



**DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**

**CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA,  
AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL**

**PROYECTO DE GRADO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO  
DE INGENIERO ELECTRÓNICO, AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL**

**TEMA: IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR NEURONAL  
PARA UN BALASTRO ELECTRÓNICO COMPATIBLE CON  
LÁMPARAS HID - MH DE 250W.**

**AUTORES: ANDINO BUSTAMANTE, JOSUÉ ADRIÁN  
VELASTEGUÍ SIGCHA, ALEXIS ADEMAR**

**DIRECTOR: ING. AYALA, PAÚL  
CODIRECTOR: ING. PROAÑO, VICTOR**

**SANGOLQUÍ**

**2015**


**UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS - ESPE****INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y  
CONTROL*****CERTIFICADO*****Ing. Paúl Ayala****Ing. Victor Proaño*****CERTIFICAN***

Que el trabajo titulado "*Implementación de un controlador neuronal para un balastro electrónico compatible con lámparas HID - MH de 250W*", realizado por los señores Josué Adrián Andino Bustamante y Alexis Ademar Velasteguí Sigcha, ha sido guiado y revisado periódicamente y cumple normas estatutarias establecidas por la Universidad de las Fuerzas Armadas - ESPE.


Debido a que se trata de un trabajo de investigación se recomienda su publicación.

El mencionado trabajo consta de un documento empastado y un disco compacto el cual contiene los archivos en formato portátil de Acrobat (pdf.). Autorizan a los señores Josué Adrián Andino Bustamante y Alexis Ademar Velasteguí Sigcha que entreguen al Ingeniero Luis Orozco en su calidad de Coordinador de la Carrera.

Sangolquí, Julio del 2015



Ing. Paúl Ayala  
DIRECTOR



Ing. Victor Proaño  
CODIRECTOR

UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS - ESPE

INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y  
CONTROL

JOSUÉ ADRIÁN ANDINO BUSTAMANTE

ALEXIS ADEMAR VELASTEGUÍ SIGCHA


DECLARAMOS QUE:

El proyecto de grado denominado "*Implementación de un controlador neuronal para un balastro electrónico compatible con lámparas HID - MH de 250W*", ha sido desarrollado con base a una investigación exhaustiva, respetando derechos intelectuales de terceros, conforme las citas que constan al pie, de las páginas correspondientes, cuyas fuentes se incorporan en la bibliografía.

Consecuentemente este trabajo es de nuestra autoría.

En virtud de esta declaración, nos responsabilizamos del contenido, veracidad y alcance científico del proyecto de grado en mención.

Sangolquí, Julio del 2015



Sr. Josué Andino

Sr. Alexis Velasteguí

UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS - ESPE

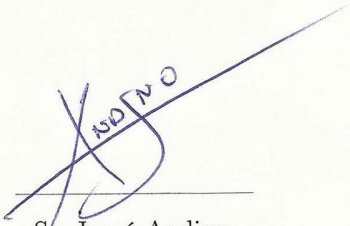
INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y  
CONTROL

AUTORIZACIÓN

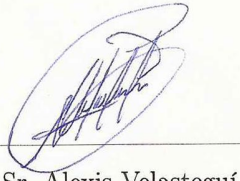
Nosotros Josué Adrián Andino Bustamante y Alexis Ademar Velasteguí Sigcha

Autorizamos a la UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS - ESPE la publicación, en la biblioteca virtual de la Institución del trabajo *"Implementación de un controlador neuronal para un balastro electrónico compatible con lámparas HID - MH de 250W"*, cuyo contenido, ideas y criterios son de nuestra exclusiva responsabilidad y autoría.

Sangolquí, Julio del 2015



Sr. Josué Andino



Sr. Alexis Velasteguí

## DEDICATORIA

El presente proyecto se lo dedico a mi familia y amigos, por siempre haberme apoyado en todo momento.

*Josué Andino*

## DEDICATORIA

Este proyecto se lo dedico a mis padres, hermanos, tíos, primos, sobrinos y amigos, que han estado en cada momento durante este largo camino, ayudándome de distintas maneras.

A todos ellos espero que lo logrado corresponda de alguna manera a su inmensa colaboración.

*Alexis Velasteguí*

## AGRADECIMIENTO

Nunca he sido bueno con las palabras, así que solo diré que son muchas las personas a quienes les debo reconocer su contribución en el presente proyecto, tal vez muchas de ellas piensen que su aporte no fue muy significativo, pero para mi cada grano de arena cuenta. Por eso, yo les guardo un recuerdo y agradecimiento muy particular, por su colaboración.

También muestro mi gratitud a la Universidad de las Fuerzas Armadas - ESPE, por darme la oportunidad de aprender y mejorar cada .

*Josué Andino*

## AGRADECIMIENTO

A mi querida madre Susana Sigcha, que gracias a su inmenso amor y apoyo incondicional, he logrado cumplir cada una de mis metas.

A mi tío Raúl Sigcha, un gran ejemplo a seguir, que me compartió siempre su experiencia y conocimiento sin ninguna condición.

A mis hermanos Omar Velasteguí y Janio Velasteguí, por su complicidad y ayuda oportuna en los momentos de mayor flaqueza.

A los pequeños de la familia Josselyn, Dylan y Salome, que son el motor para ser cada día un mejor ejemplo a seguir.

A la Universidad de las Fuerzas Armadas - ESPE, que me ha guiado durante toda mi formación universitaria en sus aulas y laboratorios.

A los ingenieros Paúl Ayala y Victor Proaño, por las valiosas enseñanzas aportadas al desarrollo del presente proyecto.

A mi compañero de tesis Josué Andino, con quien se desarrolló el proyecto y superó todas las dificultades.

A mi compañeros de laboratorio, por el apoyo y amistad incondicional.

*Alexis Velasteguí*



# Índice general

<b>CERTIFICADO</b>	<b>I</b>
<b>DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD</b>	<b>II</b>
<b>AUTORIZACIÓN</b>	<b>III</b>
<b>DEDICATORIA</b>	<b>IV</b>
<b>AGRADECIMIENTO</b>	<b>VI</b>
<b>RESUMEN</b>	<b>XVI</b>
<b>ABSTRACT</b>	<b>XVII</b>
<b>1. INTRODUCCIÓN</b>	<b>1</b>
1.1. Antecedentes . . . . .	1
1.2. Justificación e Importancia . . . . .	2
1.3. Alcance del Proyecto . . . . .	2
1.4. Objetivos . . . . .	3
1.4.1. General . . . . .	3
1.4.2. Específicos . . . . .	3
<b>2. MARCO TEÓRICO</b>	<b>4</b>
2.1. Lámparas de Alta Intensidad de Descarga (HID) . . . . .	4
2.1.1. Clasificación de lámparas HID . . . . .	5
2.1.1.1. Lámparas de vapor de mercurio a alta presión: . . . . .	5

2.1.1.2.	Lámparas de halogenuros metálicos: . . . . .	5
2.1.1.3.	Lámparas de vapor de sodio a alta presión: . . . . .	5
2.1.2.	Componentes de las lámparas HID . . . . .	6
2.1.3.	Principios de funcionamiento . . . . .	7
2.1.3.1.	Fase de Ignición: . . . . .	8
2.1.3.2.	Fase de Calentamiento: . . . . .	9
2.1.3.3.	Fase de Estabilización: . . . . .	9
2.2.	Balastro . . . . .	10
2.2.1.	Balastro electromagnético . . . . .	11
2.2.2.	Balastro electrónico . . . . .	11
2.2.2.1.	Rectificador de onda completa con puente de diodos	13
2.2.2.2.	Convertidor Buck-Boost no inversor . . . . .	14
2.2.2.3.	Inversor DC-AC con puente monofásico . . . . .	22
2.2.2.4.	Elementos electrónicos de potencia . . . . .	23
2.3.	Redes Neuronales Artificiales . . . . .	30
2.3.1.	Modelo de una Red Neuronal Artificial . . . . .	31
2.3.2.	Estructura de las Redes Neuronales Artificiales . . . . .	33
2.3.3.	Redes Neuronales Artificiales en Identificación . . . . .	35
2.3.4.	Redes Neuronales Artificiales en Control . . . . .	36
2.3.4.1.	Estructuras de control . . . . .	37
2.4.	Tecnología de Montaje Superficial (SMT) . . . . .	38
<b>3.</b>	<b>RE-INGENIERÍA</b>	<b>40</b>
3.1.	Características de la Planta a Controlar . . . . .	40
3.2.	Requerimientos Mínimos del Balastro . . . . .	41
3.2.1.	Requerimientos del Rectificador AC-DC . . . . .	41
3.2.2.	Requerimientos del Convertidor DC-DC . . . . .	42
3.2.3.	Requerimientos del Inversor DC-AC . . . . .	43
3.3.	Diseño del Balastro Electrónico . . . . .	43

<i>ÍNDICE GENERAL</i>	x
3.3.1. Transistores Aterrizados . . . . .	44
3.3.2. Transistores Flotantes . . . . .	45
3.3.3. Red Snubber . . . . .	45
3.3.4. Drivers de Transistores . . . . .	45
3.3.5. Circuito Bootstrap . . . . .	47
3.3.6. Inductancia . . . . .	47
3.3.7. Sensamiento . . . . .	48
3.3.7.1. Tensión de Entrada . . . . .	49
3.3.7.2. Tensión de Salida . . . . .	50
3.3.7.3. Corriente en la Bobina . . . . .	50
3.3.8. Diseño del Controlador por Modos Deslizantes . . . . .	50
3.3.8.1. Controlador por Modos Deslizantes Digital . . . . .	51
3.3.8.2. Controlador por Modos Deslizantes Analógico . . . . .	52
3.3.8.3. Control por Modos Deslizantes Híbrido . . . . .	54
3.4. Simulación del Controlador Deslizante . . . . .	56
<b>4. DISEÑO DEL CONTROLADOR NEURONAL</b>	<b>58</b>
4.1. Toma de Datos del Sistema . . . . .	59
4.1.1. Estado de Ignición . . . . .	59
4.1.2. Estado de Calentamiento . . . . .	59
4.1.3. Estado Estable . . . . .	60
4.1.4. Estado Apagado . . . . .	61
4.2. Identificador Neuronal de Estados (IN) . . . . .	62
4.2.1. Construcción del Identificador Neuronal . . . . .	63
4.2.2. Validación del Identificador Neuronal . . . . .	64
4.2.3. Acción de Control del Identificador Neuronal (ACIN) . . . . .	64
4.3. Compensador Neuronal (CN) . . . . .	65
4.3.1. Patrones de entrenamiento . . . . .	68
4.3.2. Estructura de la Red Neuronal . . . . .	69

<i>ÍNDICE GENERAL</i>	XI
4.3.3. Validación del Compensador Neuronal . . . . .	69
4.4. Sistema de Seguridad . . . . .	70
4.4.1. Sobrecorriente en la Inductancia . . . . .	70
4.4.2. Sobre Tensión a la Salida del Convertidor . . . . .	71
4.4.3. Tensión Insuficiente a la Entrada del Convertidor . . . . .	71
4.4.4. Transiciones Erróneas del Sistema Balastro-Lámpara . . . . .	72
4.4.4.1. Diseño de la Máquina de Estados . . . . .	72
<b>5. PRUEBAS Y RESULTADOS</b>	<b>74</b>
5.1. Identificador de Estados . . . . .	74
5.2. Acción de Control Principal . . . . .	75
5.3. Rechazo de Perturbaciones Sin Compensador Neuronal . . . . .	76
5.4. Rechazo de Perturbaciones Mediante el Compensador Neuronal . . . . .	77
5.5. Pruebas con Varias Lámparas . . . . .	77
<b>6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES</b>	<b>80</b>
6.1. Conclusiones . . . . .	80
6.2. Recomendaciones . . . . .	82
<b>Bibliografía</b>	<b>84</b>
<b>ANEXO A</b>	<b>A</b>
<b>PROGRAMACIÓN EN SIMULINK</b>	<b>A</b>
<b>ANEXO B</b>	<b>B</b>
<b>DIAGRAMAS DE LOS CIRCUITOS</b>	<b>B</b>
<b>ANEXO C</b>	<b>C</b>
<b>HOJAS TÉCNICAS</b>	<b>C</b>
<b>Acta de Entrega</b>	<b>D</b>

# Índice de figuras

2.1. Flujo luminoso en función de la potencia para lámparas HID. . . . .	6
2.2. Componentes físicos de las lámparas HID. . . . .	7
2.3. Envejecimiento de las lámparas HID. . . . .	10
2.4. Etapas de encendido de las lámparas HID. . . . .	10
2.5. Balastro magnético. . . . .	11
2.6. Flujo luminoso en función de la frecuencia. . . . .	12
2.7. Balastro electrónico. . . . .	13
2.8. Rectificador de onda completa con puente de diodos. . . . .	13
2.9. Estructura del convertidor Buck-Bost no inversor. . . . .	14
2.10. Modos de conducción. . . . .	15
2.11. Superficie de deslizamiento. . . . .	16
2.12. Configuración puente monofásico. . . . .	22
2.13. Puente monofásico con elementos semiconductores. . . . .	23
2.14. Formas de onda en la carga del puente. . . . .	24
2.15. MOSFET de canal P y canal N. . . . .	24
2.16. Zonas de funcionamiento del MOSFET. . . . .	25
2.17. Driver de disparo par MOSFETs e IGBTs. . . . .	26
2.18. Conexión de driver para MOSFET. . . . .	27
2.19. Snubber RC. . . . .	29
2.20. Resistencia de sensado de corriente. . . . .	30
2.21. Red Neuronal Biológica. . . . .	31
2.22. Modelo no lineal de una Neurona Artificial. . . . .	32

2.23. Red de alimentación hacia adelante multicapa. . . . .	33
2.24. Red con funciones radiales básicas. . . . .	34
2.25. Redes dinámicas. . . . .	35
2.26. Control neuronal directo . . . . .	37
2.27. Control neuronal indirecto . . . . .	38
2.28. Tecnología SMT . . . . .	39
3.1. Diagrama simplificado del balastro electrónico . . . . .	43
3.2. Diagrama de los transistores aterrizados. . . . .	44
3.3. Diagrama de los transistores flotantes. . . . .	45
3.4. Red Snubber RC . . . . .	46
3.5. Conexión de los diferentes drivers utilizados . . . . .	46
3.6. Circuito Bootstrap utilizado . . . . .	47
3.7. Sensado de variables que actúan en el convertidor dc-dc. . . . .	49
3.8. Esquema del Control por Modo Deslizante . . . . .	51
3.9. Respuesta del controlador deslizante digital . . . . .	52
3.10. Esquema del controlador deslizante analógico . . . . .	53
3.11. Respuesta del controlador deslizante analógico . . . . .	53
3.12. Respuesta del controlador deslizante analógico con ruido . . . . .	54
3.13. Esquema del controlador deslizante híbrido . . . . .	54
3.14. Respuesta del controlador deslizante híbrido . . . . .	55
3.15. Frecuencia media de conmutación vs Frecuencia límite . . . . .	56
3.16. Esquema de simulación del convertidor DC-DC . . . . .	56
3.17. Diagrama de simulación del Control por Modo Deslizante. . . . .	57
3.18. Respuesta de la simulación del convertidor . . . . .	57
4.1. Esquema del Controlador Neuronal. . . . .	58
4.2. Evolución de los parámetros en la lámpara en el proceso de ignición. . . . .	60
4.3. Evolución de los parámetros en la lámpara en el estado de calentamiento. . . . .	61
4.4. Evolución de los parámetros en la lámpara en el estado estable. . . . .	62

4.5. Evolución de los parámetros en la lámpara en el estado de apagado. . .	63
4.6. Evolución completa de los parámetros de la lámpara. . . . .	64
4.7. Umbrales de decisión del identificador de estados . . . . .	65
4.8. Estructura del Identificador Neuronal . . . . .	65
4.9. Identificador Neuronal . . . . .	66
4.10. Respuesta del Identificador Neuronal . . . . .	66
4.11. Respuesta del Identificador Neuronal . . . . .	67
4.12. Patrones de entrenamiento del compensador neuronal . . . . .	68
4.13. Estructura del compensador neuronal . . . . .	69
4.14. Diagrama del Compensador Neuronal . . . . .	69
4.15. Respuesta del compensador neuronal. . . . .	70
4.16. Ciclo de estados del sistema Balastro-lámpara. . . . .	72
4.17. Máquina de Estados para detectar errores . . . . .	73
4.18. Conexión de la Red de Identificación y la máquina de estados . . . . .	73
5.1. Identificación de Estados del sistema. . . . .	75
5.2. Efecto del controlador Principal en el sistema Balastro-Lámpara . . . .	76
5.3. Respuesta del sistema Balastro-Lámpara ante cambios en la tensión de entrada. . . . .	77
5.4. Rechazo de perturbaciones mediante el Compensador Neuronal. . . . .	78
5.5. Sistema Balastro-Lámpara con Compensador Neuronal . . . . .	78
5.6. Prueba de controladores con una segunda Lámpara. . . . .	79
5.7. Prueba de controladores con una tercera Lámpara. . . . .	79

# Índice de cuadros

3.1. Componentes del balastro electrónico . . . . .	44
3.2. Características mínima de operación del MOSFET. . . . .	44
3.3. Características de operación del MOSFET STP18N60M2. . . . .	45
3.4. Elementos para la activación de un transistor aterrizado. . . . .	45
3.5. Elementos para la activación de un transistor flotante. . . . .	46
3.6. Elementos de una Red Snubber RC. . . . .	47
3.7. Elementos la conexión bootstrap. . . . .	47
4.1. Acción de control en función de los estados identificados . . . . .	67



## RESUMEN

El presente proyecto trata sobre el diseño e implementación de un balastro electrónico para lámparas HID-MH, aplicando estrategias de control basadas en redes neuronales artificiales y utilizando tecnología de montaje superficial. El balastro electrónico consta de varias etapas: filtro EMI, para eliminar armónicos presentes en la red; rectificador AC-DC para transformar la tensión alterna en tensión continua con un determinado porcentaje de rizado; un convertidor Buck-Boost para reducir y aumentar los niveles de tensión proporcionados al inversor, el convertidor tiene un Controlador por Modo Deslizante Híbrido que ofrece robustez, rapidez de corrección, y tiene como superficie de deslizamiento la corriente en la bobina; un inversor DC-AC tipo puente H que proporciona una onda simétrica de tensión a la lámpara y eleva la frecuencia de operación. El controlador neuronal consta de un identificador neuronal entrenado para reconocer patrones, que se encarga de estimar las distintas fases del encendido de la lámpara y un compensador neuronal entrenado por ajuste de curvas para corregir las variaciones del sistema en el estado de estabilización. El prototipo se implementó con elementos de montaje superficial para reducir el tamaño, costo y velocidad de implementación.

### **PALABRAS CLAVE:**

- **BALASTRO ELECTRÓNICO**
- **HID-MH**
- **REDES NEURONALES ARTIFICIALES**
- **TECNOLOGÍA DE MONTAJE SUPERFICIAL**
- **CONTROL POR MODO DESLIZANTE.**

## ABSTRACT

The present project is about of the design and implementation of an electronic ballast for HID-MH lamps, applying control strategies based on artificial neural networks and using surface mount technology. The electronic ballast consists of several stages: EMI filter to eliminate harmonics present on the electrical grid; AC-DC rectifier to convert AC voltage into DC voltage with a certain percentage of ripple; a Buck-Boost converter to reduce and increase the voltage levels supplied to the inverter, the converter has a Hybrid Sliding Mode Controller that offers robustness, speed correction, and the sliding surface is the current in the coil; a DC-AC inverter H-bridge type which provides a symmetrical voltage's waveform to the lamp and the operating frequency rises. The controller consists of a neuronal identifier trained to recognize patterns, which is responsible for estimating the different phases of lamp ignition and a neural compensator trained by adjustment curves to correct variations of system in the state of stabilization. The prototype was implemented with surface mount components to reduce the size, cost and speed of implementation.

### KEYWORDS:

- ELECTRONIC BALLAST
- HID-MH
- ARTIFICIAL NEURAL NETWORK
- SURFACE MOUNT TECHNOLOGY
- SLIDING MODE CONTROL.

# Capítulo 1

## INTRODUCCIÓN

### 1.1. Antecedentes

Las lámparas de alta intensidad de descarga conocidas como HID (High Intensity Discharge), son una fuente de luz electroluminiscente, es decir, la iluminación se produce por acción de un campo eléctrico sobre un gas o material sólido [9]. En la actualidad son muy utilizadas para iluminar áreas públicas, centros deportivos, centros comerciales, edificios, fábricas, entre otros.

Durante el proceso de encendido una lámpara HID sufre varios cambios, en los que su impedancia se altera, por lo que resulta importante el uso de un dispositivo limitador de corriente eléctrica conocido como balastro, el que puede ser electromagnético o electrónico.

Los balastos electrónicos operan a altas frecuencias y en su mayoría proporcionan ondas cuadradas de tensión a la lámpara para mejorar su rendimiento [7]. El trabajo en frecuencias altas permite utilizar elementos de menor tamaño y reducir pérdidas en el balastro [7].

El sistema balastro-lámpara por las características anteriormente mencionadas, es un sistema con un alto grado de no linealidad.

Las redes neuronales artificiales se han utilizado principalmente en dos áreas, la aproximación de funciones y el reconocimiento y clasificación de patrones. Específica-

mente en el control automático se han desarrollado para la identificación y el control de sistemas altamente no lineales, por la capacidad que tienen de aprender [15]. Al trabajar con redes neuronales no es indispensable conocer el modelo de la planta, ya que la red neuronal necesita solo los valores de entradas y salidas para entrenarse.

## 1.2. Justificación e Importancia

El adecuado control de la corriente eléctrica en las lámparas HID, es crucial para aprovechar al máximo las ventajas que estas proporcionan. Por esa razón se han diseñado muchos balastos con estrategias diferentes de control, como se puede ver en los trabajos “*Control adaptativo de una lámpara HID - MH de 250W*” [5] o en “*Diseño e implementación de un control Fuzzy para un balastro electrónico de una lámpara HID - MH*” [17].

El control por redes neuronales artificiales, por su facilidad de manejar plantas altamente no lineales, se muestra como un camino viable para el control de las lámparas HID, durante cada una de sus fases hasta alcanzar la estabilidad.

El uso de tecnología SMT (Tecnología de Montaje Superficial) hace que la implementación del prototipo, presente menores dimensiones que los realizados con tecnología Through Hole (Agujeros Pasantes). De esta manera se reducen costos, minimizan tiempos de ensamblado, se facilita la fabricación en masa y su comercialización.

Al ser un proyecto práctico e investigativo, se presenta como un gran aporte al Departamento de Eléctrica y Electrónica de la Universidad de las Fuerzas Armadas – ESPE, contribuyendo en el control neuronal de plantas no lineal, convertidores DC-DC, inversores, sistemas microcontrolados y diseño basado en tecnología SMT.

## 1.3. Alcance del Proyecto

Se pretende optimizar y construir un balastro electrónico para lámparas HID - MH, a partir del existente en los laboratorios de Eléctrica y Electrónica, con el fin de

reducir el tamaño en aproximadamente un 60 % haciendo uso de tecnología SMT. Se desarrollará también un algoritmo de control basado en redes neuronales artificiales, el que será implementado en un microcontrolador ARM.

## 1.4. Objetivos

### 1.4.1. General

Diseñar e implementar un controlador basado en redes neuronales artificiales para el control de tensión y corriente de una lámpara HID-MH (mercurio de alta intensidad de descarga), mediante el uso de tarjetas de adquisición de datos y controladores embebidos en la Universidad de las Fuerzas Armadas - ESPE.

### 1.4.2. Específicos

- Reducir el tamaño del sistema mediante tecnologías SMT.
- Analizar el comportamiento del balastro electrónico.
- Definir los parámetros mínimos de desempeño a lograr.
- Seleccionar el modelo del controlador a utilizar basado en el comportamiento del sistema y los parámetros mínimos de desempeño.
- Diseñar e implementar el controlador.
- Realizar pruebas de desempeño del sistema controlado.

