



ESPE
UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

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

**TRABAJO DE TITULACIÓN, PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL
TÍTULO DE INGENIERÍA**

**TEMA: DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONVERTIDOR
REDUCTOR CD/CD GOBERNADO CON DIFERENTES
ESTRATEGIAS DE CONTROL, PARA EL ANÁLISIS
COMPARATIVO DE DESEMPEÑO.**

AUTORES: CEVALLOS ESPINOZA, CRISTHIAN MIGUEL

ROJAS QUISHPE, DARWIN JAVIER

DIRECTOR: ING. AYALA TACO, JAIME PAÚL PhD.

SANGOLQUÍ

2018



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

CERTIFICACIÓN

Certifico que el trabajo de titulación, "DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONVERTIDOR REDUCTOR CD/CD GOBERNADO CON DIFERENTES ESTRATEGIAS DE CONTROL, PARA EL ANÁLISIS COMPARATIVO DE DESEMPEÑO" fue realizado por los señores **CRISTHIAN MIGUEL CEVALLOS ESPINOZA** y **DARWIN JAVIER ROJAS QUISHPE**, el mismo que ha sido revisado en su totalidad, analizado por la herramienta de verificación de similitud de contenido; por lo tanto cumple con los requisitos teóricos, científicos, técnicos, metodológicos y legales establecidos por la Universidad de Fuerzas Armadas ESPE, razón por la cual me permito acreditar y autorizar para que lo sustente públicamente.

Sangolquí, Febrero del 2018



ING. PAÚL AYALA, PhD

C. C: 1709434243



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

AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD

Nosotros, **CRISTHIAN MIGUEL CEVALLOS ESPINOZA** y **DARWIN JAVIER ROJAS QUISHPE** declaramos que el contenido, ideas y criterios del trabajo de titulación: **"DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONVERTIDOR REDUCTOR CD/CD GOBERNADO CON DIFERENTES ESTRATEGIAS DE CONTROL, PARA EL ANÁLISIS COMPARATIVO DE DESEMPEÑO"** es de nuestra autoría y responsabilidad, cumpliendo con los requisitos teóricos, científicos, técnicos, metodológicos y legales establecidos por la Universidad de Fuerzas Armadas ESPE, respetando los derechos intelectuales de terceros y referenciando las citas bibliográficas.

Consecuentemente el contenido de la investigación mencionada es veraz.

Sangolquí, Febrero del 2018

Cristhian Miguel Cevallos Espinoza

C.I 1719665919

Darwin Javier Rojas Quishpe

C.I 1104120959



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA,
AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL

AUTORIZACIÓN

Nosotros, CRITHIAN MIGUEL CEVALLOS ESPINOZA y DARWIN JAVIER ROJAS QUISHPE autorizo a la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE publicar el trabajo de titulación: "DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONVERTIDOR REDUCTOR CD/CD GOBERNADO CON DIFERENTES ESTRATEGIAS DE CONTROL, PARA EL ANÁLISIS COMPARATIVO DE DESEMPEÑO" en el Repositorio Institucional, cuyo contenido, ideas y criterios son de nuestra responsabilidad.

Sangolquí, Febrero del 2018

Cristhian Miguel Cevallos Espinoza

C.I 1719665919

Darwin Javier Rojas Quishpe

C.I 1104120959

DEDICATORIA

“Hay momentos en la vida que son especiales por sí solos. Compartirlos con las personas que quieres los convierte en momentos inolvidables”.

El presente trabajo dedico a mi madre, por demostrarme su inmenso cariño y estar siempre mi lado apoyándome en todo lo que haga con su apoyo todo es posible.

A mis hermanas Mayra y Gaby por apoyarme siempre y creer en mi y por haber vivido momentos tan bonitos junto a ustedes.

A mi familia en general por su apoyo incondicional y ser una gran fuente de inspiración.

A Stephany una gran compañera que está a mi lado en cada momento animándome y buscando siempre la felicidad para los dos.

Por último, a todas las personas que estuvieron a mi lado en todo momento de mi vida universitaria mis amigos, todo este tiempo fue lo mejor ya que ustedes estuvieron ahí.

Cristhian Miguel Cevallos Espinoza.

DEDICATORIA

A mis queridos padres, sin ellos nada de esto sería posible.

Darwin Javier Rojas Quishpe.

AGRADECIMIENTO

Agradezco a mi madre a mis hermanas y a mi familia en general con ustedes todo es posible y no permitieron que nunca que me rinda y siempre siga adelante.

Agradezco al todos los profesores que han sido parte de mi formación académica, especialmente al Ing Paul Ayala que nos ayude a concluir este proyecto.

Agradezco a mi compañero de tesis Darwin Rojas ya que fue un gran apoyo en toda mi carrera.

Y finalmente a todas las personas que han sido parte de mi en el transcurso de la universidad siempre estarán presente para mi.

Cristhian Miguel Cevallos Espinoza.

AGRADECIMIENTO

A todos mis seres queridos,pero principalmente a mi familia.

A mis aciertos pero principalmente a los errores que he cometido y los que estoy por cometer.

Darwin Javier Rojas Quishpe.

Índice general

Certificación	i
Autoría de Responsabilidad	ii
Autorización	iii
Dedicatoria	iv
Agradecimiento	vi
Índice de Tablas	xi
Índice de Figuras	xiv
Resumen	xvii
Abstract	xviii
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Antecedentes	1
1.2. Objetivos	3
1.2.1. Objetivo general	3
1.2.2. Objetivos específicos	4

1.3.	Alcance del proyecto de fin de carrera	4
1.4.	Justificación e Importancia	5
1.5.	Organización del documento	7
2.	ESTADO DEL ARTE	9
2.1.	Conceptos Generales	9
2.1.1.	Convertidores estáticos de energía	9
2.1.2.	Clasificación de los convertidores estáticos de energía	10
2.1.3.	Sistemas no Lineales	10
2.1.4.	Sistemas de control	11
2.2.	Convertidores Estáticos CD-CD	12
2.2.1.	Tipos de convertidores CD-CD	14
2.3.	Estrategias de Control Avanzado.	16
2.3.1.	Control predictivo	17
2.3.2.	Control Adaptativo figura	18
2.4.	Control PID	19
2.5.	Control <i>Fuzzy</i>	22
2.6.	Control por Modo Deslizante	25
3.	DISEÑO DE CONVERTIDOR Y DE CONTROLADORES	28
3.1.	Convertidor CD/CD	28
3.1.1.	Diseño del convertidor estático reductor	28
3.1.2.	Simulación, prueba y sintonización del convertidor	39
3.2.	Control PID	40
3.2.1.	Diseño de Control PID	41

	x
3.2.2. Simulación y prueba del controlador PID con el convertidor	56
3.3. Control <i>Fuzzy</i>	57
3.3.1. Diseño de control <i>fuzzy</i>	57
3.3.2. Simulación y prueba del controlador <i>fuzzy</i> con el convertidor	67
3.4. Control en modo deslizante	68
3.4.1. Diseño de control en modo Deslizante	68
3.4.2. Simulación y prueba del controlador en modo deslizante con el convertidor	81
4. ANÁLISIS DE DESEMPEÑO DE CONTROLADORES	84
4.1. Variables de decisión	85
4.1.1. Control PID	90
4.1.2. Control <i>fuzzy</i>	93
4.1.3. Control en modo deslizante	95
4.2. Matriz de decisión	98
4.3. Análisis de resultados	99
CONCLUSIONES	102
REFERENCIAS	105
ANEXOS	A.1
Anexo A. Simulación e implementación del convertidor reductor	A.1
Anexo B. Código del control PID.	B.4
Anexo C. Código del control <i>fuzzy</i>.	C.6

Anexo D. Código del control en modo deslizante.

