente: Autores.