## Capítulo 2

# MARCO TEÓRICO

### 2.1. Lámparas de Alta Intensidad de Descarga (HID)

Las lámparas de alta intensidad de descarga, conocidas como HID (High Intensity Discharge), son una fuente de luz electroluminiscente, es decir, la iluminación se produce por la acción de un campo eléctrico sobre un gas o material sólido [9].

Las lámparas HID presentan varias ventajas como tamaño reducido, bajo costo, eficiencia energética, larga vida útil, confiabilidad y versatilidad, características que permiten su uso en muchas aplicaciones [6].

Para poder iniciar el encendido de este tipo de lámparas, se necesitan pulsos de alta tensión, los que varían de acuerdo a la lámpara; una vez superada la fase inicial de encendido, el arco aumenta su conductividad debido al incremento iones y electrones libres, producidos por el incremento de la temperatura y corriente eléctrica [5]. Este fenómeno es conocido como impedancia negativa.

Para evitar daños a la lámpara durante los procesos de ignición, calentamiento y estabilización, se utiliza un dispositivo limitador de corriente eléctrica, conocido como balastro, el que puede ser electromagnético o electrónico.

### 2.1.1. Clasificación de lámparas HID

Las lámparas HID se clasifican de acuerdo al tipo de metal contenido en el arco [13], por ende se dividen en:

- Lámparas de vapor de mercurio
- Lámparas de halogenuros metálicos
- Lámparas de vapor de sodio

#### 2.1.1.1. Lámparas de vapor de mercurio a alta presión:

Tienen en el interior del tubo de descarga una pequeña cantidad de mercurio y un gas noble (neón). Se caracterizan por utilizar un electrodo auxiliar, una resistencia en serie y el gas noble, en la fase de ignición, lo que permite su encendido a baja tensión. La luz que emite es de color azul verdoso, para mejorar sus características cromáticas se cubre el interior del tubo de descarga con polvos fluorescentes [9].

#### 2.1.1.2. Lámparas de halogenuros metálicos:

Son lámparas de vapor de mercurio a alta presión a las que se ha incorporado halogenuros metálicos con el propósito de mejorar su rendimiento. Al añadir dichos halogenuros, la tensión de ignición aumenta considerablemente (1500 – 5000V), al igual que la temperatura de funcionamiento, lo que hace difícil el reencendido, teniendo que aplicarse pulsos de 35 000V o esperar de 15 a 20 minutos [9]. Los halogenuros que se utilizan con mayor frecuencia son Talio, Indio, Escandio y Disprosio.

#### 2.1.1.3. Lámparas de vapor de sodio a alta presión:

Tienen en el interior del tubo de descarga una amalgama de sodio-mercurio y un gas noble (xenón) para facilitar la ignición del arco de descarga. Cuando la lámpara alcanza la temperatura de operación, el mercurio permite incrementar la presión del gas, como consecuencia el nivel de tensión de la lámpara aumenta y el valor de la

corriente disminuye, para una potencia dada. El espectro de luz generado se encuentra mayoritariamente en el intervalo de luz visible por lo que no se hace necesario el uso de una cubierta fluorescente [5].

En la Figura 2.1 se observa una comparación de eficiencia luminosa, entre los tres tipos de lámparas HID que existe. Por las características que presenta cada lámpara, se utilizan en distintas áreas, por ejemplo las de vapor de sodio: en alumbrado de carreteras donde importa más la eficiencia lumínica que la reproducción de color, las de vapor de mercurio y halogenuros metálicos en alumbrado de centros deportivos donde es más importante la reproducción de color que la eficiencia lumínica [13].

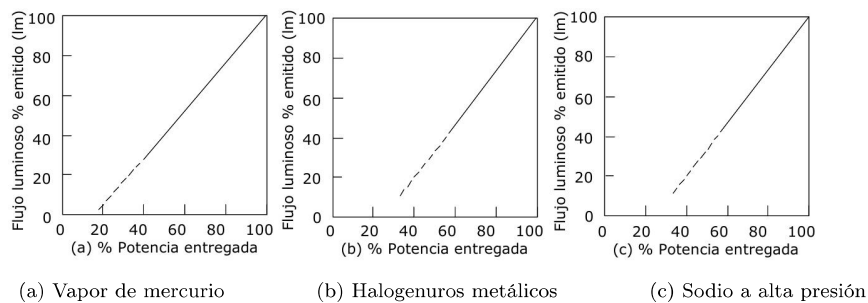


Figura 2.1: Flujo luminoso en función de la potencia para lámparas HID.  
Fuente: [13]

### 2.1.2. Componentes de las lámparas HID

Las lámparas HID están conformadas básicamente por los siguientes elementos:

- Ampolla exterior
- Tubo de descarga
- Electrodo
- Casquillo

Como se muestra en la Figura 2.2, la lámpara se constituye de una doble envoltura, conformada por la ampolla exterior y el tubo de descarga.



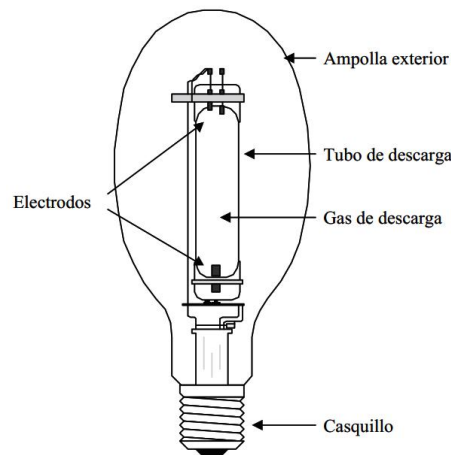


Figura 2.2: Componentes físicos de las lámparas HID.

Fuente: [6]

La ampolla exterior cumple las funciones de proteger al tubo de descarga de corrientes de aire y cambios en la temperatura exterior, prevenir la oxidación de las partes internas, y actuar como filtro para radiaciones en longitudes de onda no deseadas.

El tubo de descarga contiene gases inertes y diferentes metales. Los gases inertes actúan como elementos auxiliares en la fase inicial de encendido.

Los electrodos y el casquillo son los elementos en los que se tendrá una tensión adecuada, para el correcto funcionamiento de la lámpara [13].

### 2.1.3. Principios de funcionamiento

Las lámparas HID basan su funcionamiento en el fenómeno electroluminiscente [9]. Al iniciar el encendido de las lámparas HID se utiliza un gas inerte como neón o xenón, ya que son fáciles de ionizar a baja presión y temperatura. Como consecuencia de la ionización del gas, se incrementa la temperatura en el tubo de descarga, lo que da paso a la evaporación progresiva del mercurio, sodio y/o halógenos metálicos. Después de varios minutos se realizará la evaporación total de los elementos y se alcanzará la estabilidad, en este punto la lámpara entregará los valores nominales de iluminación. Si después de apagada la lámpara se desea volver a encenderla, se

deberá esperar varios minutos hasta que los elementos que la constituyen regresen a sus estados originales, caso contrario se requerirá de pulsos de tensión más elevados en la fase de ruptura [9].

El encendido de una lámpara HID debe pasar por varias fase hasta alcanzar la estabilidad, a estas fases se las conoce comúnmente como: Ignición, Calentamiento y Estabilización. Cada fase se divide en etapas que determinan su comportamiento, de la siguiente manera:

- Fase de Ignición:
  - Etapa de ruptura
  - Etapa de transición de luminiscencia a arco
  
- Fase de Calentamiento:
  - Etapa de transición al arco termoiónico
  
- Fase de Estabilización:
  - Etapa de arco termoiónico

#### 2.1.3.1. Fase de Ignición:

Esta fase se caracteriza por requerir un tensión elevada, dependiendo de la lámpara HID y presentar una impedancia prácticamente infinita.

**Etapa de ruptura:** Esta es la etapa inicial en la que se deben colocar tensiones elevadas a los electrodos para comenzar la descarga; al empezar la descarga, los electrones producen colisiones elásticas e inelásticas con los átomos del gas, presente en el tubo de descarga. Las colisiones elásticas son aquellas en las que los átomos que chocan desprenden un electrón y producen energía cinética, calentando su alrededor; pero por atracción del núcleo, lo electrones regresan a su órbita. Las colisiones

inelásticas son aquellas en las que los electrones se desprenden totalmente de su núcleo, generando un ion positivo y radiación electromagnética; esta etapa permite la circulación de la corriente eléctrica de descarga [8].

**Etapa de transición de luminiscencia a arco:** La ionización proporcionada en la etapa de ruptura, da paso a esta nueva etapa, que se caracteriza por una tensión elevada en los electrodos y la circulación de una pequeña corriente eléctrica, lo que ocasiona una aceleración en la ionización. La impedancia de la lámpara es alta y se puede ver una reducida emisión de luz [8].

#### 2.1.3.2. Fase de Calentamiento:

Esta fase se caracteriza por exigir una corriente elevada y presentar un impedancia baja. La transición entre la impedancia de la fase de Ignición y la de Calentamiento se conoce como impedancia negativa.

**Etapa de transición al arco termoiónico:** En esta etapa, la aceleración de la ionización y el aumento de colisiones entre electrones y átomos, provoca el incremento excesivo de la temperatura y reducción considerable de la impedancia, a lo que se conoce como fenómeno termoiónico. Esta etapa exige una tensión reducida y elevada corriente [8].

#### 2.1.3.3. Fase de Estabilización:

Esta fase se caracteriza por presentar un impedancia estable y requerir una potencia fija.

**Etapa de arco termoiónico:** Después de un tiempo, iniciada la etapa de arco termoiónico, por acción del incremento de presión y temperatura, se llega a establecer plenamente el arco termoiónico, estabilizando la impedancia, exigiendo el valor nominal de potencia y entregando el valor nominal de iluminación [8]. Estos parámetros

irán variando por efecto del envejecimiento de la lámpara, como se puede ver en la Figura 2.3.

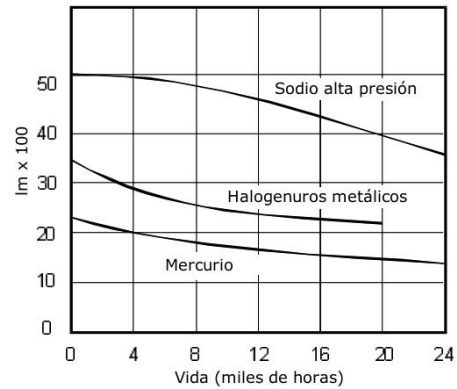


Figura 2.3: Envejecimiento de las lámparas HID.  
Fuente: [13]

Las fases del encendido se describen en la Figura 2.4.

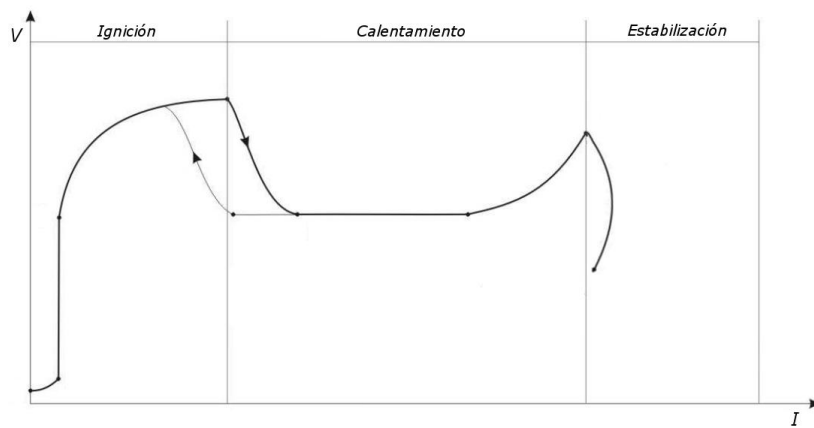


Figura 2.4: Etapas de encendido de las lámparas HID.

## 2.2. Balastro

Las lámparas HID varían su impedancia durante el proceso de encendido, por esta razón no pueden ser conectadas directamente a la red de alimentación y necesitan un dispositivo auxiliar para limitar la corriente eléctrica, a este dispositivo se lo conoce como balastro [14].

El balastro cumple básicamente las funciones de:

- Proporcionar la tensión y corriente de ignición
- Limitar la corriente eléctrica en las etapas del encendido
- Estabilizar la corriente frente a variaciones en la alimentación

En la actualidad existen dos tipos de balastos: electromagnético y electrónico[7].

### 2.2.1. Balastro electromagnético

El balastro electromagnético utiliza una bobina para limitar y estabilizar la corriente eléctrica, un arrancador para proporcionar la tensión de ignición y un condensador para mejorar el factor de potencia [7], la forma de conexión se muestra en la Figura 2.5.

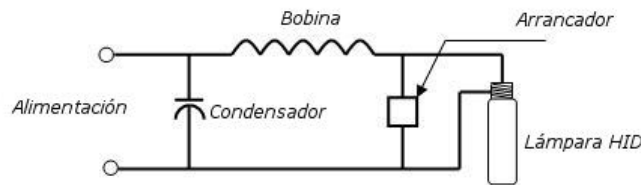


Figura 2.5: Balastro magnético.

Este balastro trabaja conectado directamente a la red eléctrica, por ende funciona a una frecuencia de 50 o 60Hz, por lo que puede producir un zumbido audible y en ocasiones dar paso al efecto estroboscópico [14].

### 2.2.2. Balastro electrónico

El uso de balastos electrónicos ha mejorado notablemente la eficiencia de los sistemas de iluminación, sobre todo en el ahorro energético. Los factores más importantes son: proporcionar mayor rendimiento de la lámpara, disminuir pérdidas en el

balastro y la integración del sistema auxiliar en un solo dispositivo. El uso de electrónica de potencia ocasiona un aumento en la distorsión armónica y un menor factor de potencia, que debe ser mejorado.

La mejora en el rendimiento de la lámpara se logra trabajando a frecuencias altas (mayor a  $20kHz$ ), ya que a mayor frecuencia se incrementa el flujo luminoso [7]; es así que al utilizar una frecuencia de  $25kHz$  se consigue un aumento del 10% de flujo luminoso, con respecto a los  $60Hz$  (balastos electromagnéticos) [7], como se muestra en la Figura 2.6. Otra ventaja es que trabajando a estas frecuencias, se puede disminuir el tamaño de los elementos y sus pérdidas, aumentando así la eficiencia del sistema.

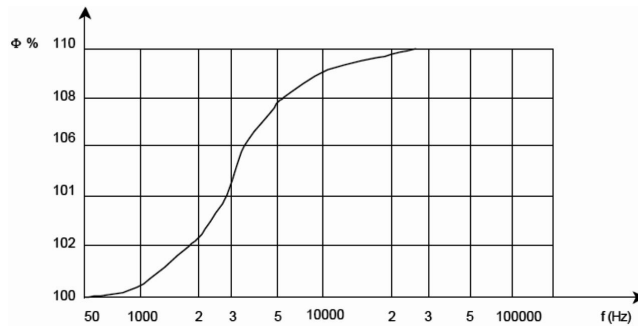


Figura 2.6: Flujo luminoso en función de la frecuencia.

Fuente: [7]

El aumento de la distorsión armónica y reducción del factor de potencia se dan por la deformación que sufre la corriente con respecto a la tensión.

En la Figura 2.7 se muestran el diagrama de bloques de un balastro electrónico, el que cuenta con un filtro EMI a la entrada, para limitar las interferencias electromagnéticas y la distorsión armónica; después se rectifica la señal para obtener una tensión continua con un porcentaje de rizado. Debido a la variación de la impedancia de la lámpara, se hace necesario el uso de un convertidor DC-DC para adecuar la tensión y corriente. El inversor se encarga de elevar la frecuencia a valores adecuados, para un óptimo funcionamiento de la lámpara. Adicionalmente se tiene una etapa de control que gestiona el convertidor y/o inversor, dicho control puede ser analógico, digital o híbrido.

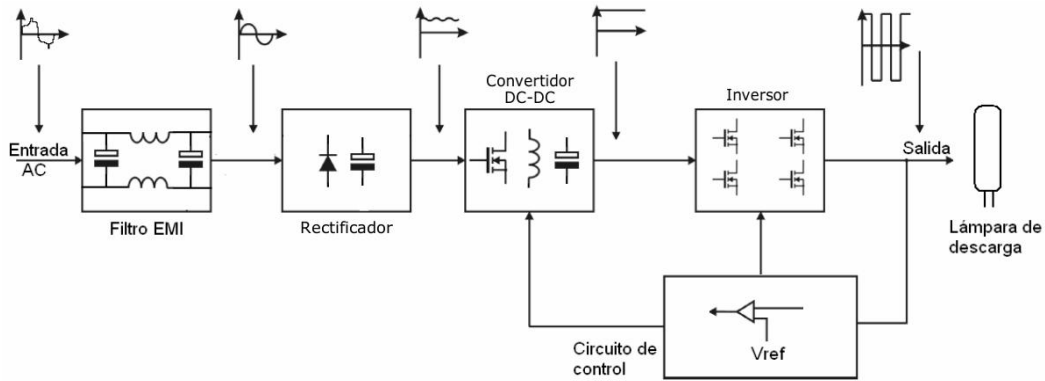


Figura 2.7: Balastro electrónico.

### 2.2.2.1. Rectificador de onda completa con puente de diodos

El rectificador se encarga de transformar la corriente alterna en continua, con un porcentaje de rizado, que depende de la frecuencia, el condensador y la carga.

La Figura 2.8 muestra un rectificador de onda completa con puente de diodos, el más utilizado para trabajo con convertidores DC-DC.

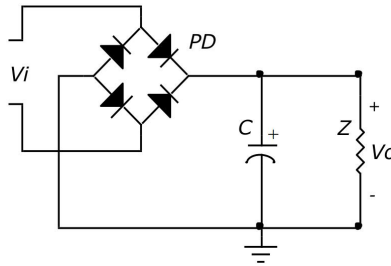


Figura 2.8: Rectificador de onda completa con puente de diodos.

Las fórmulas que definen este rectificador son:

$$V_{dc} = V_p - V_{r_{pp}} \quad (2.2.1)$$

$$V_{r_{pp}} = 2\sqrt{3} \cdot V_{r_{rms}} \quad (2.2.2)$$

$$V_{r_{rms}} = f_r \cdot V_{dc} \quad (2.2.3)$$

$$V_{r_{rms}} = \frac{I_{dc}}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot F \cdot C} \quad (2.2.4)$$

Donde:

$V_{dc}$	Tensión en DC.
$V_p$	Tensión pico de entrada.
$V_{r_{pp}}$	Tensión pico pico del rizado.
$V_{r_{rms}}$	Tensión eficaz del rizado.
$I_{dc}$	Corriente en DC.
$F$	Frecuencia.
$C$	Capacitancia.

### 2.2.2.2. Convertidor Buck-Boost no inversor

El convertidor Buck-Boost (Reductor-Elevador) es una fuente conmutada DC-DC no aislada, que proporciona una tensión mayor o menor a la de la entrada, con la misma o diferente polaridad, dependiendo de su topología. Este convertidor tiene una conexión en cascada de un convertidor Buck con otro Boost [11], en la Figura 2.9 se observa su estructura en topología no inversora. La resistencia  $R_s$  se utiliza para sensar  $I_L$  y debe tener un valor óhmico bajo.

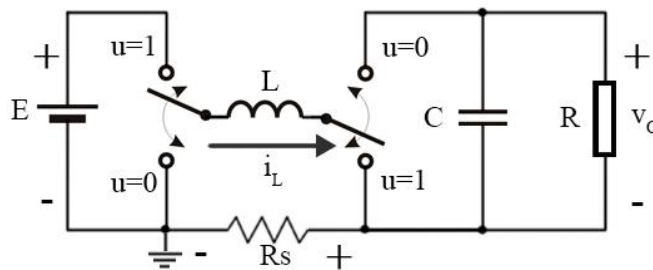


Figura 2.9: Estructura del convertidor Buck-Boost no inversor.

El convertidor Buck-Boost tiene dos modos de funcionamiento, dependiendo de la continuidad de la corriente en la bobina, como se ve en la Figura 2.10. Si la corriente es siempre mayor a cero, se habla de modo de conducción continua (MCC), por el



contrario, si en algún instante la corriente en la bobina se anula, se estará trabajando en modo de conducción discontinua (MCD).

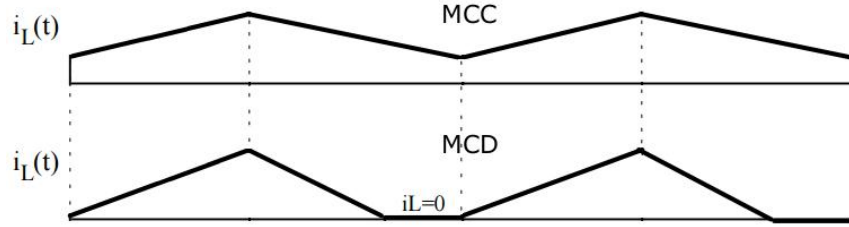


Figura 2.10: Modos de conducción.

La representación paramétrica en el espacio de estados del convertidor Buck-Boost, está dada por las variables de estado  $i_L$  y  $v_C$  conjuntamente con la acción de control  $u$ . La acción de control  $u$  define diferentes estructuras del convertidor para  $u = 1$  y  $u = 0$ , lo que hace de este un sistema de estructura variable [4], que se sintetiza en (2.2.5).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (2.2.5)$$

**Control en modo deslizante para convertidores Buck-Boost:** El control en modo deslizante nace en los años 50 en la Antigua Unión Soviética creado por Emel'yanov, como alternativa para el control de sistemas de estructura variable [4]. Desde su creación el control en modo deslizante se ha aplicado en distintas áreas como la electrónica de potencia, problemas de diseño aeroespacial, entre otros. Este control ofrece robustez al sistema respecto a variaciones de sus parámetros y perturbaciones externas [4].

El control en modo deslizante basa su funcionamiento en definir una superficie de deslizamiento, que determina el valor alrededor del que una variable de estado debe encontrarse, como se observa en la Figura 2.11 y tiene que ser validada a través de la Función de Lyapunov.

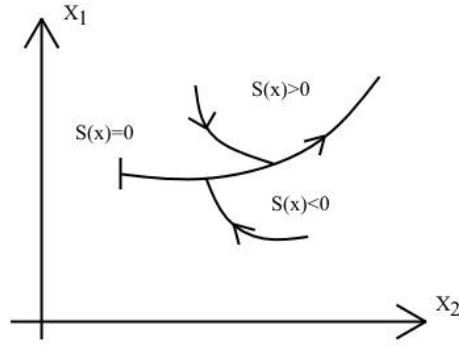


Figura 2.11: Superficie de deslizamiento.

Las nociones esenciales del procedimiento de análisis y diseño de un control en modo deslizante se describe en los siguientes pasos [4]:

- Elección de la superficie de deslizamiento  $\sigma(X, t)$ , donde  $X$  es el vector de estados, que garantiza la combinación deseada entre las variables de estado, cuando el sistema alcanza el régimen deslizante. La superficie de deslizamiento puede ser variable o invariable en el tiempo y está definida por una combinación lineal o no lineal de las variables de estado [4].
- Existencia del régimen deslizante sobre la superficie de deslizamiento  $\sigma(X, t)$ , por parte del sistema  $\dot{X} = f(X, t) + g(X, t) \cdot u$ . Esta condición puede obtenerse a partir del control equivalente. El control equivalente se define como el valor que debería adquirir la señal de control para que el sistema se mantenga sobre la superficie de deslizamiento, una vez la ha alcanzado. El control equivalente se calcula según (2.2.6) [4]:

$$u_{eq} = -\frac{\frac{\partial \sigma}{\partial X} \cdot f(X, t) + \frac{\partial \sigma}{\partial t}}{\frac{\partial \sigma}{\partial X} \cdot g(X, t)} \quad (2.2.6)$$

- Cumplir la condición de transversalidad  $\frac{\partial \sigma}{\partial X} \cdot g(X, t) \neq 0$ , que garantiza que  $g(X, t)$  no es tangente a la superficie de deslizamiento  $\sigma(X, t) = 0$  [4].
- El dominio de existencia se obtiene imponiendo [4]:

$$\begin{cases} \sigma(X, t) = 0 \\ u^- < u_{eq} < u^+ \end{cases} \quad (2.2.7)$$

Donde:

$u^-$  Valor mínimo que puede adquirir la señal de control

$u^+$  Valor máximo que puede adquirir la señal de control

- La dinámica deslizante ideal (DDI) es aquella que se tiene cuando el sistema se encuentra en régimen deslizante. La DDI se define por las condiciones de invarianza:

$$\begin{cases} \sigma(X, t) = 0 \\ \dot{X} = f(X, t) + g(X, t) \cdot u_{eq} \end{cases} \quad (2.2.8)$$

- Análisis de estabilidad en régimen deslizante. En el caso de regulación, cuando la dinámica deslizante es no lineal, debe efectuarse una linealización alrededor del punto de equilibrio del sistema y comprobar la estabilidad asintótica local del sistema.
- La ley de control se logra imponiendo la función  $\sigma^2$  como función de Lyapunov, esto es,  $\sigma \cdot \dot{\sigma} < 0$ . Como resultado de este procedimiento se obtienen los valores  $u^-$  y  $u^+$  que debe adquirir la señal de control para garantizar el régimen deslizante, cuando se verifiquen las condiciones de invarianza y de existencia del régimen deslizante.