D.2

Índice de tablas

Tabla 1:	<i>Parámetros de diseño.....</i>	37
Tabla 2:	<i>Parámetros encontrados</i>	39
Tabla 3:	<i>Reacción del ciclo de trabajo respecto al error</i>	66
Tabla 4:	<i>Medidas del convertidor con control PID</i>	91
Tabla 5:	<i>Eficiencia energética del convertidor por control PID</i>	91
Tabla 6:	<i>Desempeño del controlador por control PID</i>	92
Tabla 7:	<i>Perturbaciones de entrada del control PID</i>	92
Tabla 8:	<i>Perturbaciones de salida del control PID</i>	93
Tabla 9:	<i>Medidas del convertidor con control fuzzy</i>	93
Tabla 10:	<i>Eficiencia energética de convertidor del control fuzzy</i>	94
Tabla 11:	<i>Desempeño del controlador por control fuzzy</i>	94
Tabla 12:	<i>Perturbaciones de entrada del control fuzzy</i>	95
Tabla 13:	<i>Perturbaciones de salida del control fuzzy</i>	95
Tabla 14:	<i>Medidas del convertidor con control en modo deslizante</i>	96
Tabla 15:	<i>Eficiencia energética de convertidor en modo deslizante</i>	96
Tabla 16:	<i>Desempeño del controlador en modo deslizante</i>	97
Tabla 17:	<i>Perturbaciones de la entrada del control en modo deslizante.....</i>	98

Tabla 18:	<i>Perturbaciones de la salida del control en modo deslizante</i>	98
Tabla 19:	<i>Matriz de decisión de la estrategia de control.....</i>	99

Índice de figuras

Figura 1:	<i>Tipos de conversores de energía</i>	10
Figura 2:	<i>Sistemas no lineales</i>	11
Figura 3:	<i>Convertidor estático CD-CD</i>	13
Figura 4:	<i>Convertidor reductor (Buck)</i>	14
Figura 5:	<i>Convertidor elevador (Boost)</i>	15
Figura 6:	<i>Convertidor elevador reductor (Buck Boost)</i>	16
Figura 7:	<i>Control predictivo</i>	18
Figura 8:	<i>Control Adaptativo</i>	19
Figura 9:	<i>Esquema de Bloques Control para motores de inducción</i>	21
Figura 10:	<i>Diseño del convertidor reductor CD/CD tipo buck</i>	29
Figura 11:	<i>Modo de conducción del convertidor</i>	29
Figura 12:	<i>Estados del convertidor</i>	30
Figura 13:	<i>Estado de encendido (on)</i>	33
Figura 14:	<i>Estado apagado (off)</i>	34
Figura 15:	<i>Corriente en el capacitor</i>	36
Figura 16:	<i>Simulación del convertidor reductor en simulink</i>	40
Figura 17:	<i>Tensión del convertidor reductor sin control</i>	40

Figura 18: <i>Corriente del convertidor sin control</i>	41
Figura 19: <i>Convertidor reductor en ecuaciones de estado</i>	42
Figura 20: <i>Dinámica Equivalente del Sistema</i>	45
Figura 21: <i>Función de transferencia</i>	49
Figura 22: <i>Diagrama de bloques control PID</i>	51
Figura 23: <i>Control del convertidor</i>	55
Figura 24: <i>Diagrama de Bloques PID</i>	55
Figura 25: <i>Simulación del control PID</i>	56
Figura 26: <i>Control PID (Corriente)</i>	57
Figura 27: <i>Control fuzzy</i>	58
Figura 28: <i>Función triangular</i>	60
Figura 29: <i>Función trapezoidal</i>	60
Figura 30: <i>Entradas de control fuzzy</i>	61
Figura 31: <i>Salida de control fuzzy</i>	62
Figura 32: <i>Error extra grande negativo</i>	63
Figura 33: <i>Error grande negativo</i>	63
Figura 34: <i>Error pequeño negativo</i>	63
Figura 35: <i>Error cero</i>	64
Figura 36: <i>Error pequeño positivo</i>	64
Figura 37: <i>Error grande positivo</i>	65
Figura 38: <i>Error extra grande positivo</i>	65
Figura 39: <i>Centro de gravedad</i>	67
Figura 40: <i>Control fuzzy en simulink</i>	67

Figura 41: <i>Control fuzzy tensión</i>	68
Figura 42: <i>Control fuzzy corriente</i>	68
Figura 43: <i>Convertidor buck controlado por interruptor</i>	69
Figura 44: <i>Régimen deslizante sobre superficie deslizante</i>	71
Figura 45: <i>Interpretación Geométrica de la superficie de Lyapunov</i>	76
Figura 46: <i>Simulación de control deslizante en simulink</i>	81
Figura 47: <i>Control deslizante (Tensión)</i>	82
Figura 48: <i>Control deslizante (Corriente)</i>	83
Figura 49: <i>Simulación del convertidor reductor en proteus</i>	A.2
Figura 50: <i>Placa a implementarse convertidor reductor parte frontal</i>	A.3
Figura 51: <i>Placa a implementarse convertidor reductor parte posterior</i>	A.3

RESUMEN

En este trabajo se presenta el diseño e implementación de un convertidor reductor CD/CD, así como el diseño e implementación de tres estrategias de controlador: control PID, control fuzzy y control deslizante. En la primera etapa se realiza la implementación del convertidor reductor CD/CD, que cumple con los parámetros propuestos de diseño. En la segunda etapa se realiza el diseño y la implementación de las tres estrategias de control, Para finalmente realizar su comparación en base a variables de decisión establecidos previamente, los parámetros encontrados son analizados de manera detallada con el fin de realizar la matriz de decisión para determinar qué estrategia de controlador posee mejores características para el convertidor implementado.

Palabras clave:

- CONTROL PID.
- CONTROL FUZZY.
- CONTROL POR MODO DESLIZANTE.
- CONVERTIDOR ESTÁTICO.
- MATRIZ DE DECISIÓN.

ABSTRACT

This paper presents the design and implementation of a CD/CD reduction converter, as well as the design and implementation of three controller strategies: PID control, fuzzy control and sliding control. In the first stage, the implementation of the CD/CD reduction converter is carried out, which complies with the proposed design parameters. In the second stage, the design and implementation of the three control strategies is carried out. To finally make a comparison based on previously established decision variables, the parameters found are analyzed in detail in order to make the decision matrix for determine which controller strategy has better characteristics for the implemented converter.