En el trabajo “Control en modo deslizante aplicado a la generación de señal en convertidores conmutados DC/DC” [4], se encuentra la elección y validación de varias superficies de deslizamiento para convertidores DC-DC. La superficie basada en  $i_L$  es la recomendada y está definida por las ecuaciones:

- Ecuación de la forma  $\dot{X} = f(X, t) + g(X, t) \cdot u$  para el convertidor Buck-Boost partiendo de (2.2.5):

$$X = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} \quad (2.2.9)$$

$$\dot{X} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} \quad (2.2.10)$$

$$f(X, t) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} \quad (2.2.11)$$

$$g(X, t) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.2.12)$$

- Superficie de deslizamiento:

$$\sigma = i_L - I_{ref} \quad (2.2.13)$$

Donde:

$\sigma$  Superficie de deslizamiento, para alcanzar el régimen deslizante este valor debe tender a 0

$i_L$  Corriente en la bobina, variable de estado sobre la que se realiza el control

$I_{ref}$  Punto de operación, alrededor del cual se mantendrá a  $i_L$

- Para calcular el control equivalente, se reemplaza (2.2.10, 2.2.11 y 2.2.12) en (2.2.6):

$$\begin{aligned}
u_{eq} &= - \frac{\frac{\partial \sigma}{\partial X} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \frac{\partial \sigma}{\partial t}}{\frac{\partial \sigma}{\partial X} \cdot \left( \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \right)} \\
u_{eq} &= - \frac{\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\frac{v_C}{L} \\ \frac{i_L}{C} - \frac{v_C}{R \cdot C} \end{bmatrix} + 0}{\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{E}{L} + \frac{v_C}{L} \\ -\frac{i_L}{C} \end{bmatrix}} \\
u_{eq} &= \frac{v_C}{E + v_C} \tag{2.2.14}
\end{aligned}$$

Donde:

$u_{eq}$  Control equivalente, obtenido según (2.2.6)

$v_C$  tensión en el capacitor, variable de estado que representa el tensión de salida del convertidor

$E$  tensión de entrada del convertidor

- Análisis de estabilidad mediante el teorema de Lyapunov  $\sigma \cdot \dot{\sigma} < 0$  :

Se considera que:

$$\sigma = i_L - I_{ref}$$

$$\dot{\sigma} = \dot{i}_L$$

$$E > 0$$

$$v_C > 0$$

Si  $i_L < I_{ref}$ , la estructura del convertidor queda definido por  $u = 1$  y se obtiene:

$$\begin{aligned} E &= L \cdot \dot{i}_L \\ \dot{i}_L &= \frac{E}{L} > 0 \\ \dot{i}_L &> 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_L &< I_{ref} \\ i_L - I_{ref} &< 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (\dot{i}_L)(i_L - I_{ref}) &< 0 \\ (+)(-) &< 0 \end{aligned}$$

Si  $i_L > I_{ref}$ , la estructura del convertidor queda definido por  $u = 0$  y se obtiene:

$$\begin{aligned} -v_C &= L \cdot \dot{i}_L \\ \dot{i}_L &= -\frac{E}{L} < 0 \\ \dot{i}_L &< 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_L &> I_{ref} \\ i_L - I_{ref} &> 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (\dot{i}_L) (i_L - I_{ref}) &< 0 \\ (-) (+) &< 0 \end{aligned}$$

Al cumplir  $\sigma \cdot \dot{\sigma} < 0$  en cualquier instante, significa que el sistema siempre tenderá a la superficie de deslizamiento.

- Régimen deslizando:

El régimen deslizando se alcanza cuando  $\sigma = 0$ , lo que da como resultado (2.2.15), por ende la variable de estado  $i_L$  se vuelve constante y el sistema (2.2.5) se reduce a (2.2.16).

$$0 = i_L - I_{ref} \quad (2.2.15)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} \left[ I_{ref} - I_{ref} \left( \frac{v_C}{E + v_C} \right) - \frac{v_C}{R} \right] \quad (2.2.16)$$

Tras alcanzar el régimen deslizando, por tratarse de un sistema no lineal, conviene linealizar el sistema al rededor de un punto de operación, este punto se determina cuando  $i_L$  y  $v_C$  alcanzan valores prácticamente estables.

- Punto de equilibrio del sistema  $i_L = I_{ref}$  y  $v_C = V_C$ :

La ecuación (2.2.16) se obtiene reemplazando  $v_C$  por  $V_C$  en (2.2.16).

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{1}{C} \left[ I_{ref} - I_{ref} \left( \frac{V_C}{E + V_C} \right) - \frac{V_C}{R} \right] \\ 0 &= V_C^2 + E \cdot V_C - E \cdot I_{ref} \cdot R \end{aligned} \quad (2.2.17)$$

### 2.2.2.3. Inversor DC-AC con puente monofásico

Los inversores DC-AC estáticos son circuitos que generan tensión alterna a partir de una fuente de tensión continua. La aparición de transistores de potencia y tiristores hizo posible el desarrollo masivo de estos dispositivos.

Para conseguir corriente alterna partiendo de corriente continua, se necesita un conjunto de interruptores que puedan ser conectados y desconectados a una determinada carga, de manera que la salida sea negativa y positiva alternadamente [3].

En el caso de inversor DC-AC con puente monofásico cuenta con cuatro interruptores que se activan de dos en dos, como se ve en la Figura 2.12.

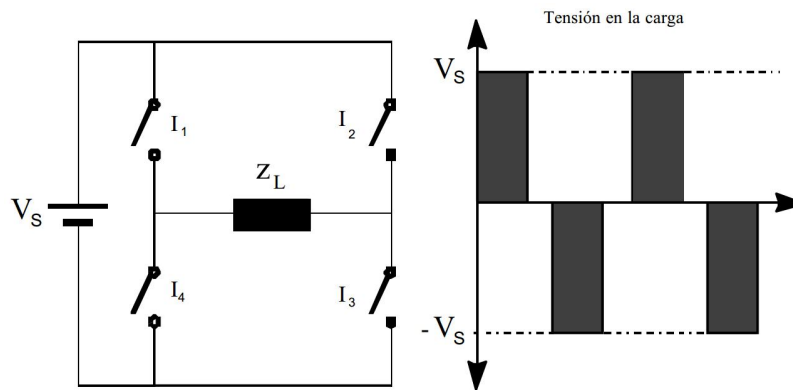


Figura 2.12: Configuración puente monofásico.  
Fuente: [3]

Este inversor cuenta con dos ramas semiconductoras conectadas como determina la Figura 2.13. A los elementos de conmutación conviene conectar diodos en antiparalelo para conducir las corrientes reactivas.

En el instante  $t_1$  se conmutan  $T_1$  y  $T_4$  mientras  $T_2$  y  $T_3$  están bloqueados, de esta manera se conecta el extremo  $X$  de la carga al polo positivo; en  $t_3$  se conmutan  $T_2$  y  $T_3$  mientras  $T_1$  y  $T_4$  están bloqueados, de esta manera se conecta el extremo  $Y$  de la carga al polo positivo, haciendo esto constantemente se obtiene la tensión alterna. En los periodos  $t_2$  y  $t_4$  se realizan las descargas reactivas pertinentes [3], en la Figura 2.14 se observa gráficamente este proceso.



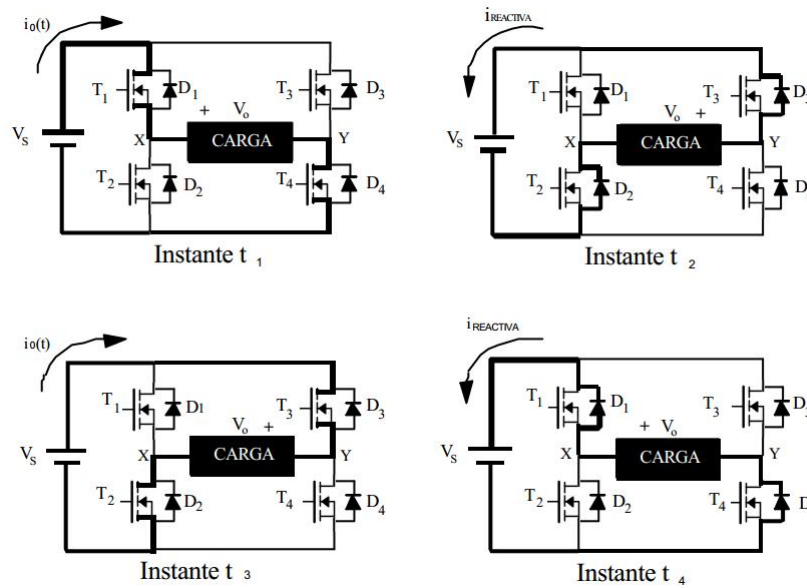


Figura 2.13: Puente monofásico con elementos semiconductores.  
Fuente: [3]

#### 2.2.2.4. Elementos electrónicos de potencia

Los elementos de potencia que conforman un balastro son varios, entre los más importantes se tiene:

**MOSFET de potencia:** El MOSFET es un dispositivo semiconductor que permite la circulación de corriente en un solo sentido. Su nombre hace mención a su estructura interna, Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor. Este elemento cuenta con tres terminales denominadas drain, source y gate como se ve en la Figura 2.15. Los MOSFET se clasifican en MOSFET de canal N con circulación de corriente de drain a source y MOSFET de canal P con circulación de corriente de source a drain, los MOSFET más utilizados son los de canal N.

El MOSFET tiene 4 regiones en las que puede funcionar, estas regiones se conocen como: zona de corte, zona resistiva o lineal, zona activa o de saturación y zona de ruptura; estas zonas se ilustran en la Figura 2.16.

*Zona de corte:* región en la que  $U_{GS} < U_{GS(th)}$ . En esta región el MOSFET equivale a un circuito abierto, impidiendo la circulación de corriente del drain.

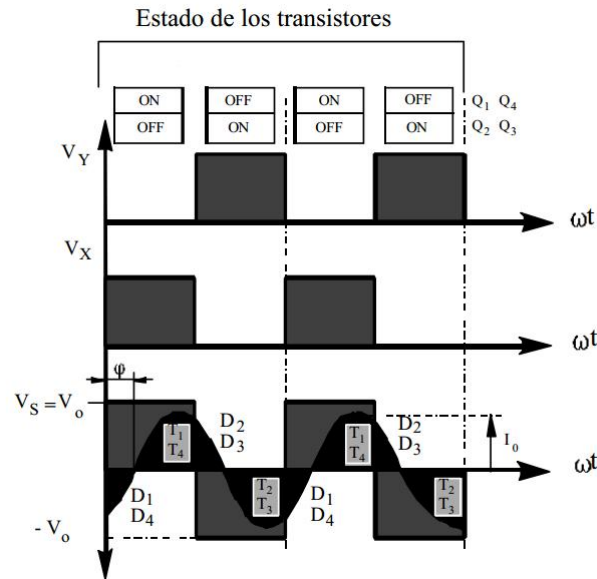


Figura 2.14: Formas de onda en la carga del puente.  
Fuente: [3]

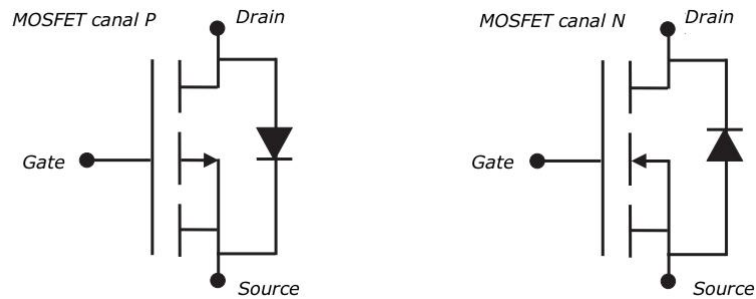


Figura 2.15: MOSFET de canal P y canal N.

*Zona resistiva o lineal:* región en la que  $U_{GS} > U_{GS(th)}$  y  $U_{DS} < (U_{GS} - U_{GS(th)})$ .

En esta región el MOSFET se comporta como una resistencia variable, que depende de  $U_{GS}$ .

*Zona activa o de saturación:* región en la que  $U_{GS} > U_{GS(th)}$  y  $U_{DS} > (U_{GS} - U_{GS(th)})$ .

En esta región el MOSFET equivale a un circuito cerrado, permitiendo la circulación de corriente del drain.

*Zona de ruptura:* región en la que  $U_{DS} > BV_{DSS}$ . En esta región el MOSFET pierde sus propiedades semiconductoras y puede provocar daños en el dispositivo.

Las características que deben tomarse en cuenta al dimensionar estos dispositivos

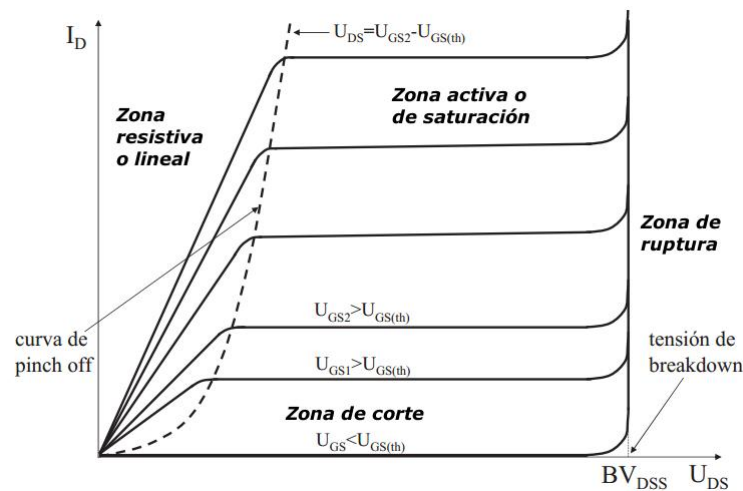


Figura 2.16: Zonas de funcionamiento del MOSFET.

son:

- Máxima tensión drain-source
- Máxima corriente del drain
- Resistencia en conducción
- Tensión umbral y máxima del gate
- Velocidad de conmutación

**Drivers para MOSFET:** En la actualidad el uso de MOSFETs e IGBTs se ha incrementado en la electrónica de potencia, sometiéndoles cada vez a situaciones más extremas, por ejemplo hacerlos trabajar a frecuencias en el orden de los 500KHz o que el source del dispositivo no este aterrizado a tierra, haciendo su activación más compleja. Por estas razones es importante realizar un adecuado encendido y apagado de transistor, para garantizar su vida útil y valores nominales.

En la actualidad hay muchos drivers para el disparo de MOSFETs e IGBTs, entre los que se puede mencionar IR2110, IR2184, FAN7382, entre otros.

La conexión básica de un driver de disparo es la que se muestra en la Figura 2.17.

En el caso de tener que activar un transistor no aterrizado, se debe hacer uso de un circuito auxiliar conocido como bootstrap, este es el caso de los convertidores DC-DC o de los inversores. El bootstrap consta de un diodo  $D_b$  y un condensador  $C_b$ .

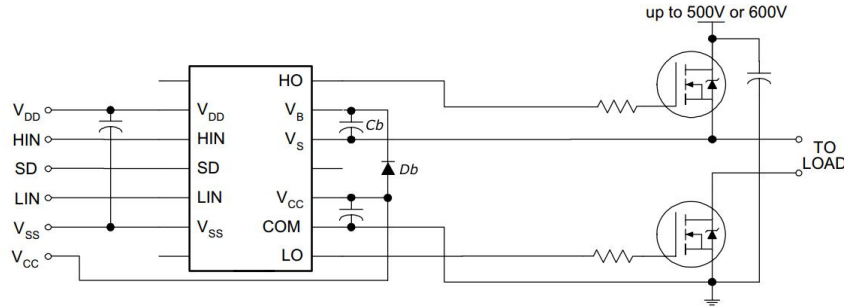


Figura 2.17: Driver de disparo par MOSFETs e IGBTs.

Fuente: [1]

El capacitor bootstrap se carga cada vez que lado bajo conduce y descarga cuando el lado alto se activa. El tensión de alimentación para este circuito es  $V_{BS}$ . El primer parámetro que se debe tomar en cuenta es la máxima caída de tensión ( $\Delta V_{BOOT}$ ) que garantice una adecuada activación del MOSFET [2].

$$\Delta V_{BOOT} = V_{DD} - V_F - V_{GSmin} \quad (2.2.18)$$

Donde:

$V_{DD}$  Fuente de tensión para activación del gate

$V_F$  Caída de tensión en el diodo bootstrap

$V_{GSmin}$  Tensión mínima de activación del transistor

Por ende el condensador bootstrap se calcula según 2.2.19:

$$C_b = \frac{Q_T}{\Delta V_{BOOT}} \quad (2.2.19)$$

$Q_T$  es la carga total que soporta el capacitor y se calcula según 2.2.20:

$$Q_T = Q_G + (I_{LKCAP} + I_{LKGS} + I_{QBS} + I_{LK} + I_{LKD}) \cdot t_{ON} + Q_{LS} \quad (2.2.20)$$

Estos valores se encuentran en las hojas técnicas de los MOSFET.

El diodo  $D_b$  debe ser un diodo rápido y que soporte una corriente de hasta 1A por seguridad.

Adicionalmente se recomienda colocar elementos de protección [2], como se muestra en la Figura 2.18.

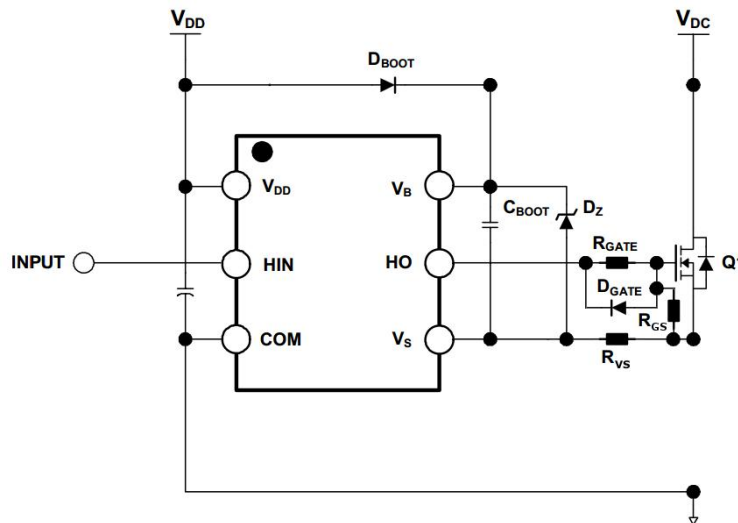


Figura 2.18: Conexión de driver para MOSFET.

Fuente: [2]

Los elementos de protección son:

- $D_Z$  Diodo zener que evita sobrevoltajes, puede ser de 15V
- $D_{GATE}$  Ayuda a aumentar la velocidad de desactivación del MOSFET
- $R_{VS}$  Reduce tensión negativos entre gate y source, esta resistencia no se coloca en la parte baja del driver y debe ser de valores bajos
- $R_{GS}$  Evita que el gate quede flotante y realice falsas activaciones

**Diodos de potencia:** Los diodos de potencia se clasifican en diodos de uso general, alta velocidad y Schottky[10].

*Diodos de uso general:* soportan tensiones hasta 6000V, corrientes hasta los 4500A y un tiempo de recuperación inversa mínimo de 25 $\mu$ s.

*Diodos alta velocidad:* soportan tensiones hasta 6000V, corrientes hasta los 1100A y un tiempo de recuperación inversa mínimo de 0.1 a 5 $\mu$ s.

*Diodos schottky:* soportan tensiones hasta 100V, corrientes hasta los 300A y un tiempo de recuperación inversa mínimo de 10ns.

Las características que se toman en cuenta para dimensionar los diodos de potencia son:

- Tensión inversa de pico repetitivo
- Tensión de ruptura
- Tensión inversa continua
- Corriente media nominal
- Corriente de pico repetitivo
- Corriente directa

**Snubbers:** Los semiconductores presentan límites estrictos en cuanto a tensión, corriente y potencia, que de ser superados pueden destruir el dispositivo. Los circuitos de ayuda a la conmutación conocidos como *snubber*, se conforma de elementos pasivos y/o activos que se incorporan al circuito de potencia, para disminuir el estrés eléctrico durante las conmutaciones y asegurar un régimen de trabajo seguro. Esto lo consiguen absorbiendo la energía procedente de los elementos reactivos [16].

Los snubber se encargan de limitar el pico máximo de tensión y corriente y limitar las  $\frac{di}{dt}$  y  $\frac{dv}{dt}$ .

Los snubber se clasifican en: disipativos, aquellos que disipan la energía absorbida sobre una resistencia y los no disipativos, que devuelven la energía absorbida al

sistema.

El snubber más utilizado por su sencillez es la red RC en paralelo al dispositivo de conmutación, como se muestra en la Figura .

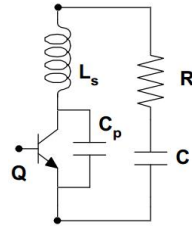


Figura 2.19: Snubber RC.  
Fuente: [16]

Los valores de R y C se calculan según las siguientes ecuaciones:

$$R = \sqrt{\frac{L_s}{C_p}} \quad (2.2.21)$$

$$C = k \cdot C_p \quad (2.2.22)$$

Donde:

$k$  Constante que puede tomar valores desde 2 a 4

$R$  Resistencia Snubber

$C$  Capacitor Snubber

$L_s$  Inductancia del transistor

$C_p$  Capacitancia del transistor

$L_s$  y  $C_p$  son valores que se encuentra en las hojas técnicas de los transistores.

**Resistencia de sensado:** La resistencia de sensado se coloca en serie al elemento que se desee medir la corriente, como se ilustra ne la Figura 2.20, posteriormente se utiliza una etapa de amplificación para elevar la tensión presente en la resistencia de sensado, a valores que pueda leer un microcontrolador por ejemplo.

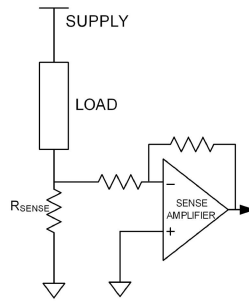


Figura 2.20: Resistencia de sensado de corriente.

El tensión elevado tendrá una relación directa con la corriente presente en el dispositivo.

Hay que tomar en cuenta que las resistencias de sensado no puede ser una resistencia normal, ya que estas últimas varían su valor con el cambio de la temperatura, mientras que las de sensado no. También deberá tener un valor óhmico bajo, en el orden de los  $m\Omega$ , para no alterar el funcionamiento normal del sistema.

## 2.3. Redes Neuronales Artificiales

Los sistemas actuales a controlar se han vuelto muy complejos, la mayoría de ellos presentan algún grado de no linealidad, pueden ser variantes o invariantes en el tiempo, presentar incertidumbre a la entrada, por imprecisiones en las medidas e incertidumbre en la estructura, a causa de las dinámicas no modeladas como fricción no lineal, acoplamiento de engranes, etc.. Este tipo de fenómenos no pueden ser tratados por estrategias de control clásicas [15].

Un método actual que se utiliza para controlar sistemas no lineales, es el control inteligente, que incorpora técnicas basadas en redes neuronales artificiales, sistemas difusos, entre otros. Las redes neuronales artificiales son un tipo especial de estructura matemática que se aproxima al modelo biológico de una neurona orgánica. Una red neuronal tiene la propiedad de ajustar automáticamente sus parámetros mediante una regla llamada algoritmo de aprendizaje, generalmente basada en retropropagación del error, así la red puede aproximar una función no lineal con gran exactitud [15].



### 2.3.1. Modelo de una Red Neuronal Artificial

La Red Neuronal Artificial (RNA) es un elemento capaz de procesar gran cantidad de información de forma paralela y distribuida, inspiradas en las Redes Neuronales Biológicas, Figura 2.21, las cuales pueden almacenar conocimiento experimental y tenerlo disponible para su uso [12]. Las similitudes entre ambas redes son:

- El conocimiento es adquirido a través del proceso de aprendizaje.
- La conectividad entre neuronas es llamada pesos sinápticos y son utilizados para almacenar el conocimiento.

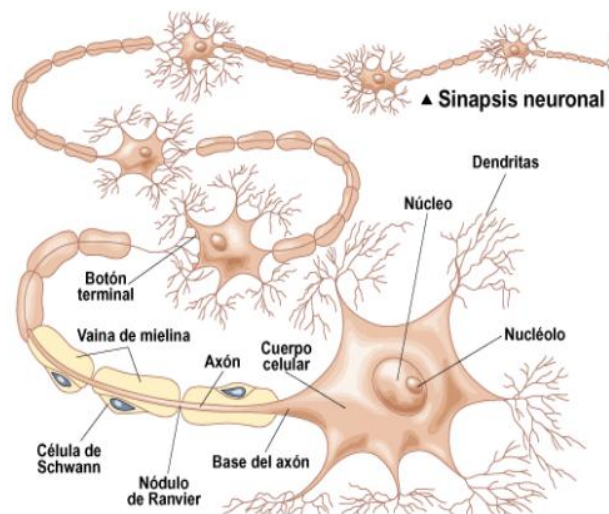


Figura 2.21: Red Neuronal Biológica.  
Fuente: [15]

El proceso de aprendizaje se conoce como *algoritmo de aprendizaje*, su función es modificar los pesos sinápticos para alcanzar una meta preestablecida. El algoritmo de aprendizaje determina el método tradicional para el diseño e implementación de las redes neuronales [12].

La neurona es la unidad fundamental para la operación de la red neuronal. La Figura 2.22 muestra el esquema de una neurona artificial.

Los elementos básicos de una neurona artificial son:

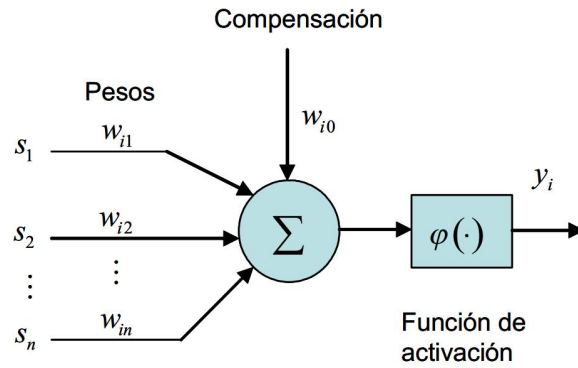


Figura 2.22: Modelo no lineal de una Neurona Artificial.  
Fuente: [15]

- Un conjunto de uniones de sinapsis, con cada elemento caracterizado por su propio peso.
- Un sumador que suma las señales de entrada.
- Una función de activación no lineal que transforma la salida del sumador en la entrada de la siguiente neurona.

Un umbral externo es también aplicado para reducir la entrada a la función de activación. En términos matemáticos [12], la *i*-ésima neurona puede ser descrita como:

$$u_i = \sum_{j=1}^n w_{ij}x_j \quad (2.3.1)$$

$$y_i = \sigma(u_i - \rho_i) \quad (2.3.2)$$

$x_j$   $j$ -ésimo componente de la entrada

$w_{ij}$  peso de la conexión entre la  $j$ -ésima componente de la entrada y la  $i$ -ésima neurona

$u_i$  salida del sumador

$\rho_i$  umbral

$\sigma()$  función de activación

$y_i$  salida de la  $i$ -ésima neurona

### 2.3.2. Estructura de las Redes Neuronales Artificiales

La forma en que las neuronas de una red están interconectadas determinan su estructura [12]. Las estructuras más usadas para identificación y control son:

- Redes de alimentación hacia adelante multicapa
- Redes de funciones radiales básicas
- Redes dinámicas

**Redes de alimentación hacia adelante multicapa:** Estas redes están formadas por neuronas organizadas en capas. Cada nivel de la red tiene como entradas a todas o a un conjunto de las salidas de la capa anterior. Un ejemplo se puede observar en la Figura 2.23, donde la primera capa es la entrada a la red, y se encarga de distribuir las entradas. La segunda capa está localizada entre la primera y última capa, se denomina capa oculta. La última capa genera las salidas de la red neuronal. El flujo de la información se transmite en un solo sentido, de manera que una red neuronal multicapa es un mapeo no lineal del espacio de entradas  $s$ , al espacio de salidas  $y$ , es decir  $s \rightarrow y$ [15].

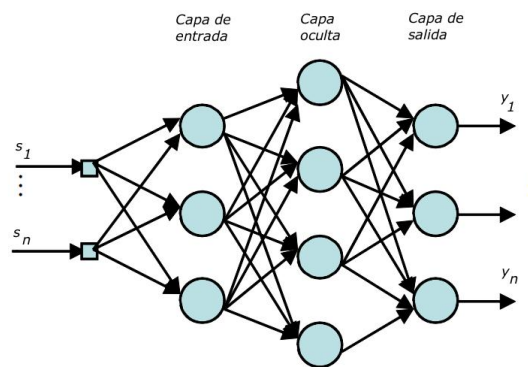


Figura 2.23: Red de alimentación hacia adelante multicapa.

Fuente: [15]

**Redes de funciones radiales básicas:** Un inconveniente de las redes de percepción multicapa es que su entrenamiento es lento, la minimización del error cuadrático de la salida requiere de comparar en varias ocasiones el conjunto de datos de entrenamiento con la respuesta de la red neuronal. Las redes con funciones radiales son una alternativa a este problema, ya que las capas ocultas se conforman de un conjunto de funciones que constituyen una base para el problema de clasificación. Estas funciones permiten el entrenamiento mediante el algoritmo de *retro-propagación*, las nuevas redes con funciones de base radial constituyen sus modelos con funciones de activación diferentes tanto en las capas ocultas como en la capa de salida[15], su estructura se muestra en la Figura 2.24.

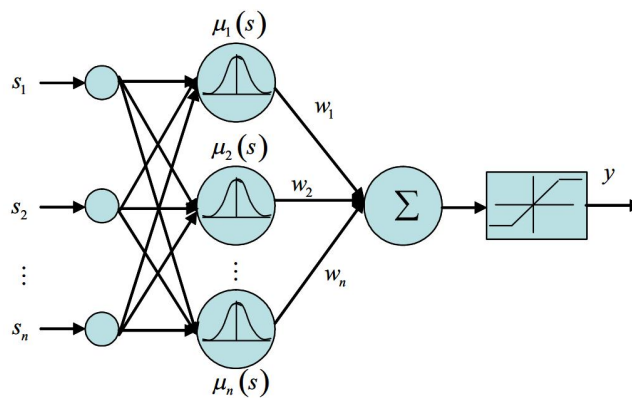


Figura 2.24: Red con funciones radiales básicas.  
Fuente: [15]

**Redes dinámicas:** Hay problemas que necesitan de un sistema que tenga una respuesta dependiente de su estado anterior, por lo que requiere de una estructura que tenga una dinámica interna propia. Si la respuesta de una red neuronal depende de su pasado, se dice que es una red neuronal dinámica. Algunas de las tareas para este tipo de redes son: la predicción de series, identificación y el control de sistemas dinámicos.

La Figura 2.25 muestra las diferentes arquitecturas de las redes dinámicas. Las figuras (a) y (b) muestran redes con recurrencia local, la primera una recurrencia en la misma capa y la segunda muestra una recurrencia entre las capas ocultas. Las

figuras (c) y (d) muestran una recurrencia global, donde la retroalimentación va de la salida de la red a la entrada y en el segundo caso la retroalimentación llega solo a la segunda capa de la red [15].

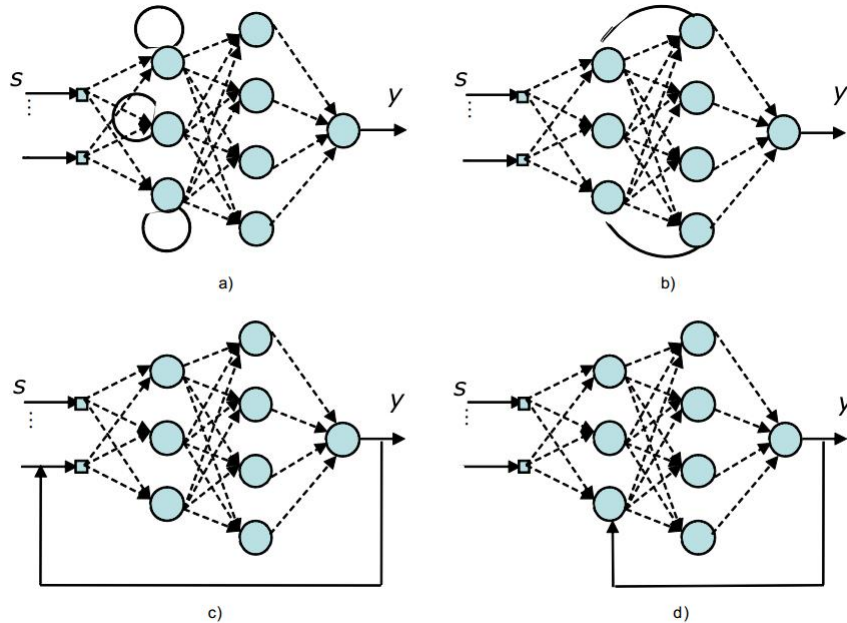


Figura 2.25: Redes dinámicas.  
Fuente: [15]

### 2.3.3. Redes Neuronales Artificiales en Identificación

Las redes neuronales tienen el potencial de ser aplicadas para modelar sistemas no lineales. La identificación basada en redes neuronales está relacionada con el valor de los pesos y la capacidad de las neuronas de reproducir el comportamiento del sistema.

Para representar los sistemas con redes neuronales, se debe recoger datos de las señales correspondientes a las entradas y las salidas del sistema, de la forma:

$$y(k+1) = g \left[ \begin{array}{c} y(k), y(k+1), \dots, y(k-n) \\ u(k), u(k+1), \dots, u(k-m) \end{array} \right] \quad (2.3.3)$$

$$m \leq n$$

Una aproximación obvia del modelo del sistema es seleccionar la estructura de entrada-salida de la red neuronal para que sea la misma que tiene el sistema [12], para realizarlo existen dos estrategias.

**Modelo serie paralelo:** En este caso, las salidas del sistema  $y$  son usadas como entradas de la red neuronal. Dado que no existe recursividad, este modelo corresponde a una red neuronal estática [12].

**Modelo paralelo:** En este modelo las salidas pasadas de la red neuronal son usadas como componentes de la entrada de la red. Dado que existe una recursividad, este modelo corresponde a una red neuronal dinámica [12].

#### 2.3.4. Redes Neuronales Artificiales en Control

Con una referencia específica de las redes neuronales en control, las siguientes características y propiedades son importantes:

- **Sistemas no lineales:** son un gran aporte en el campo del control no lineal, debido a su teórica habilidad para aproximar mapeos no lineales arbitrarios.
- **Procesamiento distribuido paralelo:** tienen una estructura sumamente paralela que les permite un mayor grado de tolerancia a errores, que los esquemas convencionales.
- **Implementación en hardware:** pueden ser implementadas en paralelo, por ende proporcionan mayor velocidad e incrementa el número de redes que se puede utilizar.
- **Aprendizaje y adaptación:** son entrenadas utilizando datos pasados del sistema en estudio. Una red neuronal propiamente entrenada tiene la habilidad de generalizar cuando se le introducen datos diferentes a los utilizados para su entrenamiento. Las redes pueden ser además adaptadas en línea.

- Fusión de datos: pueden operar simultáneamente con datos cualitativos y cuantitativos, debido a esta característica, el control neuronal se encuentra en medio de los sistemas tradicionales de ingeniería y de la inteligencia artificial.
- Sistemas multivariables: las redes neuronales naturalmente procesan muchas entradas y obtienen muchas salidas, por lo tanto son fácilmente aplicables a sistemas multivariables.

En el ámbito del control con redes neuronales existen algunos métodos tradicionales para el análisis y síntesis de controladores no lineales, como lo son: métodos en el plano de fase, técnicas de linealización y funciones descriptivas. Sin embargo, es la habilidad de las redes neuronales para representar mapeos no lineales y de modelar sistemas no lineales, las características más importantes, para usar redes neuronales se encuentra en la realización de controladores no lineales [12].

#### 2.3.4.1. Estructuras de control

En la literatura de redes neuronales aplicadas al control, se han propuesto y usado una gran número de arquitecturas, entre las más importantes se tiene al control directo e indirecto [12].

**Control directo:** En esta estructura, el neuro-controlador es entrenado sin tener el modelo de la planta. En este esquema, Figura 2.26, se busca que el resultado del lazo cerrado que contiene a la planta y al sistema, de como resultado un mapeo identidad. La acción de control busca que la planta siga la señal de referencia [12].

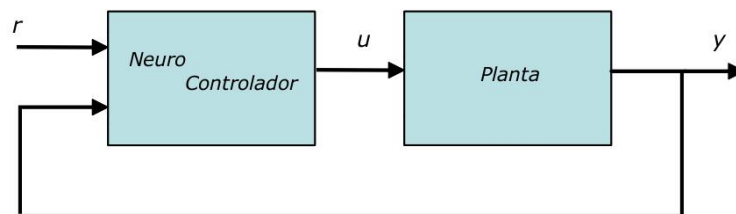


Figura 2.26: Control neuronal directo

**Control indirecto:** La estructura de este controlador se muestra en la Figura 2.27, donde primero un neuro-identificador estima el comportamiento de la planta, usando como identificación únicamente la salida del sistema, luego el neuro-controlador es diseñado con base en el modelo identificado. La acción de control busca que la planta siga la referencia [12].

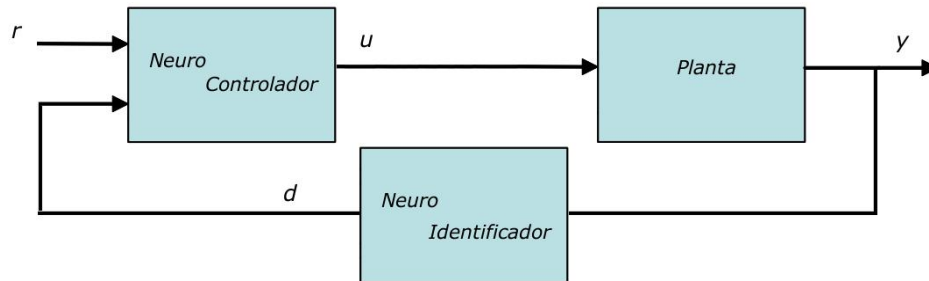


Figura 2.27: Control neuronal indirecto

## 2.4. Tecnología de Montaje Superficial (SMT)

La tecnología de montaje superficial fue desarrollada por los años 60 y se volvió ampliamente utilizada a fines de los 80. El desarrollo de esta tecnología fue gracias principalmente a IBM y Siemens. La estructura de los componentes fue rediseñada para que tuvieran pequeños contactos metálicos, que permitan el montaje directo sobre la superficie del circuito impreso. De esta manera, los componentes redujeron su tamaño y la integración en ambas caras de una placa se volvió algo más común que con componentes through hole (inserción manual). Usualmente, los componentes sólo están asegurados a la placa a través de las soldaduras en los contactos, aunque es común que tengan también una pequeña gota de adhesivo en la parte inferior. Es por esto, que los componentes SMD se construyen pequeños y livianos. Esta tecnología permite altos grados de automatización, reduciendo costos e incrementando la producción. Los componentes SMD pueden tener entre un cuarto y una décima del peso, y costar entre un cuarto y la mitad que los componentes through hole.

En la actualidad la tecnología SMD se utiliza a gran escala en la industria electró-





Figura 2.28: Tecnología SMT

nica. La evolución del mercado y la inclinación de los consumidores hacia productos de menor tamaño y peso, hizo que este tipo de industria creciera y se expandiera; hoy en día casi todos los equipos electrónicos son construidos con este tipo de tecnología, entre ellos están LCD TV's, DVD, reproductores portátiles y teléfonos móviles.

## Capítulo 3

# RE-INGENIERÍA

En el presente capítulo se analizarán las características de la lámpara a encender, así también los balastos electrónicos ya construidos en trabajos anteriores, como: “Control adaptativo de una lámpara HID - MH de 250W” [5] o en “Diseño e implementación de un control Fuzzy para un balastro electrónico de una lámpara HID - MH” [17] desarrollados en la Universidad de las Fuerzas Armadas - ESPE, los requerimientos mínimos y necesarios que deben cumplir los balastos electrónicos, además de posibles mejoras. También se describe el proceso de construcción e implementación de dicho dispositivo.

### 3.1. Características de la Planta a Controlar

Como se menciona anteriormente, la planta a controlar es una lámpara de alta intensidad de descarga (HID) con haluros metálicos de 250W, la cual presenta las siguientes características:

- Voltaje de Ruptura:  $\approx 305V$
- Impedancia en Estado Estable:  $100\Omega$
- Potencia: 250W
- Corriente máxima: 2,5A

- Impedancia mínima:  $15\Omega$

Tomando en cuenta los datos anteriores, se puede establecer que en un estado estable la lámpara requiere los siguientes parámetros:

- Voltaje:  $160V$
- Corriente:  $1,6A$

## 3.2. Requerimientos Mínimos del Balastro

El balastro electrónico a diseñar está conformado por tres tipos de convertidores en cascada los cuales son:

- AC-DC: Rectificador de Onda Completa.
- DC-DC: Convertidor Buck-Boost no inversor.
- DC-AC: Puente H.

### 3.2.1. Requerimientos del Rectificador AC-DC

Al ser un rectificador de onda completa conectado a una línea de  $110Vac$ , proporcionará una tensión pico de  $170Vdc$  a la salida. Para estimar la corriente que va a circular por el rectificador, tomamos la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned}
 \frac{P_o}{P_{in}} &= \eta \\
 P_{in} &= \frac{P_o}{\eta} \\
 V_{in} \cdot I_{in} &= \frac{P_o}{\eta} \\
 I_{in} &= \frac{1}{\eta} \cdot \frac{P_o}{V_{in}}
 \end{aligned} \tag{3.2.1}$$

La potencia a la salida es de  $250W$ , el tensión de entrada es de  $170V$  y tomando una eficiencia del  $85\%$ , la corriente a la entrada según (3.2.1) es:

$$I_{in} = \frac{1}{0,85} \cdot \frac{250W}{170V}$$

$$I_{in} = 1,73A$$

Finalmente se puede decir que el circuito rectificador debe proporcionar un tensión de  $170V$  y una corriente de al menos  $1,73A$ .

### 3.2.2. Requerimientos del Convertidor DC-DC

Los parámetros que se necesita para la construcción del convertidor son: Corriente en la bobina  $i_L$  y Tensión en el condensador  $v_C$

Se deduce entonces, que el condensador debe soportar una tensión superior a los  $305V$ . La corriente máxima que va a circular por la bobina sucede cuando la lámpara se encuentra iniciando la etapa de calentamiento, ya que es en este punto donde la corriente a la salida es máxima, la impedancia de la lámpara es mínima y el tensión es aproximadamente  $60V$ , para encontrar la corriente en la inductancia se procede a usar la ecuación (??) del punto de equilibrio del convertidor y se despeja  $i_L$  :

$$i_L = \frac{v_C (v_C + E)}{R \cdot E} \quad (3.2.2)$$

Reemplazando los valores en (3.2.2), tomando en cuenta que la lámpara se encuentra en serie a una resistencia de  $10\Omega$ .

$$i_L = \frac{60(60 + 170)}{25 \cdot 170}$$

$$i_L = 3,38A \quad (3.2.3)$$

Con lo cual, el capacitor en salida del convertidor debe soportar un tensión supe-

rior a los  $305V$ , y la bobina una corriente superior a los  $3,38A$ .

### 3.2.3. Requerimientos del Inversor DC-AC

Al estar conectado el inversor directamente a la planta, debe soportar las características máximas de la misma, que son una tensión superior a  $305V$  y una corriente superior a  $2,5A$ . El inversor debe oscilar a una frecuencia en el rango de  $30kHz$  a  $40kHz$ , ya que a esas frecuencias la resonancia acústica en la lámpara es reducida [8].

## 3.3. Diseño del Balastro Electrónico

En esta sección se establecen los valores de los elementos, para la construcción de cada uno de los bloques que conforman el Balastro Electrónico.

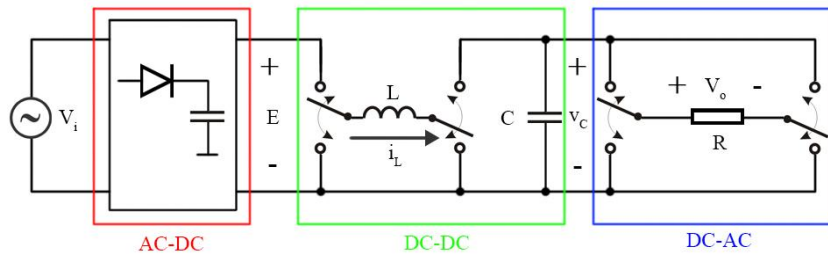


Figura 3.1: Diagrama simplificado del balastro electrónico

Viendo al sistema como un todo, se determina que para construirlo hacen falta 6 transistores, 3 de los cuales son aterrizados y los otros 3 son flotantes; cada transistor posee una red snubber para suavizar su activación.

El rectificador AC-DC está formado por un puente de diodos rectificadores y un capacitor de filtro.

El convertidor DC-DC requiere un driver para transistores, una bobina, un capacitor y 2 diodos ultra rápidos.

El inversor DC-AC requiere 2 de drivers adicionales.

Para tener una mejor perspectiva, se agruparán los componentes del balastro en el siguiente cuadro:

Componente	Cantidad
Transistores Aterrizados	3
Transistores Flotantes	3
Diodos ultra Rápidos	2
Drivers de Transistores	3
Red Snubber	6
Circuito Bootstrap	3
Capacitor	1
Bobina	1
Rectificador Onda Completa	1

Cuadro 3.1: Componentes del balastro electrónico

La elección de los elementos y la configuración escogida se detallan a continuación.

### 3.3.1. Transistores Aterrizados

Estos transistores tienen el source conectado a la referencia del circuito, por ende el driver debe tener una salida también referenciada.

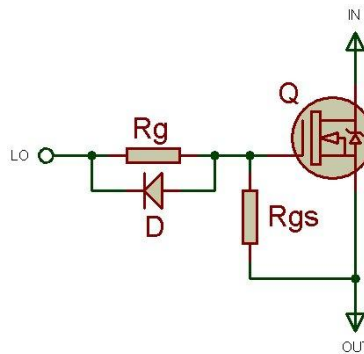


Figura 3.2: Diagrama de los transistores aterrizados.

El MOSFET debe soportar las siguientes características mínimas de operación:

$V_{DS}$	305V
$I_D$	2,5A
$F$	40kHz

Cuadro 3.2: Características mínima de operación del MOSFET.

Por esos requisitos se ha elegido el MOSFET STP18N60M2 de STMicroelectronics, que presenta las siguiente características:

Los elementos que conforman este circuito son:

$V_{DS}$	650V
$I_D$	13A
$F$	10MHz

Cuadro 3.3: Características de operación del MOSFET STP18N60M2.