Keywords:

- **PID CONTROL.**
- **FUZZY CONTROL.**
- **SLIDING MODE CONTROL.**
- **STATIC CONVERTER.**
- **DECISION MATRIX.**

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

1.1. Antecedentes

Cuando se hace referencia a “Control Avanzado” se quiere indicar la aplicación de estrategias de control automático que trascienden las que usualmente se aplican en control de procesos. Por lo general, ninguno de los algoritmos de control avanzado puede considerarse de “parámetros optimizados” sino que responden más bien a estrategias de “estructura optimizada”, ya que su estructura depende del sistema particular a controlar (J. Willis y Ming T, 1994). El desarrollo de este tipo de algoritmos, por lo general, implica una fuerte plataforma computacional y, por tanto, difícilmente puede pensarse en encontrar productos comerciales que los contenga. Por lo tanto, los controladores con estrategias de control avanzado no pueden “comprarse en el mercado”, sino que requieren ser configurados por un experto en control, quien deberá posteriormente capacitar al operador del proceso para hacer los ajustes que podrían requerirse durante la operación rutinaria del sistema que se controle (Goebel, 2003).

En los convertidores CD/CD el circuito de control regula la tensión o corriente de salida del convertidor. Para tal efecto se actúa sobre el ciclo de trabajo del interruptor al controlar su variación, por ejemplo, mediante modulación por ancho de pulso (PWM por sus siglas en inglés). Generalmente la estrategia de control consiste en comparar la tensión de referencia con la medición de esta. El error es procesado ya sea por un controlador proporcional integral (PI) clásico o un controlador de histéresis. La salida del controlador es la señal de referencia para una modulación PWM que determine el estado del interruptor controlado (Vela Rivera, 2013).

Los circuitos convertidores de potencia conmutados CD/CD se caracterizan por ser sistemas con comportamiento dinámico no lineal. Este aspecto sienta la inexistencia de un método estándar para controlar y modelar dichos sistemas. Es por ello que las propuestas de control convencionales están basadas en la aplicación de técnicas clásicas (o modernas) de realimentación lineal (o de estado), tras una fase previa de linealización en torno a un punto de equilibrio de las ecuaciones dinámicas no lineales que modelan el comportamiento del convertidor. Esta aproximación restringe considerablemente las capacidades dinámicas de aquellos sistemas conmutados de conversión de potencia (Alarcón Cot, 1999). La Electrónica de Potencia emplea aparatos electrónicos basados en interruptores hechos a partir de semiconductores capaces de conmutar de una forma controlada y sin ninguna parte móvil. Estos aparatos, que se encargan de transmitir potencia eléctrica, son los Convertidores Estáticos (Griño, 2014).

Los convertidores de potencia permiten controlar los flujos de potencia eléctrica y adaptar la forma en la que se presenta la tensión o la corriente para adecuarla a las necesidades de cada situación, y todo ello con el objetivo de minimizar las pérdidas

que se puedan ocasionar.

Si bien el interruptor es importante, este debe estar vigilado por un sistema de control que genere una señal para gobernar la activación y desactivación del interruptor. Dicho sistema debe ser capaz de controlar las variables de salida del convertidor estático, independientemente de las variaciones o perturbaciones generadas por el sistema y receptor de potencia (Sarmiento Rodriguez, 2001).

Un esquema de control aplicado a un convertidor CD/CD debe asegurar la estabilidad del sistema bajo condiciones arbitrarias de operación, con una respuesta idónea en términos de la reducción de la sensibilidad a variaciones en la carga, a cambios en la tensión de entrada e incluso a incertidumbres asociadas a sus parámetros de diseño. Además, proporciona una respuesta transitoria rápida (Maset Sancho, 2011).

Un aspecto importante a tomar en consideración para mejorar la eficiencia de los convertidores de CD/CD es la elección del método de control. Existen tres modos básicos en los convertidores CD/CD: modo de control por tensión, modo de control por corriente y modo de control por tensión *"feedforward"* (Vela Rivera, 2013).

1.2. Objetivos

1.2.1. Objetivo general

Diseñar e implementar tres tipos de controladores: PID, *Fuzzy* y modo deslizante para un convertidor reductor CD/CD, y establecer en base a variables de decisión, el mejor controlador para la aplicación.

1.2.2. Objetivos específicos

- Realizar un estudio comparativo del desempeño de las estrategias de control que se aplicará al convertidor reductor CD/CD.
- Diseñar e implementar un convertidor estático CD/CD que cumpla con una potencia de salida de $100W$.
- Identificar los parámetros correctos para el adecuado uso de cada estrategia de control a implementarse y recomendar uno de ellos como resultado de la investigación.

1.3. Alcance del proyecto de fin de carrera

En la literatura científica no se han encontrado trabajos o investigaciones orientados a determinar el desempeño de estos controladores en un convertidor reductor, el presente trabajo pretende desarrollar el diseño e implementación de un convertidor estático CD/CD tipo reductor a partir de requerimientos básicos propuestos: una tensión de entrada fija de $170V$, una tensión fija de salida de $48V$ y una potencia de salida de $100W$ aplicada a una carga resistiva.

Para el efecto se realizarán tareas como: estado de arte, simulación del convertidor reductor y los tres controladores por medio del software Matlab, modelamiento matemático de los tres controladores utilizando el método de linealización por punto de operación, posteriormente la implementación del convertidor CD/CD y los tres controladores en la tarjeta STM32F4 *Discovery*.

Se realizará el estudio de las técnicas de control y más específicamente la recolección de información para la comprensión y entendimiento del diseño e implementación del método de control por modo deslizante ya que esta técnica de control no se imparte en ninguna asignatura de la malla curricular de la carrera de Ingeniería en Electrónica, Automatización y Control.

Una vez implementados los tres controladores se realizará un estudio de la sincronización y el correcto funcionamiento del control en el convertidor CD/CD donde se observaran varios indicadores como: potencia de entrada, potencia de salida, distorsión de armónicos, desempeño de los controladores y su comportamiento ante perturbaciones externas e internas, consumo de energía, tiempo de ejecución en el microcontrolador, consumo computacional de los controladores, costo de desarrollo, complejidad de desarrollo y eficiencia energética. Además, se analizarán parámetros importantes como la potencia que consume, pérdidas de conducción, pérdidas de conmutación.

Para obtener valores significativos en el convertidor reductor se evaluará el desempeño de los controladores y su comportamiento ante perturbaciones, lo cual se podrá observar de mejor manera en tensión y potencias altas.

De esta manera se podrá decidir, en base a los indicadores antes mencionados y a los resultados obtenidos con cada estrategia de control, cuál es la estrategia de control más adecuada para el convertidor estático diseñado bajo los requisitos previamente impuestos.

1.4. Justificación e Importancia

La presente investigación pretende determinar el adecuado control de la tensión

eléctrica de salida en los convertidores reductores, para aprovechar las ventajas que dichos convertidores proporcionan.