Elemento	Características
Q	STP18N60M2
D	1N4007
Rg	47 $\Omega$
Rgs	10k $\Omega$

Cuadro 3.4: Elementos para la activación de un transistor aterrizado.

### 3.3.2. Transistores Flotantes

Son Transistores en los cuales el source se encuentra conectado a otro elemento, estos requieren un driver que posea una salida flotante.

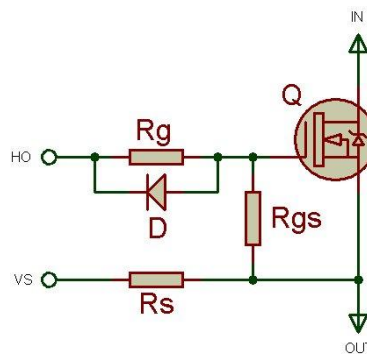


Figura 3.3: Diagrama de los transistores flotantes.

### 3.3.3. Red Snubber

A fin de suavizar la conmutación en los transistores (tanto aterrizados como flotantes), se coloca en paralelo a estos, una red snubber RC, como se muestra en la Figura 3.4:

### 3.3.4. Drivers de Transistores

Si bien los transistores utilizados tanto para el convertidor DC-DC y el puente H son los mismo, los drivers que utilizan cada uno de ellos son diferentes, ya que

Elemento	Características
Q	STP18N60M2
D	1N4007
Rg	33Ω
Rgs	10kΩ
Rs	10Ω

Cuadro 3.5: Elementos para la activación de un transistor flotante.

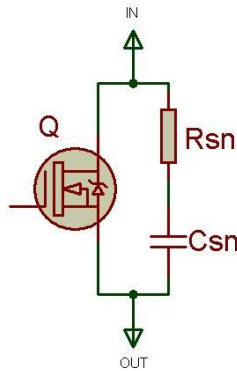


Figura 3.4: Red Snubber RC

para el convertidor los transistores deben activarse simultáneamente, sin embargo en el puente H, los 2 transistores de un mismo lado no pueden hacerlo, deben activarse uno a la vez. De manera que para el convertidor DC-DC se utiliza un driver IR2110 y para el puente H se utiliza 2 drivers IR2184, cada uno estos puede manejar un transistor aterrizado y uno flotante. Sus configuraciones son de la siguiente forma:

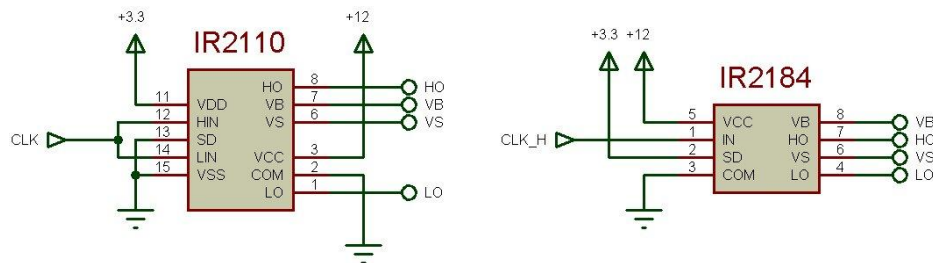


Figura 3.5: Conexión de los diferentes drivers utilizados



Elemento	Características
Rsn	4,7Ω
Csn	2,2nF

Cuadro 3.6: Elementos de una Red Snubber RC.

### 3.3.5. Circuito Bootstrap

Para activar un transistor flotante, se requiere de dos cosas: un driver que posea una salida flotante y un circuito bootstrap. A pesar de ser drivers diferentes, el circuito bootstrap es el mismo para ambos y su esquema es de la siguiente forma:

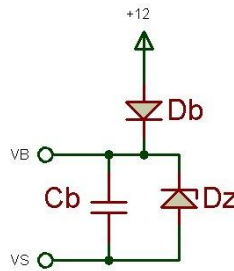


Figura 3.6: Circuito Bootstrap utilizado

Elemento	Características
Db	1N4007
Cb	100nF
Dz	Zener 12V

Cuadro 3.7: Elementos la conexión bootstrap.

### 3.3.6. Inductancia

A fin de evitar que el convertidor DC-DC entre en modo discontinuo, se debe establecer el valor mínimo que la inductancia debe tener para que esto no suceda.

$$L > \frac{V_o \cdot (V_{in(min)}^2) \cdot T_s}{2 \cdot P_{in(min)} \cdot (V_o + V_{in(min)})} \quad (3.3.1)$$

Donde:

- $L$ : inductancia de la bobina a utilizarse.

- $V_o$ : tensión a la salida del convertidor.
- $V_{in(min)}$ : tensión mínimo a la entrada del convertidor.
- $T_s$ : Tiempo de un ciclo de reloj.
- $P_{in}$ : Potencia a la entrada del convertidor

Para establecer la inductancia mínima requerida por el sistema, se toma en cuenta las siguientes consideraciones:

1. Tanto el tiempo de un ciclo de reloj  $T_s$  como la tensión mínima de entrada  $V_{in(min)}$  son constantes y sus valores son  $6,25\mu s$  y  $160V$  respectivamente.
2. La mayor inductancia requerida se da cuando la carga exige la mayor tensión a la salida posible y al mismo tiempo una potencia relativamente baja, esta situación se da cuando se trata de encender la lámpara por primera vez, ya que la tensión requerida es aproximadamente  $330V$  y la potencia es de apenas  $150W$ .

Reemplazando los valores:

$$L > 359,18\mu H$$

La inductancia mínima requerida es de  $360\mu H$ , pero ya que actualmente se dispone de dos inductancias que sumadas presentan el valor de  $1,3mH$  y ya que su valor es mayor que la mínima calculada, estas serán las bobinas a utilizar en el convertidor DC-DC.

### 3.3.7. Sensamiento

Si bien existen un sin número de variables que actúan sobre el convertidor DC-DC, la mayoría de estas pueden ser obviadas ya que son función de las dos variables de estado (Corriente en la bobina  $i_L$  y Tensión en el capacitor  $v_C$ ) y la tensión a la entrada del mismo ( $E$ ).

De manera que para estimar el ciclo de trabajo o control equivalente se lo hace con la ecuación (2.2.14):

Para estimar la intensidad de corriente a la salida del circuito se utiliza la siguiente expresión:

$$i_O = (1 - u_{eq}) \cdot i_L \quad (3.3.2)$$

y finalmente para calcular la potencia que recibe la carga:

$$P_O = v_C \cdot i_O \quad (3.3.3)$$

Por tanto solo es necesario medir las dos variables de estado y la entrada el sistema para estimar el resto de variables, para lo cual se plantea el siguiente esquema:

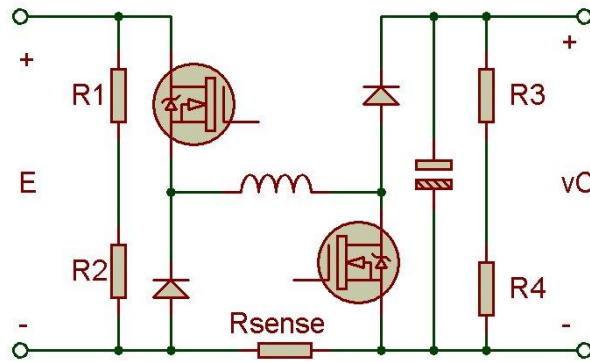


Figura 3.7: Sensado de variables que actúan en el convertidor dc-dc.

### 3.3.7.1. Tensión de Entrada

El par de resistencias  $R_1$  y  $R_2$  hacen un divisor de tensión ya que el tensión máximo a la entrada es de  $170V$ , se optó por hacer una razón de  $1 : 100$ , con valores de resistencias iguales a  $R_1 = 100k\Omega$  y  $R_2 = 1k\Omega$ .

### 3.3.7.2. Tensión de Salida

La tensión máxima que se puede medir es de  $3,3V$  por lo cual la escala anterior no es adecuada, ya que la salida puede presentar voltajes superiores a los  $330V$ , por tal motivo la razón es de  $1 : 200$  tomando resistencias cuyos valores son de  $R_3 = 100k\Omega$  y  $R_4 = 510\Omega$ .

### 3.3.7.3. Corriente en la Bobina

Ya que el primer lazo de control es un controlador por modos deslizantes y el mismo necesita medir la corriente instantánea en la inductancia, se optó por usar una resistencia de sensado de corriente  $R_{sense}$ , cuyo valor debe ser lo suficientemente alto como para poder distinguir el ruido de la tensión que cae en la misma, pero también debe ser de un valor muy pequeño para que no se pierda mucha potencia en ella.

Tomando en cuenta que por la inductancia va a circular una corriente máxima de  $3,4A$ , se propuso el uso de una resistencia de  $100m\Omega$  a  $3W$  ya que la potencia máxima que cae sobre ella es de  $1,15W$  y la tensión que cae es superior al ruido en general.

### 3.3.8. Diseño del Controlador por Modos Deslizantes

El primer lazo de control del sistema es un controlador por modos deslizantes, como se explicó anteriormente existe un sin número de superficies de deslizamiento, pero la más adecuada para cubrir las necesidades del balastro es la superficie de corriente en la inductancia (2.2.13). El esquema de este controlador se muestra en a Figura 3.8.

Dicha superficie se encarga de mantener una corriente estable en la bobina.

Para poder implementar el controlador deslizante se han propuesto tres topologías, de las cuales se seleccionara la que presente el mejor rendimiento, dichas topologías son:

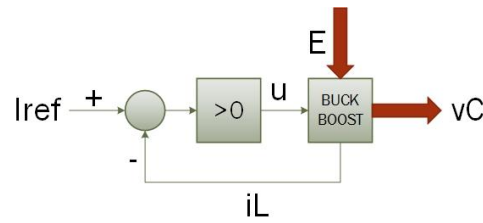


Figura 3.8: Esquema del Control por Modo Deslizante

- Control por Modos Deslizantes Digital.
- Control por Modos Deslizantes Analógico
- Control por Modos Deslizantes Híbrido

Hay que tomar en cuenta que cada controlador lee una señal de tensión que es proporcional a la corriente instantánea en la inductancia, la misma que es medida por la resistencia de sensado  $R_{sense}$  y amplificada posteriormente.

También cabe recalcar que las tres configuraciones realizan la misma acción de control:

$$\begin{cases} S > 0 \rightarrow u = 1 \\ S < 0 \rightarrow u = 0 \end{cases}$$

### 3.3.8.1. Controlador por Modos Deslizantes Digital

En esta configuración el algoritmo del controlador deslizante es ejecutado por un microcontrolador el cual lee la señal de tensión proporcional a la corriente, la compara con la referencia y activa o no una salida digital del mismo en función de dicha comparación, todo esto lo hace dentro de un tiempo de muestreo.

En la Figura 3.9 se muestra el desempeño del controlador digital, el cual si bien mantiene a la corriente en la inductancia alrededor de la referencia ( $I_{ref} = 1A$ ), también se puede apreciar que el rizado de dicha corriente es relativamente grande y dependiendo de diversos factores (Tensión de entrada y salida) el convertidor puede llegar a trabajar en modo discontinuo. Este fenómeno se produce debido al periodo de

muestreo del microcontrolador es muy grande, por lo cual se debe reducir el mismo, sin embargo existe un tiempo mínimo de ejecución del programa, el cual genera una frecuencia máxima de conmutación que para este caso en particular es de  $25kHz$ . además se debe tomar en cuenta que el microcontrolador no puede realizar ninguna otra acción, ya que el algoritmo del control deslizante demanda la completa atención del mismo.

Por otra parte el hecho de ser relativamente lento también es una ventaja, ya que es menos propenso a cometer un error y por consiguiente es más robusto ante ruidos externos.

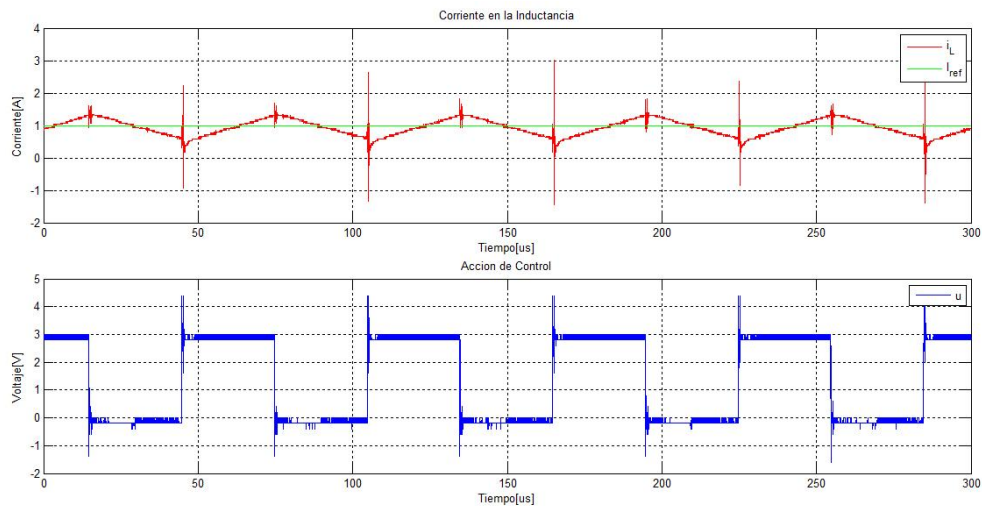


Figura 3.9: Respuesta del controlador deslizante digital

### 3.3.8.2. Controlador por Modos Deslizantes Analógico

La configuración del controlador deslizante analógico se basa en hacer la comparación de la superficie de deslizamiento por hardware, con el fin de liberar al microcontrolador de esta ardua tarea y por consiguiente lograr una mayor velocidad en la conmutación.

Como se aprecia en la Figura 3.10, la comparación de la superficie de deslizamiento es realizada por un amplificador operacional, con lo cual el microcontrolador solamente provee la referencia y queda libre para realizar cualquier otra tarea.

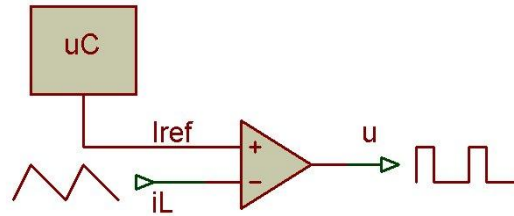


Figura 3.10: Esquema del controlador deslizando analógico

Idealmente la frecuencia de conmutación utilizando esta configuración debería tender al infinito, cosa que no sucede en la práctica, ya que existen retardos en los semiconductores que van desde el amplificador operacional, pasando por los drivers, e incluso en los transistores, de tal forma que es un estado estable la frecuencia de conmutación media para este caso es de  $100kHz$  y en algunas ocasiones esta alcanzaba los  $250kHz$ , frecuencias muy superiores que el controlador descrito anteriormente.

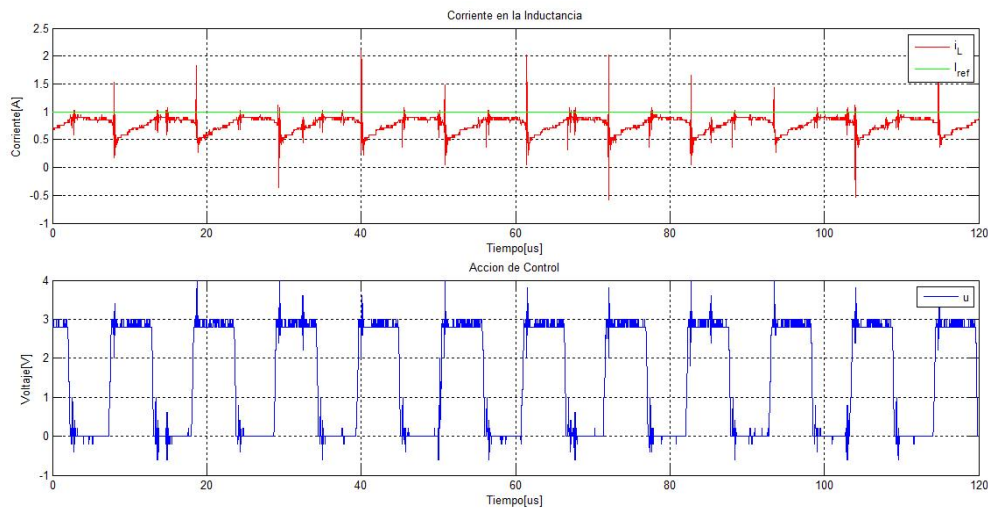


Figura 3.11: Respuesta del controlador deslizando analógico

La frecuencia de conmutación para este caso es tan elevada que se dificulta el reconocer el patrón triangular que presenta la corriente en la inductancia, tal y como se muestra en la Figura 3.11.

Sin embargo este tipo de controlador presenta un defecto fatal en su diseño, ya que al no poseer un límite de frecuencia, si bien esto aumenta su velocidad, también aumenta las probabilidades de que el mismo pueda cometer un error y por consiguiente

es menos robusto ante ruidos.

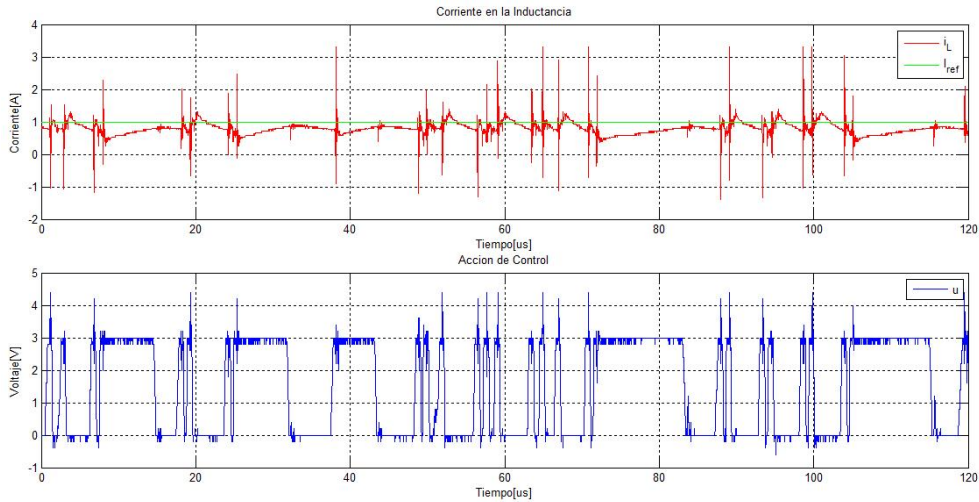


Figura 3.12: Respuesta del controlador deslizante analógico con ruido

Como se puede apreciar en la Figura 3.12, un poco de ruido en la señal proporcional a la corriente ocasiona que el controlador conmute a frecuencias al rededor de  $1MHz$ , además son conmutaciones erradas y las mismas generan más conmutaciones erradas en un bucle sin fin, evitando su posible uso en ámbitos donde se presente ruidos moderados o en donde la carga del convertidor sea también conmutada.

### 3.3.8.3. Control por Modos Deslizantes Híbrido

Tomando las ventajas de las dos configuraciones anteriores, se propone una nueva configuración en la cual, al igual que con el deslizante analógico la comparación se hace externamente pero con un límite de frecuencia superior al deslizante digital.

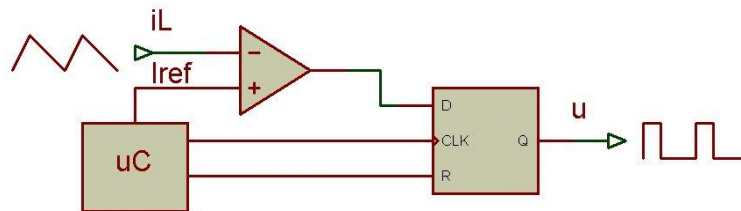


Figura 3.13: Esquema del controlador deslizante híbrido

En la Figura 3.13, se muestra la configuración del controlador, en la cual, la com-



paración se la realiza externamente con un amplificador operacional, pero a diferencia del controlador anterior esta salida se encuentra limitada por un flip-flop tipo D, el cual solo permite que la acción de control se actualice cada cierto tiempo, el mismo que esta determinado por una señal de reloj, la cual también es emitida por el microcontrolador.

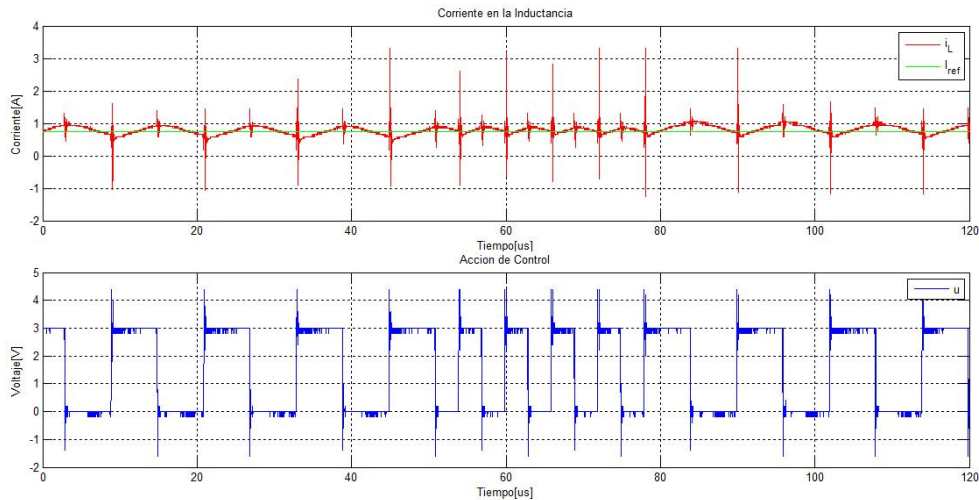


Figura 3.14: Respuesta del controlador deslizante híbrido

Como se aprecia en la Figura 3.14, el rizado en corriente es menor comparado con el controlador digital, pero también ofrece la misma robustez ante el ruido, además de su fácil implementación y los pocos recursos que consume del microcontrolador.

Un factor muy importante a tomar en cuenta en este modelo de controlador es la frecuencia límite de conmutación, ya que como se muestra en la Figura 3.15, el aumentar dicha frecuencia no siempre repercute en una mayor velocidad de conmutación, y este efecto es causado por las mismas razones que limitan la frecuencia en el controlador analógico. Por otra parte el escoger una frecuencia muy baja aumentará considerablemente el rizado y posiblemente llegue a entrar en modo discontinuo.

Finalmente se optó por el controlador deslizante híbrido con una frecuencia límite de  $160kHz$ , la cual fue determinada experimentalmente.

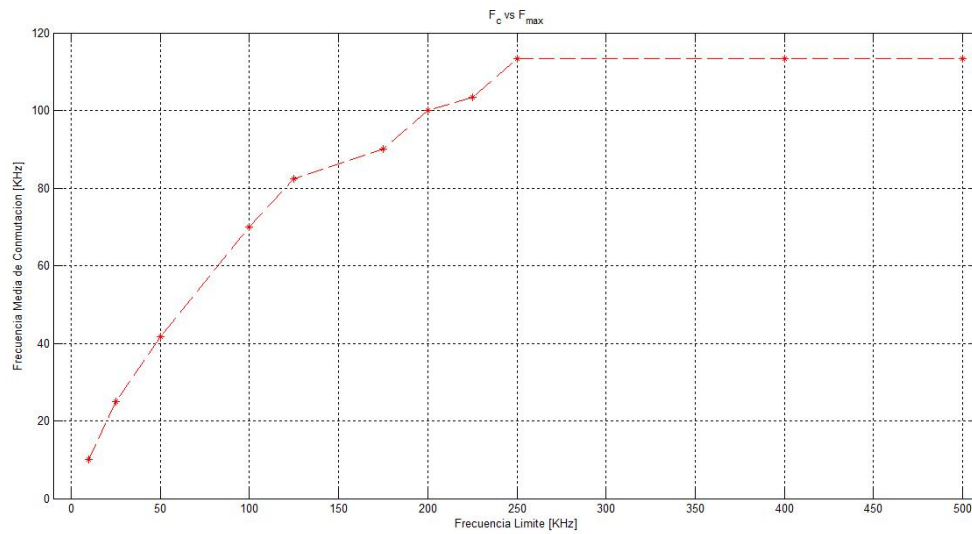


Figura 3.15: Frecuencia media de conmutación vs Frecuencia límite

### 3.4. Simulación del Controlador Deslizante

La simulación de dicho controlador, se la realiza en el entorno de programación Simulink de Matlab, en el cual como se puede apreciar en la Figura 3.16, consta de todos los elementos que conforman el convertidor DC-DC. por otra parte el controlador por modo deslizante se encuentra descrito en la Figura 3.17.