En el convertidor reductor se aplicarán tres estrategias de control, las cuales serán comparadas. De esta manera se pretende tener un análisis detallado de qué controlador es mejor en aspectos como eficiencia energética (pérdidas de conmutación y conducción), costo del controlador, tiempo de implementación, entre otras.

En la actualidad los procesos industriales necesitan de gran exactitud, optimización de recursos, ahorro energético y conservación del medio ambiente y para ello existen muchos tipos de control, el más típico es el control proporcional integral derivativo (PID) el cual no registra una buena sintonización del control sobre la planta, debido a variaciones externas que no son consideradas en la función de transferencia. Es por eso que se propondrá una solución, la cual poseerá una sintonización adecuada para un tipo de convertidor reductor que cumpla con los parámetros adecuados.

Una estrategia de control a implementar será un control PID, el cual permitirá añadir estabilidad al sistema, robustez, así como una respuesta rápida (Silva y otros., 2003). La siguiente estrategia a utilizar será un control *fuzzy*, posee mejor rendimiento dinámico y menor error en estado estacionario (Bor-Ren y Chihchiang, 1993). La tercera estrategia de control a utilizar será un control por modo deslizante el cual volverá al sistema robusto (Sebastián y Sotelo, 2007). De esta manera al comparar las estrategias de control se elegirá la más adecuada para un convertidor estático diseñado bajo ciertos parámetros.

Para la implementación de las estrategias de control se utilizará una tarjeta de desarrollo STM32F4. Se escogió esta tarjeta por las características y aplicaciones de alto rendimiento que posee. En la tarjeta se introducirán las tres estrategias de

control, de esta manera se podrá realizar la respectiva comparación utilizando el mismo *hardware*.

1.5. Organización del documento

Este proyecto de investigación es presentado en tres capítulos, que se describen de forma resumida en esta sección, para proporcionar al lector una visión general del desarrollo de cada capítulo.

Capítulo 1

Se realiza una recopilación de información para el desarrollo de la investigación, se mencionan trabajos previos correspondientes al análisis de convertidores estáticos y su almacenamiento de energía, como también trabajos previos enfocados en estrategias de control clásicas y avanzadas, aplicadas a diferentes tipos de sistemas.

Capítulo 2

Se presenta un planteamiento para el desarrollo del convertidor reductor CD/CD, se analiza su funcionamiento básico y los elementos que lo componen, se realiza el diseño del convertidor que cumple con las condiciones requeridas, para proceder finalmente a su implementación.

Se propone el desarrollo de diferentes estrategias de control, el control clásico PID y los controles avanzados control *fuzzy* y control deslizante, cada controlador posee su propio planteamiento así se realiza el diseño y simulación de cada controlador para verificar su desempeño, y las características específicas que presenta cada control.

Capítulo 3

En este capítulo se presentan los resultados de las diferentes estrategias de control implementadas en el convertidor reductor CD/CD, además se realiza una comparación en base a ciertos parámetros y se analiza que controlador posee mejores características de desempeño en el sistema. Los resultados obtenidos se representan en una matriz de decisión de tal manera que se pueda escoger la estrategia más conveniente según las especificaciones deseadas, posteriormente se exponen las conclusiones y recomendaciones del proyecto de investigación.

Capítulo 2

ESTADO DEL ARTE

2.1. Conceptos Generales

2.1.1. Conversores estáticos de energía

Los conversores encargados de procesar la energía son sistemas que permiten transformar el flujo de energía eléctrica originaria de una fuente primaria o continua, utilizan parámetros de tensión y corriente específicos adecuadas para el sistema (López y otros., 2012). Los elementos que conforman los convertidores estáticos son los elementos reactivos y los interruptores estáticos que permiten la disminución de pérdidas y el acondicionamiento de energía, empleando elementos semiconductores responsables del almacenamiento y aislamiento de la carga.

La electrónica lineal permite cumplir la función de acondicionamiento de energía en los dispositivos semiconductores donde se producen grandes pérdidas por efecto Joule que son detectadas experimentalmente en el incremento de temperatura de los equipos (Tejada y Llamas, 2010).

2.1.2. Clasificación de los conversores estáticos de energía

De acuerdo a la fuente de energía, existen cuatro tipos de convertidores estáticos (Rashid, 2001) que son:

- Convertidores de corriente alterna a corriente alterna CA/CA.
- Convertidor de corriente alterna a corriente continua CA/CC conocidos también como Rectificador.
- Convertidor de corriente continua a corriente alterna CC/CA o conversor indirecto de frecuencia.
- Conversor de corriente continua a corriente continua CC/CC

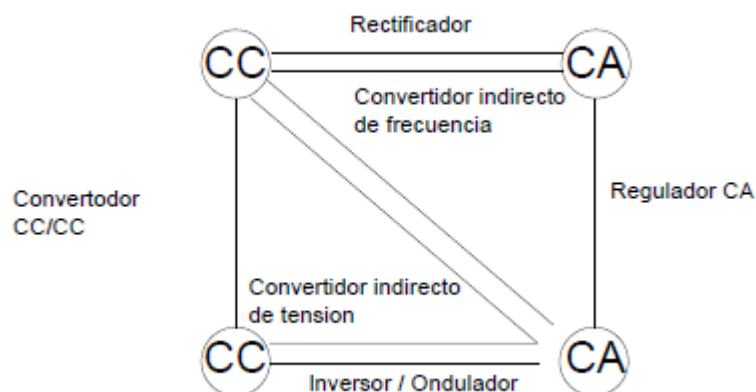


Figura 1: Tipos de conversores de energía

2.1.3. Sistemas no Lineales

Hoy en día, se han generado fenómenos no lineales tales como bifurcaciones, corrimiento de frecuencias, equilibrio múltiple, etc. Que en otras palabras, fenómenos que no se pueden describir mediante la dinámica de modelos lineales. Su uso y desarrollo

se remite a un sistema de pasivación o realimentación y estabilidad de entrada, estado, y procedimientos sistemáticos de diseño. Los sistemas no lineales se clasifican en sistemas no lineales estacionarios cuyas funciones dinámicas no dependen del tiempo como se indica en la figura 2, y los sistemas no lineales dinámicos que establecen funciones que dependen del tiempo (Salgado y otros., 2012).

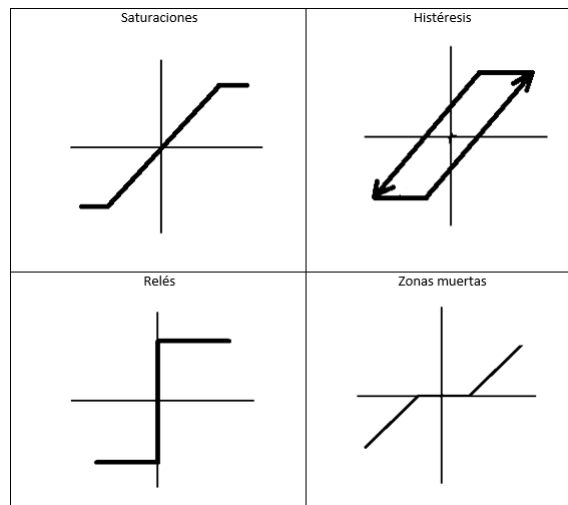


Figura 2: Sistemas no lineales
Fuente:(Duarte, 2000).

Los sistemas no lineales que representan a convertidores estáticos se pueden establecer mediante:

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (2.1)$$

Donde x representa las entradas del sistema, u representa un parámetro que cambia de estado y f representa la función vectorial no lineal.

2.1.4. Sistemas de control

Se define como la unión de elementos cuyas funciones son ordenar, administrar, regular y dirigir el comportamiento de uno o varios sistemas, con el fin de disminuir la

probabilidad de error en el proceso y los costos de operación, permitiendo incrementar la productividad (Rashid, 2001).

Los sistemas de control establecen una clasificación de acuerdo con su comportamiento y medición, estos son:

- Control
- Controlador
- Proceso

En la actualidad existen muchos sistemas de control para diferentes tipos de plantas. De acuerdo a su requerimiento se dividen en dos: sistemas de lazo abierto y sistemas de lazo cerrado, y se escoge el sistema en base a las necesidades y requisitos que mejor se acoplen a la planta.

En cada sistema de control se encontrarán diferentes tipos de criterios para el diseño óptimo de un controlador y estos son (Litrico y D Georges, 1999):

- Variables consideradas
- Métodos de diseño
- Estrategias de control
- Implementación en obra

2.2. Convertidores Estáticos CD-CD

Los convertidores estáticos permiten procesar y controlar el flujo de energía mediante la conmutación, estos circuitos se encargan de variar la fuente de tensión de entrada en una fuente de tensión diferente en la salida. En la figura 3 se presenta un

circuito básico de un convertidor CD-CD, el cual consta de tres elementos: una fuente de tensión DC para alimentar, un interruptor que permiten el paso de corriente y la carga del sistema.

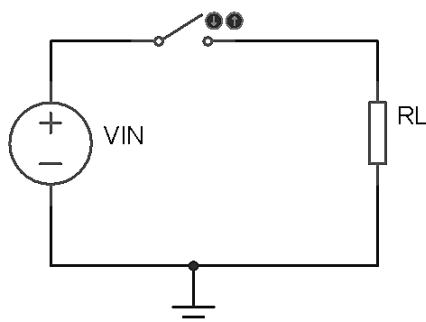


Figura 3: Convertidor estático CD-CD

En la electrónica de potencia, los convertidores CD-CD han ocupado un lugar importante en el estudio y desarrollo de la tecnología, cuyo impulso ha destacado aplicaciones orientadas a fuentes de poder, sistemas de potencia fotovoltaicos, pilas de combustibles, etapas de acondicionamientos, entre otros. El diseño estático consiste en un análisis de comportamiento de las variables de estado conformado por elementos almacenadores de energía como bobinas, capacitores, elementos de filtrado e interruptores electrónicos de potencia (D'Alessio y otros., 2014).

Los convertidores reductores CD-CD, también considerados como recortadores de picos o reguladores de conmutación, permiten el acondicionamiento de energía eléctrica que genera una tensión de salida regulada, en base a la magnitud de respuesta en frecuencia que depende del ciclo de trabajo. Los convertidores dividen su ciclo de trabajo en conmutación, filtro y acumulación de energía, este último determina el tiempo de liberación de energía hacia la carga del sistema (Electrónica, 1999).

Los convertidores representan un grupo de conmutadores en alta frecuencia que permiten obtener una tensión de salida continua controlada. Por un lado los conver-

tidores lineales representan estructuras que se utilizan en sistemas de alimentación de energía eléctrica que requieran consumos bajos o moderados y permiten obtener tensiones de salida variables a través en un divisor de tensión (De Battista, 2000).

Por otro lado los convertidores conmutados emplean elementos semiconductores que trabajan en el área de conmutación, es decir, corte y conducción. Las estructuras más destacadas son la reductora (*buck*), elevadora (*boost*) y reductora elevadora (*buck-boost*) las cuales permiten la regulación de potencia hacia la salida del convertidor. Estos elementos pueden ser un transistor, un tiristor o tiristor activado por compuerta (GTO) dependiendo de la característica a desarrollar (Ema, 2009).

2.2.1. Tipos de convertidores CD-CD

Convertidor *Buck*

Conocido como convertidor reductor, se encarga de entregar una tensión a su salida de magnitud menor en relación con la tensión de entrada. En la figura 4 se puede observar el esquema electrónico del convertidor reductor no invertido (Rivera y Flores, 2010).

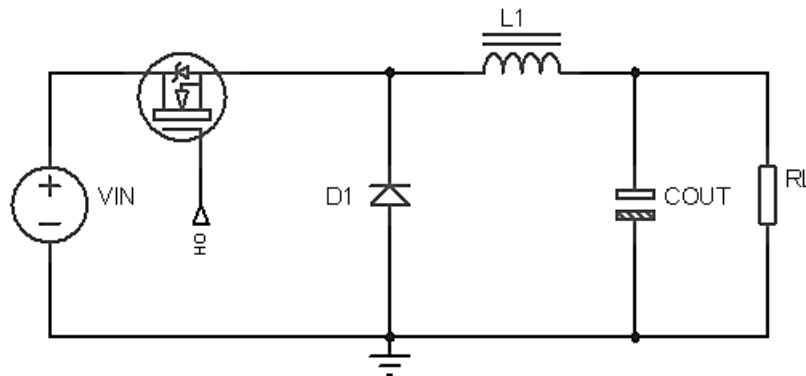


Figura 4: Convertidor reductor (*Buck*)

La frecuencia a la que conmuta el transistor es $\frac{1}{T_s}$ siendo T_s el periodo de la señal

de conmutación del sistema. De tal forma que para el análisis de un convertidor reductor se considera al transistor como un interruptor ideal (Tejada y Llamas, 2010), estableciendo de esta manera dos modos de operación que son:

Modo de conducción discontinua: La corriente que atraviesa el inductor se anula.

Modo de conducción continua: Cuando se mantiene una corriente mínima que atraviesa por el inductor sin anularse.

Convertidor *Boost*

El convertidor *Boost* también conocido como convertidor elevador, ya que su tensión de salida es mayor la tensión de entrada (Ogata, 2013). Se establece el esquema del convertidor como se muestra en la figura 5:

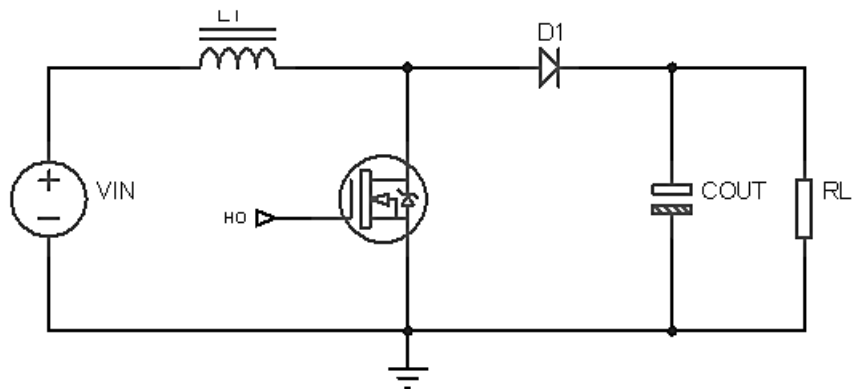


Figura 5: Convertidor elevador (*Boost*)

En el convertidor *Boost* la frecuencia a la que conmuta el transistor es $\frac{1}{T_s}$. El análisis de un convertidor *Boost* considera al transistor como un interruptor, que establece dos modos de operación que son:

Modo de conducción continua: La corriente que atraviesa el inductor fluye de manera continua sin que llegue a anularse.