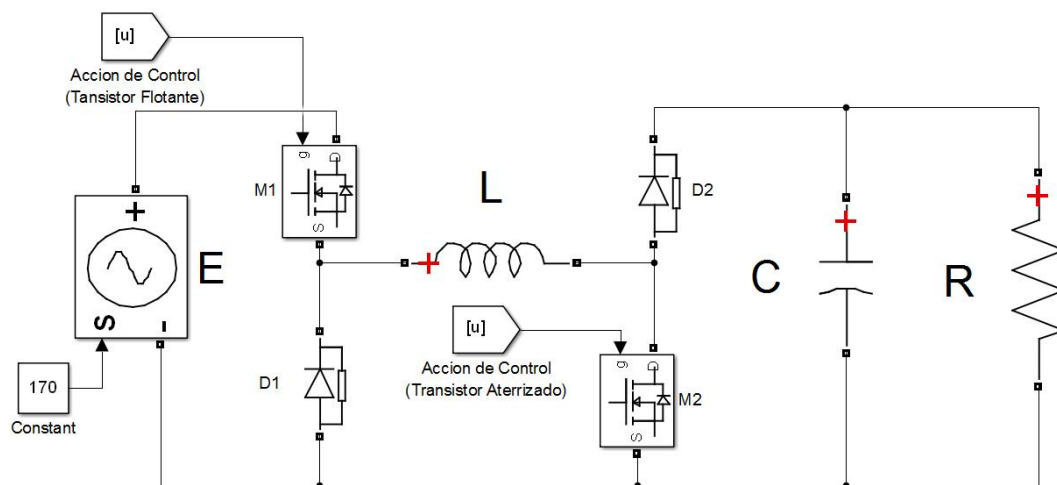


Figura 3.16: Esquema de simulación del convertidor DC-DC

Para validar la simulación, se la realiza considerando que lámpara consume la mayor potencia nominal, en dicho caso por la inductancia debe pasar una corriente

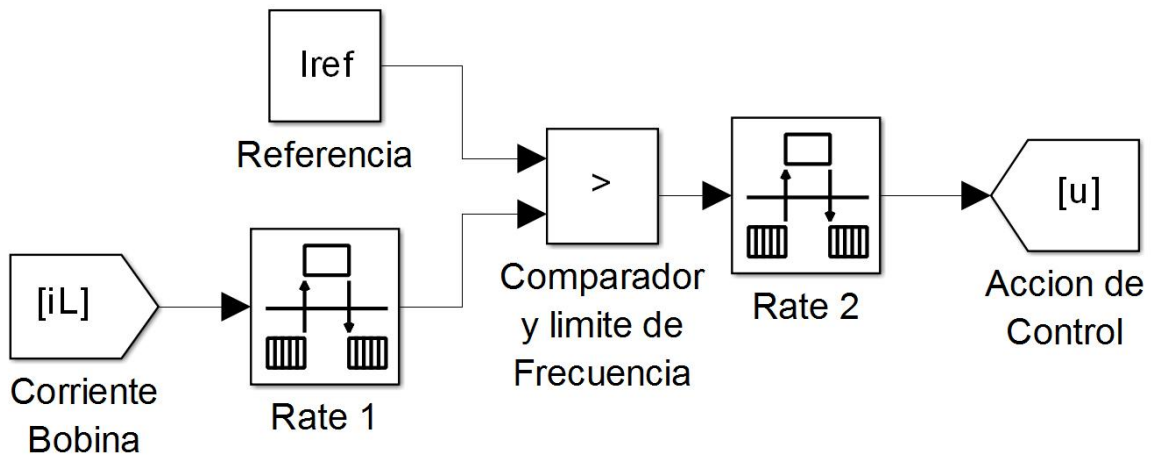


Figura 3.17: Diagrama de simulación del Control por Modo Deslizante.

de  $3,4A$  , por lo tanto la referencia en corriente es de  $I_{ref} = 3,4A$  (3.2.3). La simulación es realizada por un tiempo de  $250ms$  a un tiempo de muestreo de  $T_s = 100ns$  y una tensión de entrada de  $E = 170V$ .

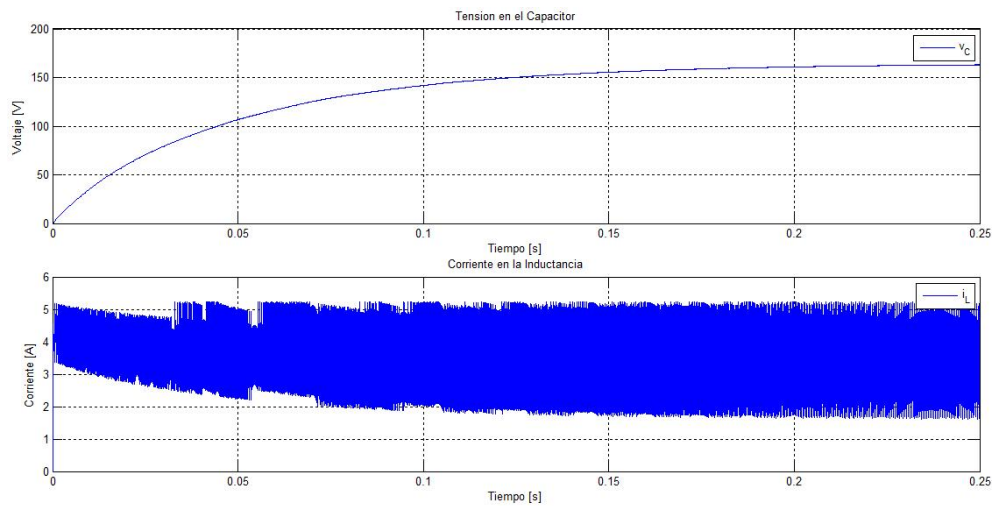


Figura 3.18: Respuesta de la simulación del convertidor

Como se observa en la Figura 3.18, la tensión a la salida es de aproximadamente  $160V$ , el cual es también la tensión requerida por la lámpara en el estado estable.

## Capítulo 4

# DISEÑO DEL CONTROLADOR NEURONAL

A fin de obtener un desempeño óptimo del sistema, se plantea el uso de un controlador neuronal, el cual debe discernir entre las diferentes etapas que ocurren en el proceso de encendido de la planta y rechazar perturbaciones externas al sistema.

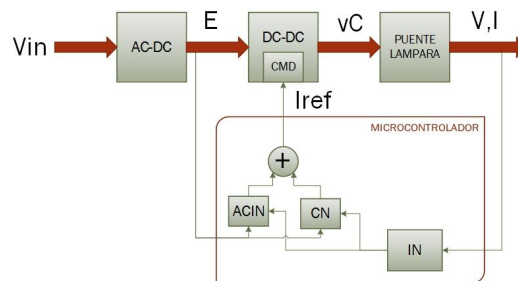


Figura 4.1: Esquema del Controlador Neuronal.

El controlador neuronal constará de dos redes neuronales y el esquema de control se muestra en la Figura 4.1. La primera un Identificador Neuronal (IN) que se encarga de identificar el estado de la lámpara en función de la tensión y corriente presentes en la misma ( $v_C, i_O$ ). El Identificador Neuronal colocará también la corriente de referencia al Control por Modo Deslizante (CMD) del convertidor DC-DC, a través de la Acción de Control del Identificador Neuronal (ACIN) que es un bloque con seguridades extras a la identificación. La segunda es un Compensador Neuronal (CN) que

realizará correcciones sobre la corriente de referencia del CMD ante perturbaciones externas.

## 4.1. Toma de Datos del Sistema

Para obtener los patrones de entrenamiento requeridos por las redes neuronales artificiales, se procede a tomar datos de la lámpara sin controlador, entre los cuales se incluye la tensión en la lámpara  $v_C$ , corriente  $i_O$  y la potencia  $P_O$  suministrada en cada una de las etapas de la misma. Para la toma de datos se mantiene una tensión estable en la entrada cuyo valor es de  $170V$ .

### 4.1.1. Estado de Ignición

Cuando la lámpara se encuentra apagada presenta una impedancia muy elevada de alrededor de  $1,2k\Omega$ , por lo que manteniendo estable la corriente en la inductancia a un determinado valor, se genera la tensión necesaria para romper el dieléctrico de la lámpara. Cabe recalcar que dependiendo del tiempo de uso que tenga dicha lámpara la tensión de umbral del dieléctrico puede variar, sin embargo una corriente de  $1,5A$  en la inductancia es suficiente para generar una tensión de aproximadamente  $330[V]$  en todas las lámparas utilizadas, superando así la dicha tensión.

En el gráfico de tensión en la lámpara de la Figura 4.2, se observa que el estado de ignición dura aproximadamente medio segundo, después del cual la lámpara pasa al estado de calentamiento. Este proceso puede durar más tiempo e incluso requerir de múltiples encendidos hasta romper el dieléctrico dependiendo de la cantidad de uso que ha tenido la misma lámpara.

### 4.1.2. Estado de Calentamiento

Durante este estado, la lámpara eleva su impedancia hasta alcanzar los  $120\Omega$ , el tiempo requerido para culminar con el estado de calentamiento depende de la potencia que se le suministra y ya que esta depende de la corriente en la inductancia,

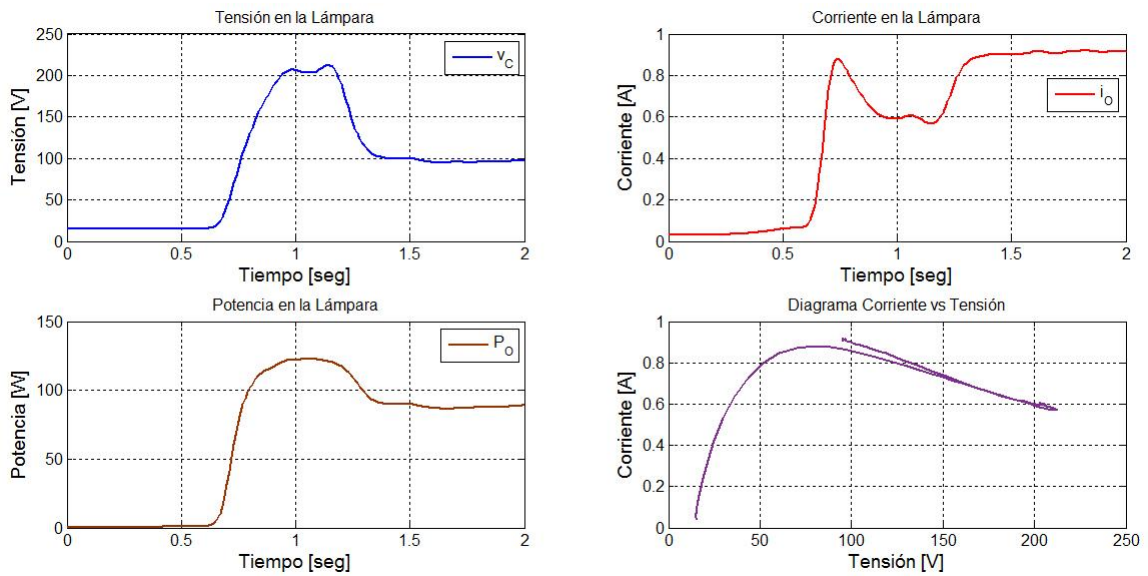


Figura 4.2: Evolución de los parámetros en la lámpara en el proceso de ignición.

se deduce que el tiempo es menor mientras mayor sea dicha corriente. Sin embargo no se puede realizar un cambio muy brusco en la corriente en la inductancia, así que para poder tomar los datos requeridos de este estado, manualmente se eleva la corriente en la inductancia hasta que llegue al valor de  $3A$  y una vez allí, se mantiene estable dicha corriente.

Conforme la lámpara se calienta, aumenta su impedancia, lo que se traduce en una reducción en la corriente de la misma, pero un incremento tanto en tensión como en potencia. Hay que tomar en cuenta que durante este proceso, la lámpara sufre aumentos en la intensidad luminosa, lo que puede dar la impresión que la misma se encuentra parpadeando. Este fenómeno se produce por la evaporación de las sales y/o metales durante el calentamiento.

### 4.1.3. Estado Estable

Al llegar a un estado estable, la lámpara refleja una impedancia de aproximadamente  $120\Omega$ , una tensión de  $170V$  y una potencia de aproximadamente  $250W$ , a este punto todas las sales/metales presentes en la misma se han evaporado y por tanto ya no hay cambios en la intensidad luminosa de la lámpara.

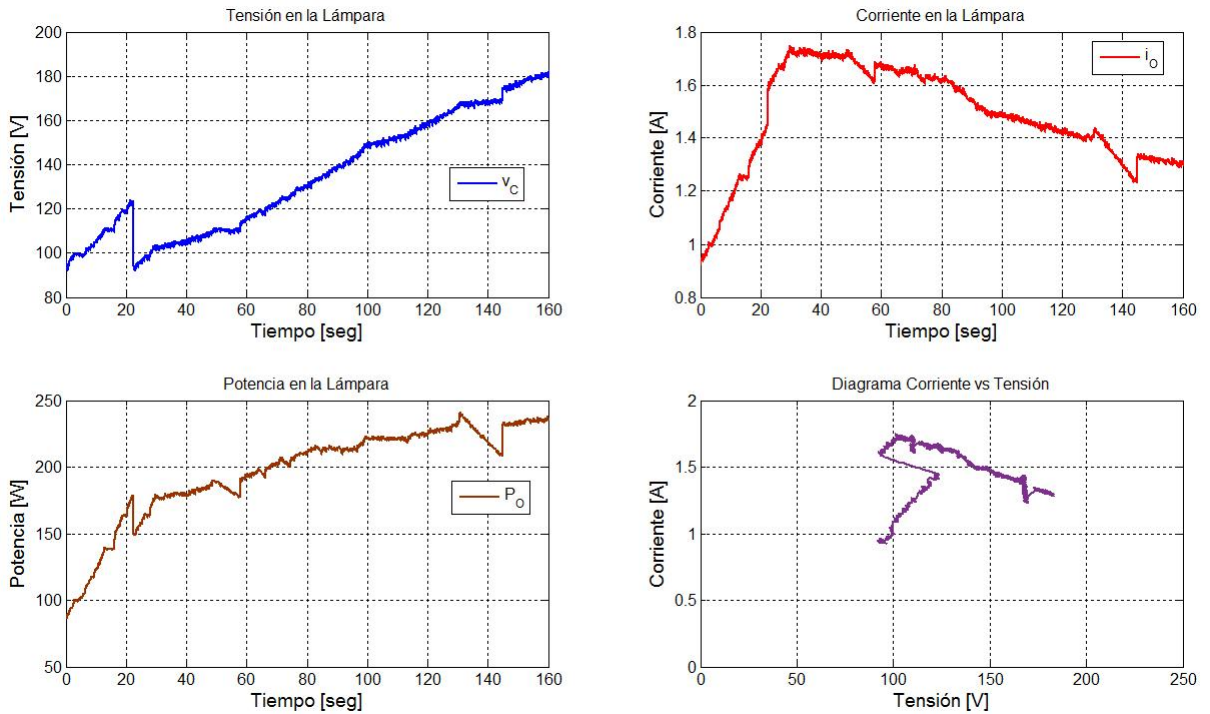


Figura 4.3: Evolución de los parámetros en la lámpara en el estado de calentamiento.

En la Figura 4.4, se muestra que pasado el estado de calentamiento, las variables de la lámpara ya no poseen cambios abruptos, sino más bien se mantienen en un valor estable alrededor de un punto, el cual se observa en el diagrama Corriente-Tensión.

#### 4.1.4. Estado Apagado

Finalmente cuando se desee regresar al sistema a su estado inicial, se debe reducir la corriente en la inductancia hasta un valor de  $0A$ , con lo que la lámpara se apaga como se muestra en la Figura 4.5.

Una vez apagada la lámpara esta no podrá ser encendida durante los próximos 15 minutos aproximadamente, ya que de lo contrario se debe aplicar una tensión superior a la que se describió en el estado de ignición.

Finalmente, en la Figura 4.6, se observa como los parámetros de la lámpara (Tensión, Corriente y Potencia) evolucionan en función del tiempo mientras cruzan todos y cada uno de los estados antes descritos.

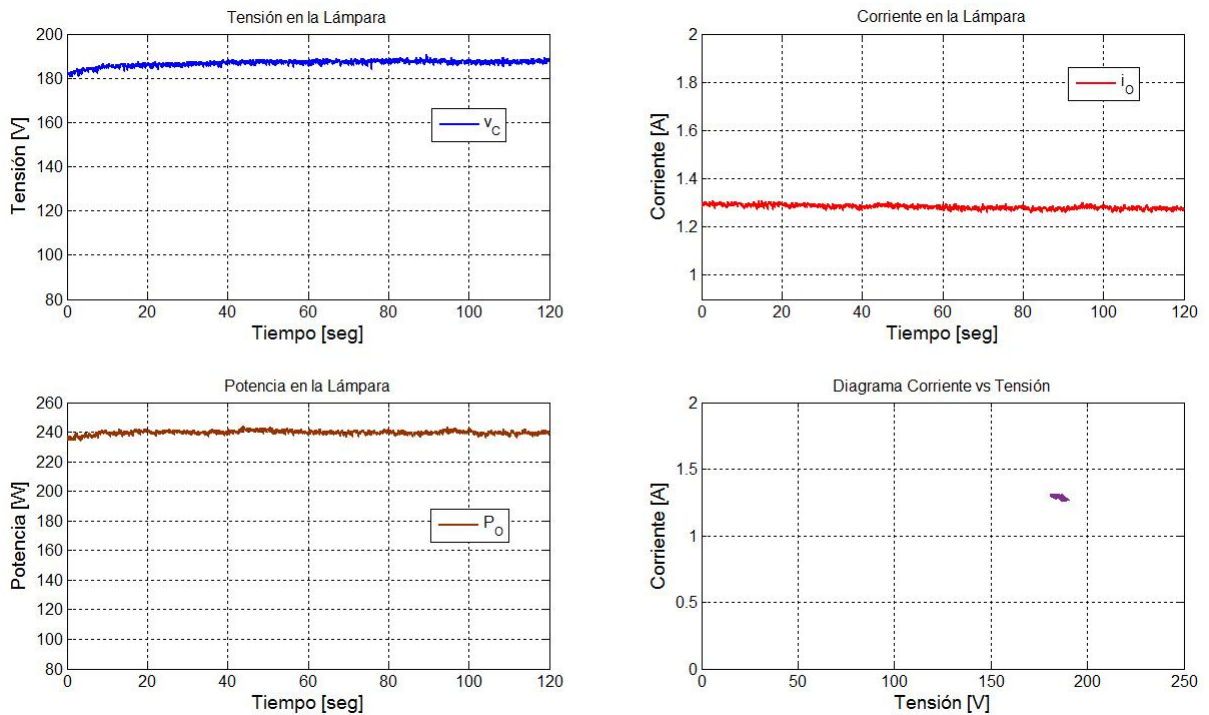


Figura 4.4: Evolución de los parámetros en la lámpara en el estado estable.

## 4.2. Identificador Neuronal de Estados (IN)

Con el fin de automatizar el proceso de encendido de la lámpara, se requiere conocer el estado en el que se encuentre. Estos estados son:

1. Estado de Apagado.
2. Estado de Ignición.
3. Estado de Calentamiento.
4. Estado Estable.
5. Estado de Transición Indeterminado.

Hay que tomar en cuenta que todo punto  $(v_c, i_o)$ , que no se encuentre dentro de los rangos que se muestran en la Figura 4.7, dará como respuesta un estado indeterminado.



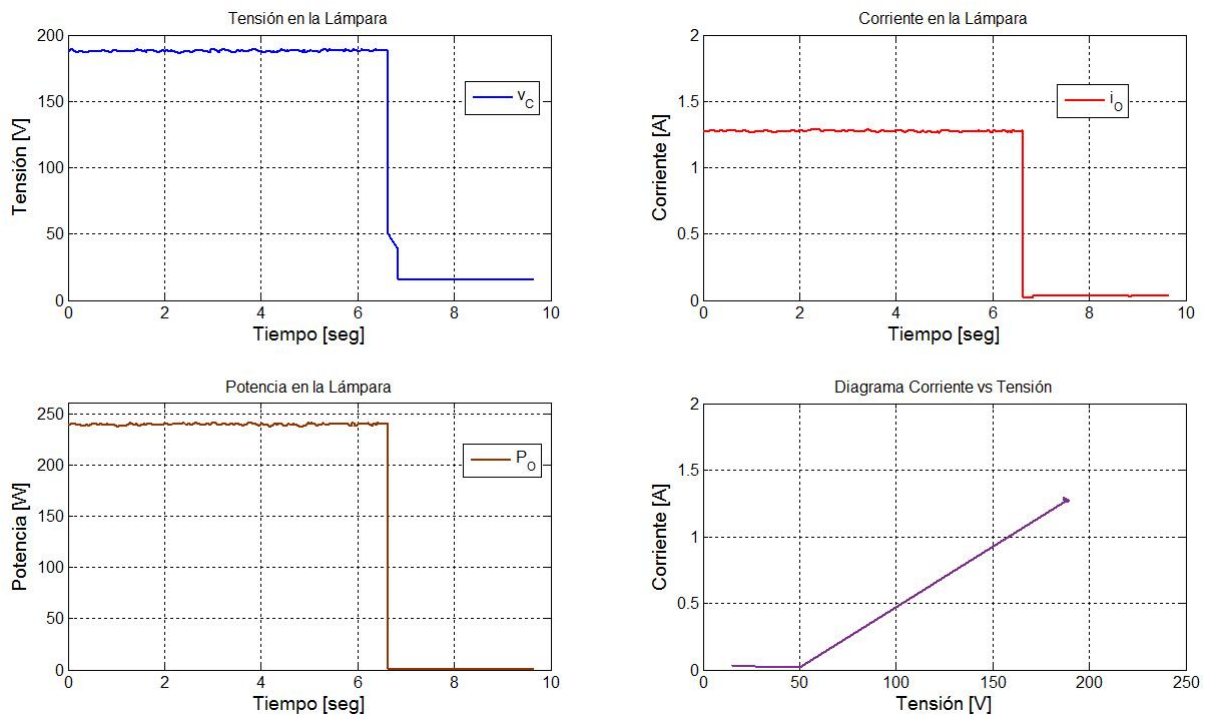


Figura 4.5: Evolución de los parámetros en la lámpara en el estado de apagado.

#### 4.2.1. Construcción del Identificador Neuronal

Para el aprendizaje del identificador neuronal, es mejor tratar el problema como un Reconocimiento de Patrones, ya que permite una mejor distinción de estados que se encuentran muy cercanos en tensión y corriente, como es el caso del estado estable y de calentamiento.

Experimentalmente se determinó que la mejor configuración para la red neuronal es de 2 neuronas en la capa de entrada, 20 neuronas en la capa oculta y 4 neuronas en la capa de salida, tomando en cuenta que la red neuronal tiene 2 entradas, las que representan a la tensión y corriente en la lámpara, además estas entradas tienen que ser divididas para 350 y 2,5 respectivamente para normalizarlas en un rango de  $[0; 1]$  como se observa en la Figura 4.9. Cada salida con un valor que oscila entre  $[0; 1]$ , donde “0” significa que la lámpara no se encuentra en ese estado y “1” implica que si se encuentra en dicho estado.

Por otra parte si las 4 neuronas a la salida presentan un valor de “0”, se asume

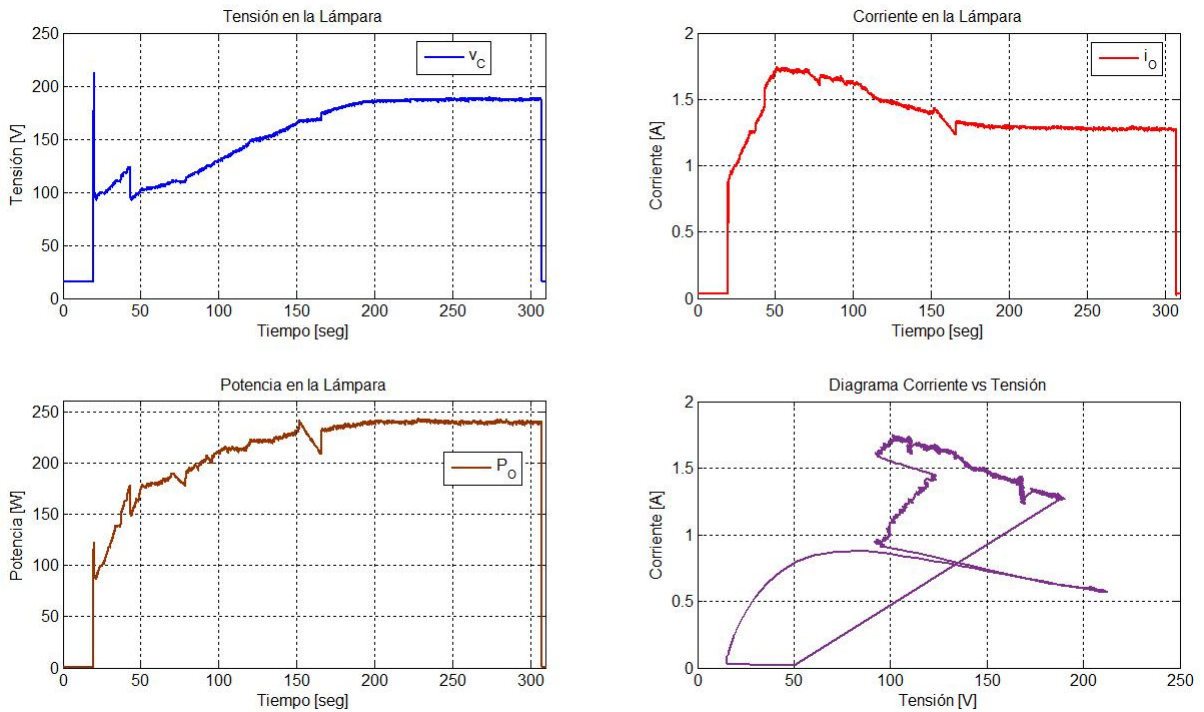


Figura 4.6: Evolución completa de los parámetros de la lámpara.

que el sistema está en transición de un estado a otro y por lo tanto no es posible definir un estado.

#### 4.2.2. Validación del Identificador Neuronal

En la Figura 4.10, se puede observar los diferentes niveles en la respuesta de la red neuronal, en donde el color azul representa un estado de indeterminación o de transición, el color celeste representa el estado de apagado, el color verde el estado de ignición, el naranja el estado de calentamiento y finalmente el color rojo representa el estado estable.

#### 4.2.3. Acción de Control del Identificador Neuronal (ACIN)

La acción de control depende del estado en el que se encuentre la lámpara. Al ser un controlador empírico se determinó experimentalmente, los valores de corriente en la bobina necesarios para que la lámpara pase de un estado a otro.

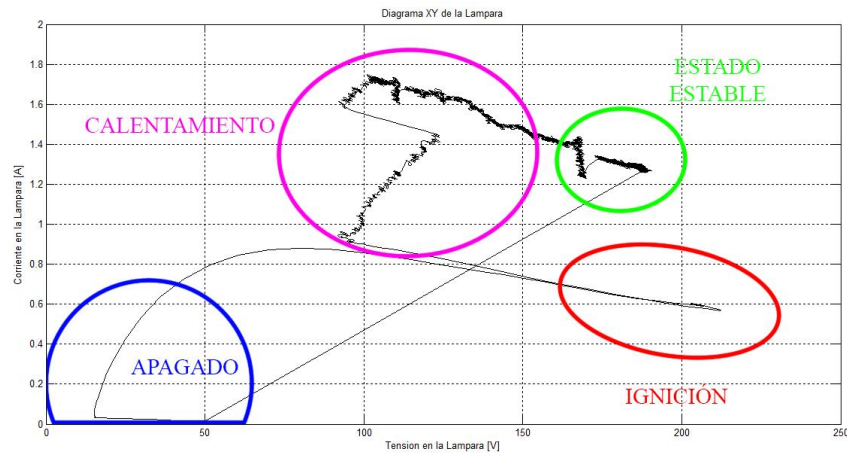


Figura 4.7: Umbrales de decisión del identificador de estados

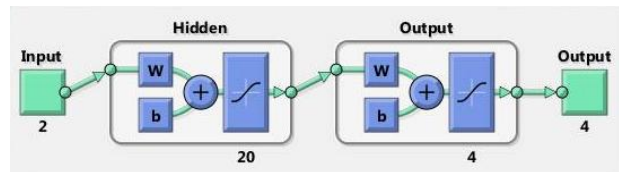


Figura 4.8: Estructura del Identificador Neuronal

Cuando la lámpara se encuentra apagada no necesita la acción de control, por lo tanto esta es nula; cuando se encuentra en el estado de ignición, requiere una corriente en la bobina de 1,5A para alcanzar la tensión mínima para superar esta etapa. En el estado de calentamiento se realiza una rampa desde los 1,5A hasta los 3A en un tiempo de 30s, con la finalidad de no generar un cambio brusco de potencia sobre la lámpara. Finalmente en el estado estable se mantienen los 3A en la bobina y se adiciona la acción de compensador neuronal, el que actúa solo en esta etapa.

### 4.3. Compensador Neuronal (CN)

Para evitar que perturbaciones externas afecten al sistema, especialmente las que se producen por cambios en la tensión de entrada, se implementó un controlador neuronal inverso, el cual al detectar una variación en la tensión de entrada, producirá una variación en la referencia de corriente de la bobina, para mantener estable la tensión a la salida. Esta variación se suma a la acción de control principal (proveniente

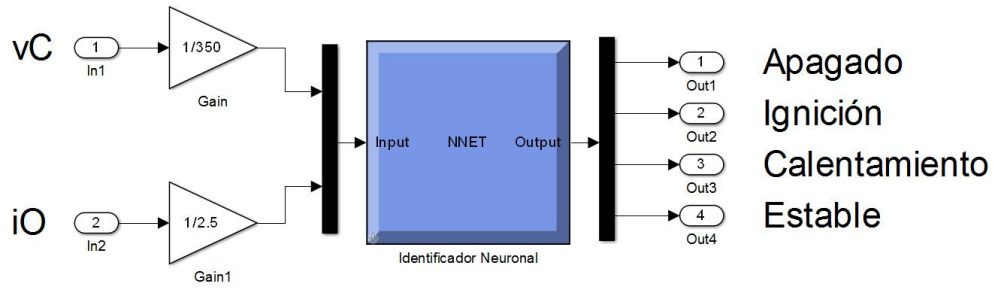


Figura 4.9: Identificador Neuronal

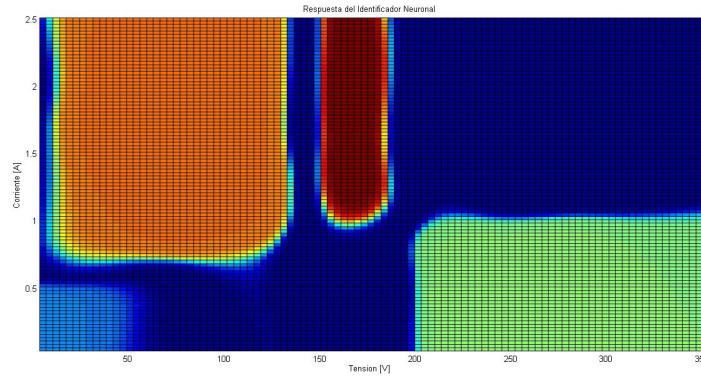


Figura 4.10: Respuesta del Identificador Neuronal

del identificador de estado).

La variable manipulada del compensador neuronal, es una variación de la corriente en la inductancia “ $\Delta i_L$ ”, cuyo objetivo es anular perturbaciones provenientes de cambios en la tensión de entrada “ $\Delta E$ ”.

A fin de demostrar matemáticamente la factibilidad de anular  $\Delta E$  realizando  $\Delta i_L$  se tomarán en cuenta las siguientes consideraciones de la lámpara y el convertidor, en el punto de operación y en un estado estable.

1. La impedancia de la lámpara es constante, puramente resistiva y cuyo valor es de  $Z = R = 120\Omega$ .

2. La tensión de entrada es igual a una tensión constante más una variación:

$$E = \bar{E} + \Delta E$$

3. La corriente en la inductancia es igual a una constante más una variación:

$$i_L = I_L + \Delta i_L$$

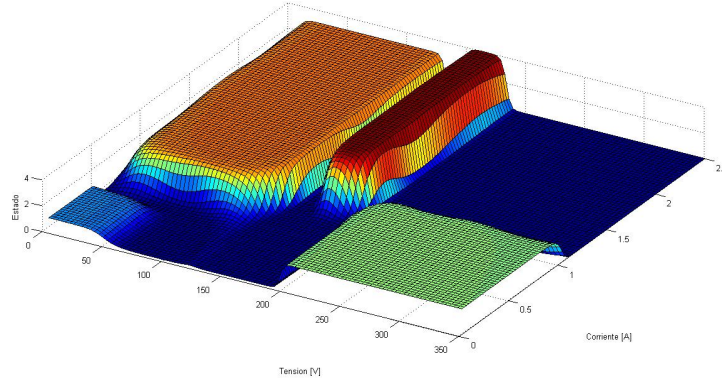


Figura 4.11: Respuesta del Identificador Neuronal

Estado	$I_{ref}$
Apagado	0A
Ignición	1,5A
Calentamiento	rampa 1,5 – 3A
Estable	3A + u

Cuadro 4.1: Acción de control en función de los estados identificados

4. La media de la tensión de entrada y de salida son aproximadamente iguales

$$\bar{E} \cong v_C.$$

5.  $\bar{E} = 170V$ .

6.  $I_L = 3A$ .

Tomando en cuenta estas consideraciones, la ecuación que rige al convertidor queda definida como:

$$\begin{aligned}
 v_C^2 + v_C (\bar{E} + \Delta E) - R(I_L + \Delta i_L) \cdot (\bar{E} + \Delta E) &= 0 \\
 \Delta i_L &= \frac{v_C (v_C + \bar{E} + \Delta E)}{R(\bar{E} + \Delta E)} - I_L \\
 \Delta i_L &= \frac{v_C^2}{R} \cdot \frac{1}{\bar{E} + \Delta E} - \frac{R \cdot I_L - v_C}{R}
 \end{aligned}$$

Finalmente la variación de la corriente en la inductancia puede ser escrita como:

$$\Delta i_L = \frac{k_1}{k_2 + \Delta E} - k_3 \quad (4.3.1)$$

donde  $k_1, k_2, k_3$  son constantes.

En la ecuación 4.3.1, se demuestra matemáticamente que una perturbación proveniente de la tensión de entrada puede ser rechazada mediante una variación en corriente de la bobina del convertidor.

Por otra parte, si bien se podría utilizar la expresión 4.3.1, hay que considerar que la misma deriva de condiciones ideales de funcionamiento, por tanto no se toma en cuenta las pérdidas que presenta el sistema u otros componentes más complejos de modelar matemáticamente.

Por tales motivos se propuso la implementación de un compensador neuronal, el cual será entrenado con un conjunto de datos provenientes del sistema en estado estable, al que se ha aplicado perturbaciones en la tensión de entrada.

#### 4.3.1. Patrones de entrenamiento

Para entrenar correctamente al compensador neuronal, se llevó al sistema balastro-lámpara al punto de estado estable y una vez allí se aplicaron variaciones en la tensión de entrada en el rango de  $\pm 20V$ , manualmente se elevó la corriente en la bobina hasta regresar el sistema al punto de estado estable.

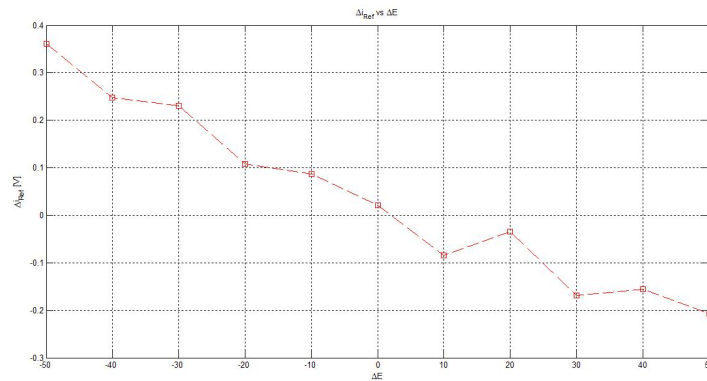


Figura 4.12: Patrones de entrenamiento del compensador neuronal

La relación entre la variación de corriente en la bobina y la variación de la tensión a la entrada se pueden observar en la Figura 4.12, con estos patrones se realizó el entrenamiento de la red.

### 4.3.2. Estructura de la Red Neuronal

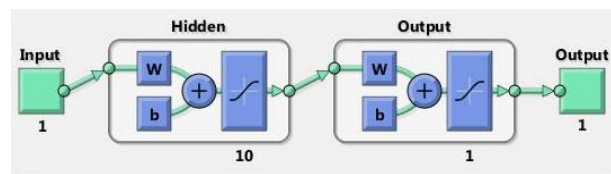


Figura 4.13: Estructura del compensador neuronal

A diferencia de la red de identificación, aquí no se utiliza el reconocimiento de patrones, sino el ajuste de curvas, para lo cual se seleccionaron 1 neurona en la capa de entrada, 10 neuronas en la capa oculta y 1 neurona en la capa de salida, como se aprecia en la Figura 4.13.

### 4.3.3. Validación del Compensador Neuronal

Para la validación del controlador neuronal, se realizó una simulación en simulink, como se muestra en la Figura 4.14, en la cual, tomando valores reales en la tensión entrada y observando la respuesta del controlador a la salida.

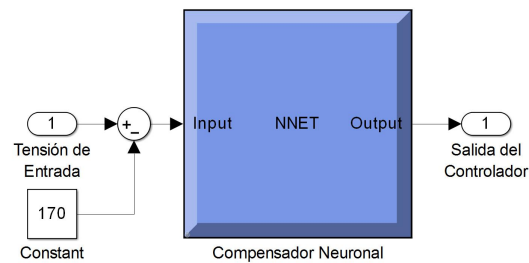


Figura 4.14: Diagrama del Compensador Neuronal

En la Figura 4.15, se aprecia que cuando existe una variación positiva en la tensión de entrada, el controlador neuronal responde con una variación negativa en la corriente de la inductancia a fin de compensar dicha variación en tensión.

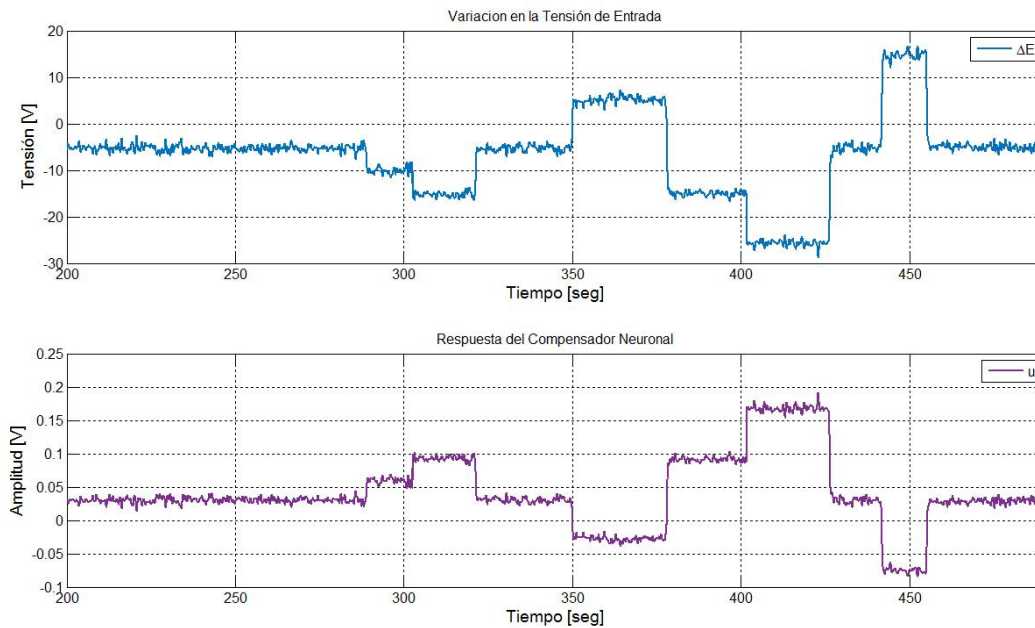


Figura 4.15: Respuesta del compensador neuronal.

## 4.4. Sistema de Seguridad

A pesar de que el sistema cuenta con dos redes neuronales para controlar los múltiples estados de la lámpara, ninguna de ellas está diseñada para rechazar situaciones extremas de funcionamiento, que podrían ocasionar daños al sistema como tal. Estos pueden ocurrir por diversos motivos, sin embargo se los puede clasificar en:

- Sobrecorriente en la inductancia del convertidor.
- Sobre tensión a la salida del convertidor.
- Tensión insuficiente a la entrada del convertidor.
- Transiciones erróneas del sistema balastro-lámpara.

### 4.4.1. Sobrecorriente en la Inductancia

Esta sobrecorriente se produce cuando la impedancia de la carga es muy baja (prácticamente cero), ocasionando que la tensión a la salida del convertidor se encuentre en valores cercanos a cero, con lo cual, los controladores en su esfuerzo por



aumentar la tensión podrían exigir una elevada corriente a la fuente. En el mejor de los casos, la sobrecorriente puede producir una saturación en los elementos que miden la corriente en la inductancia y por tanto provocar un funcionamiento errado del convertidor DC-DC.

Para evitar esto, se implementó un límite de corriente, cuya condición es apagarse si la corriente en la inductancia supera los  $3,5A$ . Cabe recalcar que el sistema se mantendrá apagado hasta que sea reseteado manualmente.

#### 4.4.2. Sobre Tensión a la Salida del Convertidor

A diferencia de la falla anterior, esta se produce cuando la impedancia de la carga es muy elevada (prácticamente infinito), con lo cual por más mínima que sea la corriente en la inductancia se producirá una tensión elevada a la salida, la misma que es capaz de causar la destrucción del capacitor del convertidor, quemar los transistores, e incluso puede llegar a ser peligroso para su manipulación si los capacitores permanecen cargados.

Al igual que en el caso anterior el sistema se desconecta cuando detecta una tensión superior a los  $375V$  y de igual manera se debe resetear manualmente para volver a su funcionamiento normal.

#### 4.4.3. Tensión Insuficiente a la Entrada del Convertidor

Cuando la tensión a la entrada disminuye, el controlador neuronal trata de compensarlo exigiendo más corriente en la inductancia, causando los mismos problemas que una sobrecorriente. Sin embargo a diferencia de las fallas anteriores aquí no es necesario reiniciar el sistema para que funcione normalmente, ya que solo se apaga cuando la tensión es insuficiente y se reanuda cuando se encuentre en límites aceptables.

El sistema se inhabilita cuando la tensión es menor a  $140V$ .

#### 4.4.4. Transiciones Erróneas del Sistema Balastro-Lámpara

Es la falla más difícil de detectar, ya que se produce cuando la lámpara se encuentra en el estado estable o en el estado de calentamiento y por acción de una perturbación, ya sea externa o interna, la lámpara se apaga repentinamente, ocasionando que la tensión a la salida del convertidor se eleve en exceso, debido a la corriente de referencia en la bobina. Cuando esto ocurre, el identificador de estados determina que la lámpara se encuentra en el estado de ignición, pero no puede pasar de ese estado, ya que al estar caliente la lámpara se requiere mayor tensión para romper el dieléctrico.

Como medida para reconocer estas fallas se optó por implementar una máquina de estados.

##### 4.4.4.1. Diseño de la Máquina de Estados



Figura 4.16: Ciclo de estados del sistema Balastro-lámpara.

Para el diseño de la máquina de estados se ha seguido el ciclo de trabajo ilustrado en la Figura 4.16, teniendo como resultado la máquina de estados descrita en la Figura 4.17. La máquina de estados implementada tiene la misma salida que la red neuronal de identificación, con la diferencia que cuando ocurre un cambio erróneo de estado, su salida proporciona un estado de error, provocando que el sistema quede inhabilitado, hasta que sea reinicie.

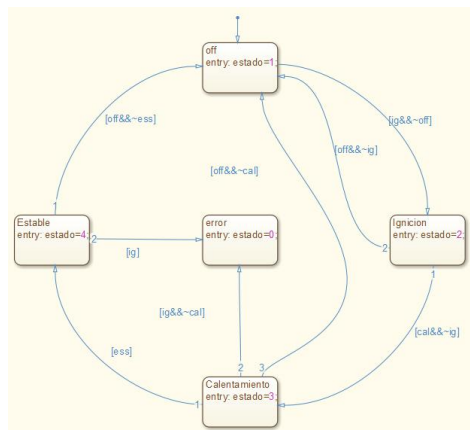


Figura 4.17: Máquina de Estados para detectar errores

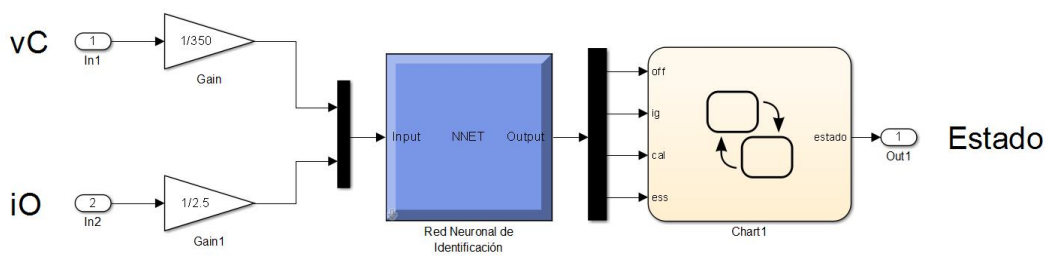


Figura 4.18: Conexión de la Red de Identificación y la máquina de estados

# Capítulo 5

## PRUEBAS Y RESULTADOS

En el presente apartado se muestra el funcionamiento del sistema Balastro-Lámpara ante diversas situaciones, a fin de evidenciar si existe o no mejora del mismo mediante el uso de los controladores anteriormente descritos.

### 5.1. Identificador de Estados

Con el objetivo de asegurar que el identificador de estados proporcione una estimación fiable, se realizó una prueba en la cual, se controla manualmente la corriente en la inductancia para que alcance todos los estados y se observa la evolución del identificador.

Para la prueba, la tensión de entrada  $E$ , se mantiene en un valor estable de  $170V$ .

La respuesta del Identificador Neuronal de Estados, como se puede apreciar en la Figura 5.1, discierne entre los estados de Apagado, Ignición y Calentamiento de manera óptima, sin embargo el Estado Estable presenta problemas ya que se encuentra muy cerca del estado de Calentamiento, razón por la cual se demora más tiempo en estar seguro de que se ha alcanzado el estado estable.