Modo de conducción discontinua: La corriente entregada a la carga es muy alta

o el valor de inductancia es muy pequeño; La corriente que atraviesa el inductor se anula.

Convertidor *Buck Boost*

Este tipo de convertidor une las características tanto del convertidor *Buck* como del *Boost*, al elevar o reducir la tensión de salida en relación con la tensión de entrada con polaridad opuesta (Wu y otros., 2008). Se compone de dos subsistemas continuos no lineales cuya función es elevador y reductor de tensión a la salida. Su aplicación principal es en fuentes de energía DC cuya salida provee una polaridad negativa. En la figura 6 se presenta el circuito básico del convertidor *Buck Boost*.

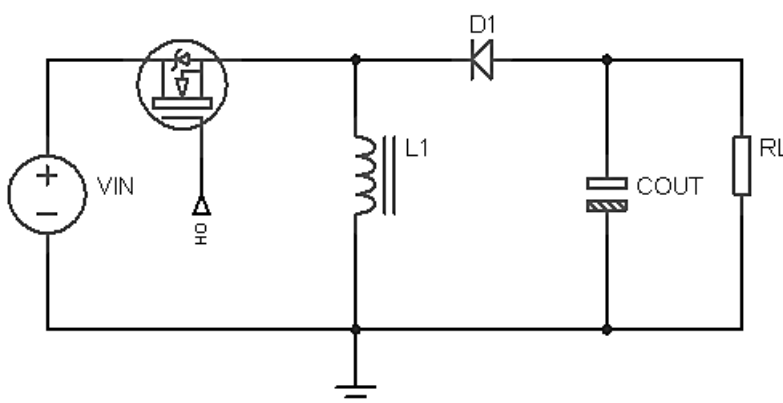


Figura 6: Convertidor elevador reductor (*Buck Boost*)

2.3. Estrategias de Control Avanzado.

Mediante el estudio de un control avanzado se pretende resolver diferentes tipos de procesos, estos pueden ser industriales así como convencionales, el control avanzado posee varias características y aspectos los cuales varían de acuerdo a que control y a que proceso se quiera aplicar y se debe tomar en cuenta al momento de implementarlos como son: los costos que requiera la implementación, la respuesta que

muestre el proceso, el comportamiento del sistema, pérdidas que muestre el proceso, aplicabilidad, seguridad. De esta forma el proceso será eficiente y óptimo.

Existen controladores clásicos como son el PID y existen los controladores de control avanzado como son:

- Control predictivo
- Control *fuzzy*
- Control adaptativo
- Control en modo deslizante
- Redes neuronales, entre otros

El estudio de control avanzado es una alternativa de control clásico y se encarga de resolver comportamientos dinámicos más complicados que el convencional. Este tipo de control avanzado fue creado e integrado por elementos de ingeniería de control, ingeniería de sistemas, ingeniería de procesos, inteligencia artificial e instrumentación. La unión de todas estas ingenierías permitió la aplicación de diferentes estrategias de control para mejorar las técnicas que se conocían en esa época y dar soluciones óptimas con mejoras de factores como: calidad de control en procesos difíciles de modelar, flexibilidad en la producción, procesos que requieran una mayor exigencia de control, aspectos económicos al tomar en cuenta el mejor el sistema de control a implementar (Chicaiza y Barrionuevo, 2013).

2.3.1. Control predictivo

El Modelo de Control Predictivo o MPC fue creado en base a varios algoritmos los cuales sirven para predecir el efecto de las acciones de control futuras en la salida, que servirá para minimizar el error en la misma. En la figura 7 se puede observar el

diagrama de bloques del control predictivo.

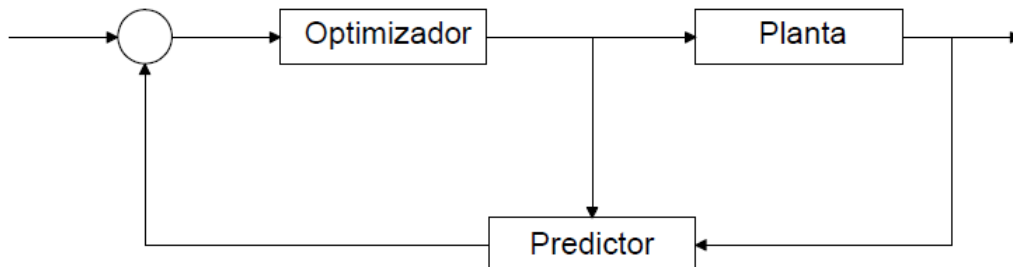


Figura 7: Control predictivo

El control predictivo adquirió prestigio en industrias de procesos químicos ya que su algoritmo es simple y también en procesos de robótica, aviónica y espacio ya que puede ser intuitivo y permite controlar velocidades críticas. Lo interesante de este controlador es que puede controlar sistemas multivariables, lo cual permite varias entradas y salidas (Ogata, 2013).

2.3.2. Control Adaptativo figura

El control adaptativo cambia el comportamiento de acuerdo con la nueva circunstancia en la que se encuentra el sistema. Como su término lo dice se adapta a nuevos eventos que va transcurriendo en el proceso (Guamán y otros., 2013). En la figura 8 se observa el diagrama de bloques de un control adaptativo con los parámetros necesarios.

Este sistema permite medir constantemente las propiedades de la planta y dispone de características importantes como son: mejora por medio de una adaptación en línea el rendimiento de la planta, permite adaptarse a un nuevo sistema con poca información y adapta su comportamiento ante perturbaciones en un mínimo tiempo.