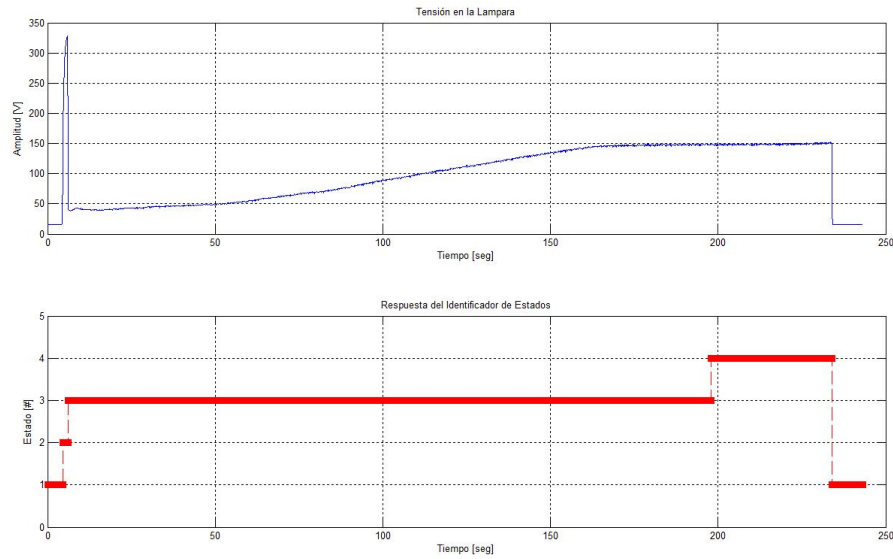


Figura 5.1: Identificación de Estados del sistema.

## 5.2. Acción de Control Principal

La acción de control principal es aquella que es dependiente netamente de los estados en que se encuentre la lámpara, con el fin de llegar a la potencia máxima requerida.

Igual que en la prueba anterior, la tensión de entrada  $E$  de  $170V$ .

En la Figura 5.2, se muestra que la acción de control principal permite que la lámpara llegue a su máxima potencia, también se puede observar como actúa el controlador deslizante, ya que la corriente en la inductancia  $i_L$  posee la misma forma que la acción de control.

Por otro lado conforme la lámpara se calienta su impedancia sube, lo que ocasiona que la tensión a la salida se eleve y la corriente disminuya.

Si bien se producen discontinuidades en los parámetros del sistema, esto se debe a la evaporación de elementos presentes en la lámpara, producto del calentamiento. Esto no ocurre en un estado estable.

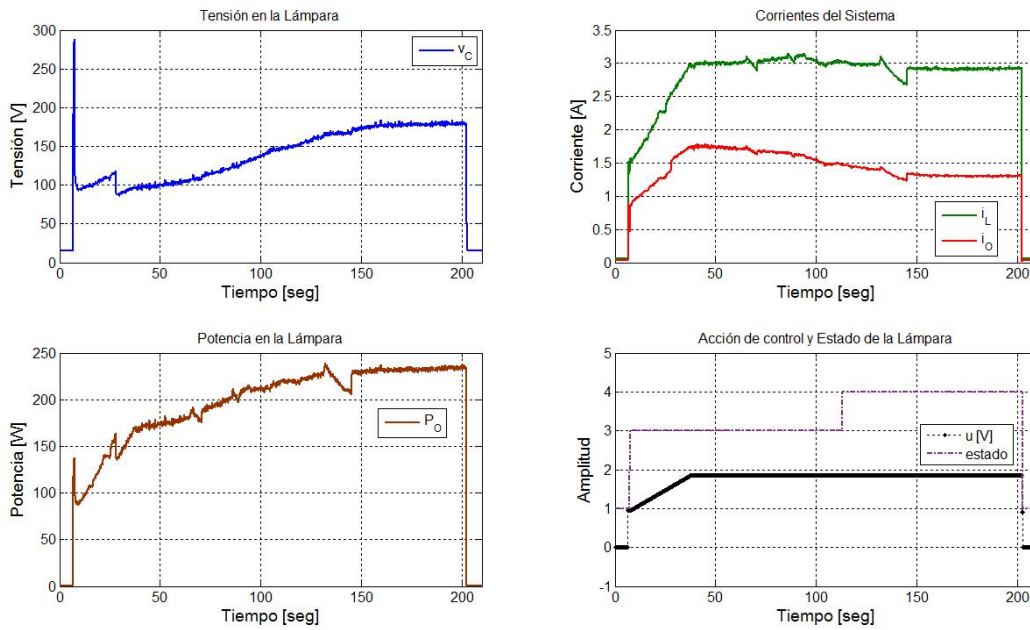


Figura 5.2: Efecto del controlador Principal en el sistema Balastro-Lámpara

### 5.3. Rechazo de Perturbaciones Sin Compensador Neuronal

Se realiza una prueba similar a la anterior, con la diferencia que cuando el sistema alcance su estabilidad, se aplica una serie de perturbaciones en forma de variación en la tensión de entrada  $\Delta E$  a fin de observar su comportamiento.

Estas variaciones se encuentran en el rango desde  $-20V$  hasta los  $+20V$ , obteniéndose los resultados mostrados en la Figura 5.3

Si bien la tensión a la salida del convertidor no parece tener un cambio relativamente notorio, si lo tiene en la corriente y potencia de la lámpara. Este fenómeno se observa en la gráfica de la corriente en la inductancia, que cambia en función de la tensión de entrada.

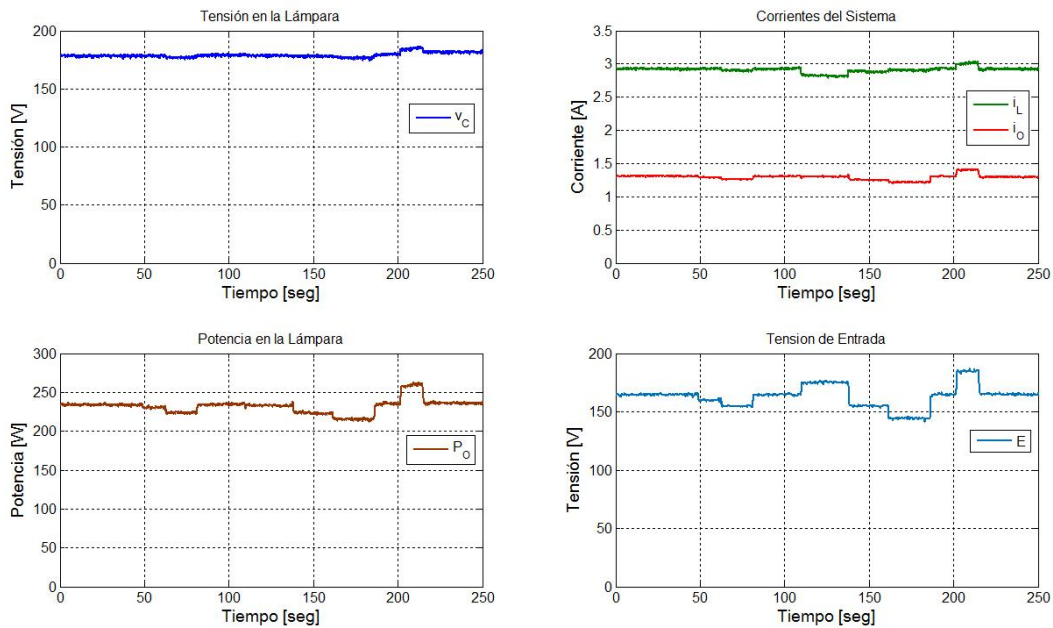


Figura 5.3: Respuesta del sistema Balastro-Lámpara ante cambios en la tensión de entrada.

## 5.4. Rechazo de Perturbaciones Mediante el Compensador Neuronal

Con diferencia a la prueba anterior, en la Figura 5.4, el controlador detecta las variaciones en tensión de entrada y en función de estas genera una acción de control, la cual aumenta o disminuye la corriente en la inductancia a fin de mantener estable la potencia entregada a la lámpara y por consiguiente también la corriente y tensión de la misma.

En la Figura 5.5, se muestra la evolución completa del sistema Balastro-Lámpara, el mismo que demuestra que mediante las dos redes neuronales se controla las múltiples espigas que sufre el sistema de manera automática.

## 5.5. Pruebas con Varias Lámparas

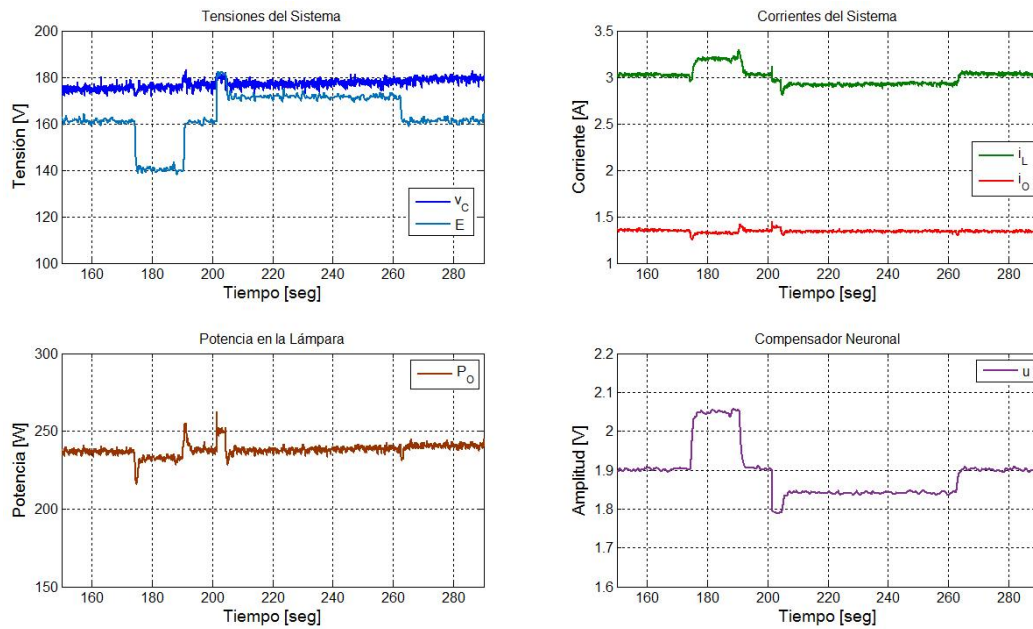


Figura 5.4: Rechazo de perturbaciones mediante el Compensador Neuronal.

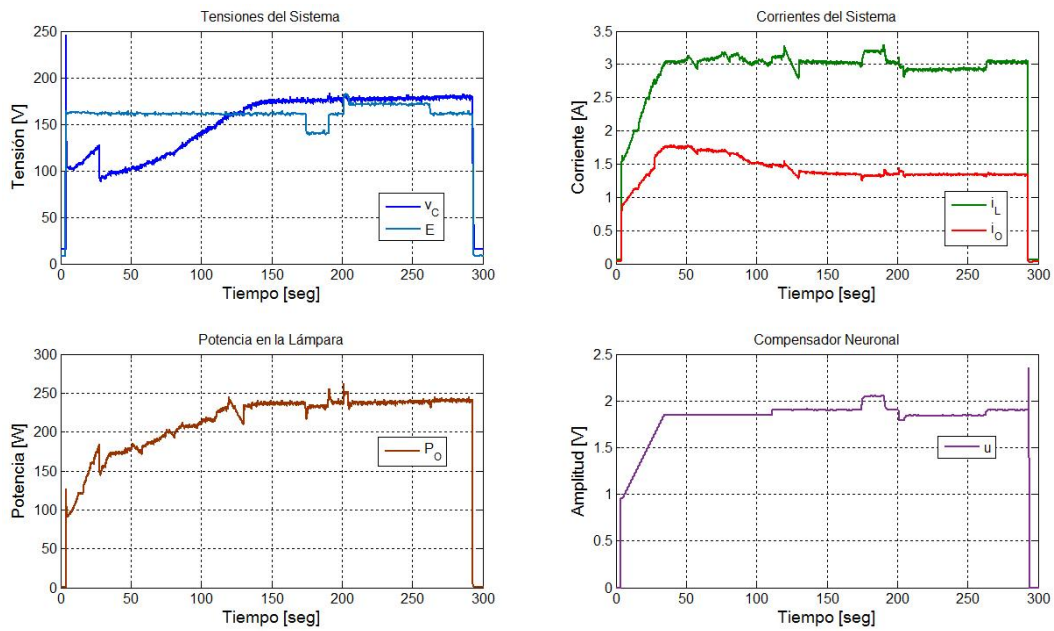


Figura 5.5: Sistema Balastro-Lámpara con Compensador Neuronal



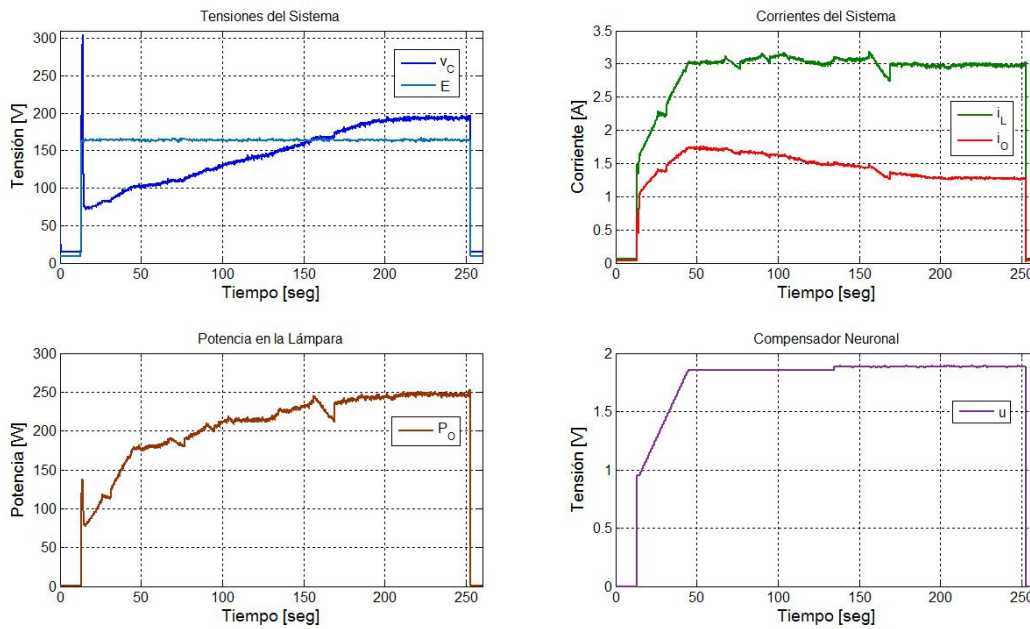


Figura 5.6: Prueba de controladores con una segunda Lámpara.

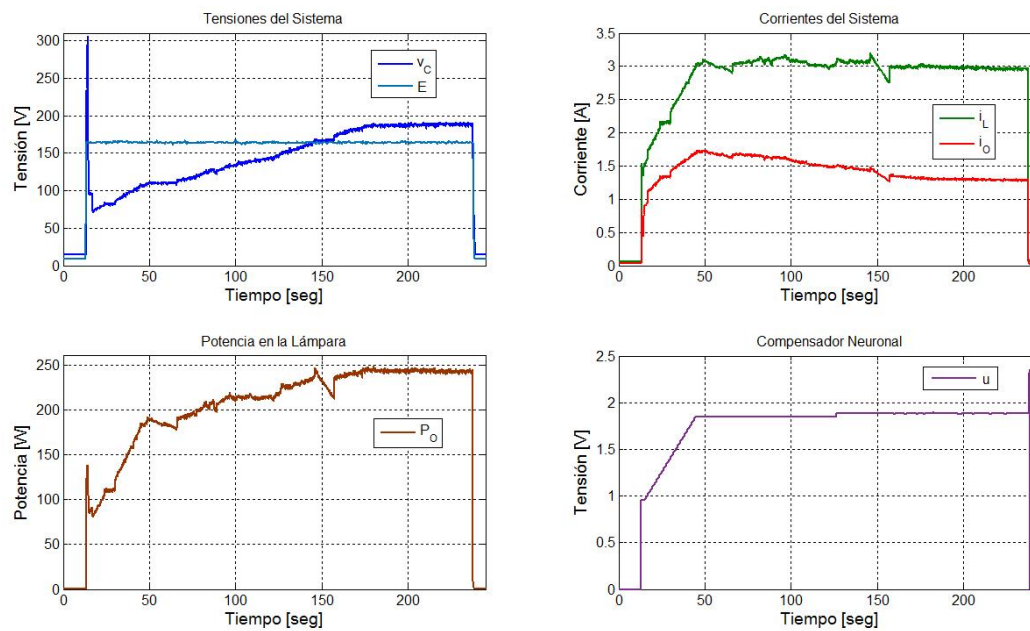


Figura 5.7: Prueba de controladores con una tercera Lámpara.

# Capítulo 6

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

### 6.1. Conclusiones

- El balastro electrónico debe garantizar un correcto funcionamiento de la lámpara HID-MH durante cada etapa del encendido, por ende proporcionar una tensión superior a los  $330Vac$  para superar la etapa de ignición, entregar una corriente de aproximadamente  $2A$  durante la fase de calentamiento, oscilar a una frecuencia de  $33kHz$  y mantener un potencia de  $250W$  rechazando perturbaciones en un estado estable.
- El control por modo deslizante es adecuado para el manejo de sistemas de estructura variables como es el caso de convertidor Buck-Boost, debido a su robustez y rapidez de corrección.
- El controlador por modo deslizante digital (CMD-D) posee una gran robustez ante el ruido presente en el sistema, sin embargo conmuta a una frecuencia relativamente baja y requiere la total atención del microcontrolador.
- El controlador por modo deslizante analógico (CMD-A) conmuta a una frecuencia elevada, no requiere el uso de un microcontrolador y es sencillo de

implementar. Pero es más sensible al ruido, lo que no hace viable su utilización.

- Tomando en cuenta las ventajas y desventajas de los controladores por modo deslizante digital y analógico se propuso una nueva configuración que engloba las ventajas de ambos controladores. Esta configuración se denominó controlador por modo deslizante híbrido (CMD-H).
- El CMD-H posee una frecuencia de conmutación intermedia entre el CMD-D y el CMD-A, lo que lo hace robusto ante el ruido consumiendo pocos recursos del microcontrolador.
- El CMD-H es de sencilla implementación, fácil manipulación y económico de ensamblar.
- La frecuencia de reloj del CMD-H no debe ser muy elevada ya que se pierde robustez ante el ruido y no puede ser muy baja por que aumenta el rizado de la corriente en la bobina.
- Para un correcto encendido de la lámpara HID-MH es necesario conocer en que fase se encuentra, lo que se logró a través de una red neuronal artificial entrenada para reconocer patrones y de esta manera identificar cada una de las fases.
- El identificador neuronal coloca la referencia de corriente al CMD-H pero no es capaz de rechazar variaciones en el sistema, por tal motivo se implementó un compensador neuronal.
- El compensador neuronal se encarga de rechazar perturbaciones en la tensión de entrada, generando una variación en la referencia de corriente del CMD-H.
- El compensador neuronal fue entrenado con datos del sistema balastro-lámpara en estado estable, al cual aplicaron perturbaciones en la tensión de entrada y se varió la referencia de corriente del CMD-H manualmente, hasta alcanzar nuevamente el punto de equilibrio.

- Si bien el identificador neuronal estima el estado actual del sistema balastro-lámpara, no es capaz de discernir si las transiciones de un estado a otro son correctas o erróneas, por tal motivo se implementó una máquina de estados, cuyo objetivo es proteger el sistema apagándolo cuando se detectó una transición incorrecta.
- Mediante la aplicación de las diferentes estrategias de control descritas anteriormente, el sistema balastro-lámpara es autónomo, ya que solo requiere de una tensión a la entrada de  $110Vac$ .
- Según las pruebas realizadas en el sistema balastro-lámpara controlado, se alcanzó una eficiencia de  $85\%$ , una tensión de  $330Vdc$  en la fase de ignición, una corriente de calentamiento que va desde los  $1,8A$  al iniciar y  $1,3A$  al finalizar, la frecuencia del inversor se mantuvo en los  $33kHz$  y la potencia fluctúa entre  $240W$  y  $250W$ .
- El aumento paulatino de la corriente en la lámpara durante el proceso de calentamiento, ocasiona que el encendido se demore menos que al usar balastos convencionales, tomando alrededor de 2 a 3 minutos mientras que con los otros balastos toma alrededor de 4 a 5 minutos.

## 6.2. Recomendaciones

- Utilizar redes neuronales artificiales para la identificación y/o control de plantas altamente no lineales, por su capacidad de aprender sin necesidad de conocer un modelo matemático del sistema.
- Utilizar la topología híbrida para el control por modo deslizante de convertidores DC-DC.
- Para sensar corriente en el sistema se debe utilizar resistencias de senseo, ya que permite obtener el mayor ancho de banda posible.

- Para una adecuada activación de los transistores se puede utilizar las protecciones descritas en el capítulo de marco teórico.
- La utilización de filtros EMI y Snubbers ayudan a atenuar el ruido por conmutaciones.

# Bibliografía

- [1] Data sheet no. pd60147 rev.u. Technical report, International Rectifier, 2005.
- [2] Design and application guide of bootstrap circuit for high-voltage gate-drive ic. Technical report, FAIRCHILD, 2008.
- [3] J. Aguilar. *Convertidores DC/AC*. Universidad de Jaen, 2012.
- [4] D. Biel. *Control en modo deslizante aplicado a la generación de señal en convertidores conmutados DC/DC*. PhD thesis, Universitat Politècnica de Catalunya., 1999.
- [5] W. Chicaiza and C. Barrionuevo. *Control Adaptativo de una Lámpara HID-MH de 250W*. Universidad de las Fuerzas Armadas - ESPE, 2013.
- [6] R. Flores. Modelado dinámico de lámparas de alta intensidad de descarga. Master's thesis, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, 2007.
- [7] G. García. Compatibilidad electromagnética de balastos electrónicos. Master's thesis, Instituto Politécnico Nacional, 2008.
- [8] J. Gómez. *Estrategias de Control en Lámparas de Alta Presión para la Eliminación de Resonancia Acústica*. PhD thesis, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, 2004.
- [9] Indalux. Lámparas. In *Luminotecnia 2002*, 2002.
- [10] C. Jiménez. *Diodos Semiconductores de Potencia*. Tecnológico de Costa Rica, 2010.

- [11] A. López and M. Sánchez. *Estudio, Simulación e Implementación de Estructuras Power Gytrators, su Control y su Aplicación en Procesado de Energía*. Universitat Politècnica de Catalunya, 2012.
- [12] M. Moreno, A. Poznyak, and Yuliu W. *Control adaptable indirecto usando Redes Neuronales Artificiales*. Universidad de la Salle, 2001.
- [13] B. O'Donell, J. Sandoval, and F. Paukste. *Manual de Iluminación Eficiente*. UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL - ELI ARGENTINA, 2002.
- [14] E. Olmedo. *Diseño y Construcción de un Balastro Electrónico Alimentado con CD, para Encender una Lámpara de HID de 50W con Ignitor Interno*. Universidad Tecnológica de la Mixteca, 2006.
- [15] F. Ortiz. *Análisis y diseño de redes neuronales CMAC para la identificación y control de sistemas no lineales*. PhD thesis, Centro de Investigación y Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional, 2008.
- [16] A. Pernía. *Protección Eléctrica de Semiconductores*. Iniversidad de Oviedo, 1999.
- [17] B. Regalado and N. Villacís. *Diseño e Implementación de un control Fuzzy para un balastro electrónico de una lámpa HID - MH*. Universidad de las Fuerzas Armadas - ESPE, 2014.

# ANEXO A

## PROGRAMACIÓN EN SIMULINK



# ANEXO B

## DIAGRAMAS DE LOS CIRCUITOS

# ANEXO C

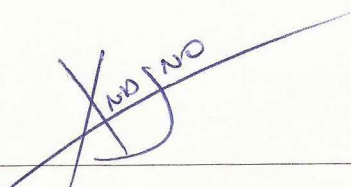
## HOJAS TÉCNICAS


## ACTA DE ENTREGA

El proyecto de grado denominado *"Implementación de un controlador neuronal para un balastro electrónico compatible con lámparas HID - MH de 250W"*, fue entregado al Departamento de Eléctrica y Electrónica y reposa en la Universidad de las Fuerzas Armadas - ESPE, desde:

Sangolquí, Julio del 2015.

ELABORADO POR:

  
\_\_\_\_\_  
Josué Adrian Andino Bustamante  
172504850-6

  
\_\_\_\_\_  
Alexis Ademar Velasteguí Sigcha  
171817644-7

AUTORIDAD:

  
\_\_\_\_\_  
Ing. Luis Orozco M.Sc.

DIRECTOR DE LA CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA,  
AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL