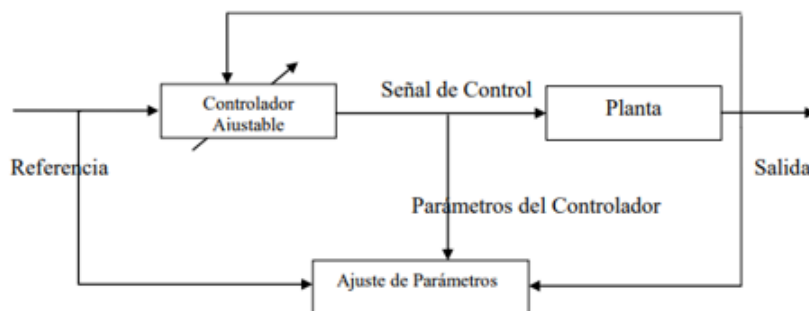


Figura 8: Control Adaptativo

2.4. Control PID

En la actualidad el control PID es usado, en su mayoría, en la industria y como un complemento para otros tipos de controladores más avanzados. También es muy utilizado de forma didáctica en la enseñanza. Es una forma de control muy conocido y utilizado por su robustez, por su sencillez al ser un control basado en una entrada y una salida (SISO). Su uso ha disminuido por su antigüedad y por la creación de estrategias de control más avanzadas (Smith y Corripio, 1991). Su mayor característica es su adaptabilidad, al disponer la capacidad de ser implementado de manera analógica al utilizar amplificadores operacionales o de forma digital mediante la implementación de su código de programación en cualquier micro procesador actual. Incluso existen versiones físicas de controladores PID neumáticos, mecánicos e hidráulicos (Ogata, 2013).

En (Blevins y Nixon, 2014) se propuso adaptar el funcionamiento normal de un control PID clásico al emplear la retroalimentación de forma inalámbrica, intentando mantener todos los beneficios, tratando de mejorar los problemas clásicos de las transmisiones inalámbricas. Para realizar todo esto se presenta un algoritmo llamado PIDplus que compensará las actualizaciones no periódicas de los valores de medición,

se colocará una retroalimentación positiva con un filtro de primer orden y un filtro Kalman o un control predictivo smith modificados para el tiempo muerto, de esta manera se mantiene el último valor medido hasta que exista un cambio en dicho valor, y el control se realiza de manera óptima al emplear equipos inalámbricos de medición.

En (Guzmán y otros., 2014) se propuso de manera didáctica el uso de una herramienta gráfica interactiva para obtener un mejor entendimiento del uso y el funcionamiento del control PID, para lo cual se emplearon varias formas de sintonizar el control PID. La herramienta interactiva es un archivo ejecutable, creado en la aplicación *sysquake*, que utiliza un lenguaje similar a matlab donde se ingresan los parámetros del procedimiento y también los parámetros necesarios para la sintonización de los controles PID, y de forma didáctica se pueden observar los parámetros de todos los controles PID, y gráficas que representa la respuesta al escalón de los controladores, y gráficas de *Nyquist*. El objetivo de esta herramienta es el uso didáctico para el estudio y entendimiento del comportamiento de cada forma de sintonización del control PID.

En (Gautam y Ha, 2013) se presenta un control PID para controlar la posición de un cuadrotor, la sintonización del control PID se realiza a través de un controlador *fuzzy* que presenta como señales de salida los parámetros del control. Para lograr la auto sintonización se utilizó el algoritmo del filtro extendido de Kalman que junto con la salida del control *fuzzy* determinan los parámetros del control PID. Para modelar la función de transferencia del cuadrotor se utilizó el método de Euler-Newton. Para el desplazamiento entre obstáculos se utilizó el algoritmo Dijkstra. Con respecto a un controlador PID común, la simulación realizada en Matlab presentó

una mejora significativa en el desplazamiento y el comportamiento ante la presencia de perturbaciones.

En (Baser y Altun, 2015) el método clásico de sintonización del control PID es el método Ziegler-Nichols y puede ser utilizado para el control de un motor de inducción, el control PID necesita el modelo matemático de los motores de inducción, para lo cual se utiliza el método control vectorial llamado control de campo orientado. Una vez obtenido el modelo matemático se diseñan 3 controladores conectados en cascada. Cada controlador fue diseñado a partir del método Ziegler-Nichols y las señales a controlar son las fases del motor y la velocidad de sincronización del mismo. Como se presenta en la figura 9 las fases 'abc' del sistema trifásico del motor se convierten a otro sistema de referencia, que se representa con valores constantes 'dq' a las variables senoidales en el dominio del tiempo, utilizando la Transformación de Park (Gonzalez-Longatt, 2004). Cada parámetro es controlado por reguladores PID colocados en paralelo y la velocidad del motor será controlado por un PID que será el control maestro y los otros dos controles serán los esclavos.

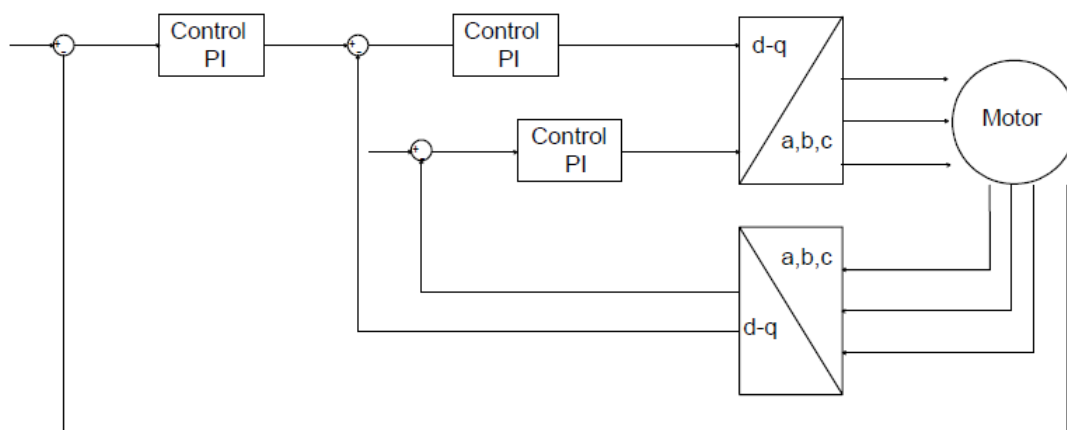


Figura 9: Esquema de Bloques Control para motores de inducción

En (Grimholt y Skogestad, 2016) se propuso agregar un integrador adicional a

la función de transferencia clásica del controlador, y se realiza la comparación de su rendimiento con un control PID diseñado a partir del método de sincronización SIMC (Modo de control Integral Simple). Este método propone un aumento de una única ganancia, que es un parámetro integral de ajuste que proporciona un equilibrio para los parámetros del PID. Para realizar la comparación de los dos controladores PID se crean indicadores cuantitativos de desempeño y de robustez a partir de la función de transferencia. Al analizar los resultados obtenidos de las simulaciones se puede observar la similitud que existe en sus rendimientos con respecto a estabilidad, desempeño en la señal de salida e inmunidad al ruido y dispone como ventaja la simplicidad de la sincronización SIMC con lo que se puede decir que este control es óptimo.

2.5. Control *Fuzzy*

Uno de los métodos de control avanzado que se ha popularizado en los últimos años es el control de lógica difusa. El uso de reglas lingüísticas y funciones lógicas simplifica la forma de diseñar el controlador, y permite realizar la estrategia de control a partir del conocimiento básico del funcionamiento de la planta. A diferencia de las estrategias de control clásicas, el control *fuzzy* no necesita un modelamiento matemático de la planta. El control *fuzzy* se puede utilizar en cascada junto con otra estrategia de control o de forma complementaria individual como única estrategia de control. El control *fuzzy* también puede ser diseñado igual que los controladores clásicos, al disponer controles *fuzzy* proporcionales, proporcionales derivativos, proporcionales integrativo o PID, llegando a optimizar el control según la mejor opción

que se decida (Passino y otros., 1997).

En (Pivonka, 2002) se realizaron estudios comparativos entre los métodos de control clásicos y el control *fuzzy* con sus derivaciones, en los que se plantea un análisis comparativo entre los diferentes tipos de controladores *fuzzy*. Se puede demostrar que la complejidad de diseño aumenta considerablemente, ya que se incrementa el número de parámetros a modificarse. El número de reglas se incrementa por el aumento de variables de entrada y en mayor medida el óptimo funcionamiento depende del rango de universos difusos. El control *fuzzy* PID tiene un mejor comportamiento en un universo no lineal.

En (Kumar Yadav, 2015) se diseñaron diversos métodos de controladores *fuzzy* creando diferentes algoritmos de defusificación. Se pueden utilizar para el control de posición de un motor CD, donde se realizará en Simulink un modelo de motor DC como planta y se aplican los métodos clásicos de control (PID y PD). Para realizar la comparación se usa un control *fuzzy* tipo PD, se pueden observar ciertas ventajas al momento de realizar el control *fuzzy*, ya que el diseño del control *fuzzy* se asemeja mucho más al pensamiento humano y al lenguaje natural, el control *fuzzy* es una estrategia de control lingüística. El control *fuzzy* está ligado a la interacción entre las funciones de pertenencias de entrada y salida, este control no es un método exacto ya que depende de las variaciones que se va realizado a las funciones de pertenencia para obtener los resultados deseados.

En (Gao y otros., 2015) parte de la premisa que en la actualidad es muy común el uso de cuadricópteros para implementar métodos de control, se puede realizar un control *fuzzy* donde se emplea un bucle de control anidado con un control PD clásico y un control *fuzzy* PD adaptativo, para lo cual se necesita realizar el modelamiento

del cuadricóptero, aprovechando así la estructura simple y el ajuste fácil del control PD y también la capacidad de ajuste adaptativo del control *fuzzy*. Para lo cual se toman los parámetros de salida del PD *fuzzy* para formar la entrada de la parte derivativa del control PD.

En (Saghafinia y otros., 2015) se expone que el control *fuzzy* puede ser utilizado de forma continua con métodos de control avanzados, este control puede ser usado para mejorar el comportamiento del control modo deslizante, de esta manera se observa el incremento de complejidad en el proceso de control, al utilizar un control maestro-esclavo para el motor de inducción. El control deslizante se encarga del control de velocidad del motor para que posteriormente el control *fuzzy* proporcional controle las oscilaciones generadas por la velocidad de conmutación del controlador maestro. El uso del controlador *fuzzy* disminuye en gran cantidad las oscilaciones de alta frecuencia o “*chattering*”, generado por el control en modo deslizante, evitando así la pérdida de precisión y el desgaste en las partes mecánicas móviles.

En (Pandey y otros., 2017) se muestra que el control *fuzzy* se puede utilizar de forma híbrida, al emplear varios métodos de sincronización en conjunto para realizar el control de un robot móvil, donde se observa un tipo de control híbrido entre dos diferentes controles *fuzzy* en cascada. La diferencia de los dos tipos de controles *fuzzy* radica en la forma de la base de las reglas, mientras el control *fuzzy* tipo Mamdani es el modelo clásico, y el tipo Takagi-Sugeno utiliza un algoritmo de defusificación muy deferente que permite calcular la acción de control instantánea en cada muestreo, mediante un proceso de optimización en línea. El control tipo Takagi-Sugeno es el que toma los valores de entrada de las distancias de los obstáculos y presenta como valores de salidas el ángulo de giro entre el obstáculo y el robot móvil, esos valores

ingresan al segundo control *fuzzy* tipo Mamdani que presenta como señales de salida el giro de los motores. Al analizar los resultados con relación a otros trabajos de esquivar obstáculos se puede observar una mejora en la velocidad y en la trayectoria.

2.6. Control por Modo Deslizante

El control por modo deslizante es un método de control por conmutación rápida de sistemas no lineales, que necesita una superficie matemática de desplazamiento y una serie de reglas que mantendrán a la señal de control dentro de la superficie de deslizamiento. Es un método de control muy rápido y robusto, pero tiene algunos inconvenientes como la presencia de oscilaciones en la señal de control, así como también en la señal de salida. Depende del efectivo diseño del control para encontrar una óptima señal de control, que intente disminuir al mínimo las oscilaciones. Para esto se toman en cuenta el uso de otras estrategias de control para complementar u otras estrategias de diseño del control (Sira-Ramirez y Luviano-Juárez, 2011).

En (Martinez-Salamero y otros., 2013) se muestra que el control deslizante se puede utilizar para mejorar el comportamiento de la planta lo que permite optimizar la energía utilizada y el tiempo de respuesta. Para ello se plantea controlar de un convertidor CD/CD reductor utilizando un control por modo deslizante por histéresis de la tensión de salida, se toman en cuenta dos estados por separado: la etapa de arranque y la etapa estable. Para enfocarse en la optimización de la etapa de arranque del convertidor, minimizando así la energía utilizada para colocarse en el punto de equilibrio de la señal de control. Para la realización del controlador primero se necesitó definir la superficie por la que se deslizará la señal para la conmutación a través del

punto de equilibrio, se modificará la superficie de conmutación en el caso de la etapa de arranque a partir de una combinación de la corriente de inducción y el error de la tensión del capacitor con respecto a sus respectivos puntos de equilibrio.

En (Goyal y Deolia, 2015) se expone que el control deslizante también puede ser utilizado en conjunto con otros métodos de control avanzados, se propone el diseño de un controlador de modo deslizante discreto basado en un control por red neuronal, según el método de Chebyshev que requiere menos tiempo de entrenamiento para lo cual se derivan nuevas leyes de actualización de peso para que este esquema sea adaptativo. Para representar el sistema de retardo no lineal se utilizará una función de transferencia. Se puede observar, en los resultados, que el enfoque de control del modo deslizante basado en la red neuronal garantiza la trayectoria del control al punto de equilibrio de la superficie de deslizamiento definida.

En (Cornieles, 2015) se manifiesta que el control en modo deslizante puede ser un método de estudio en las universidades y se los puede implementar de manera práctica en los laboratorios donde, un ejemplo puede ser realizar el diseño e implementación del control deslizante para un motor DC, se realizará la implementación del tacómetro para el monitoreo de la velocidad y el circuito de potencia necesario para la conmutación, con lo cual se realizará el movimiento del motor. Para el diseño del controlador se utilizan ecuaciones para realizar el modelo matemático del sistema y la superficie de deslizamiento junto con las leyes de control para obtener el punto de equilibrio por el cual se desplazará la señal de control. El método de control es realizado por medio de una PC con en el software LabView® donde se realiza la adquisición de datos por medio de *hardware*. En las pruebas realizadas se puede observar el funcionamiento correcto de la implementación tanto de la planta como

del controlador, el control actúa de forma rápida y no existe muchas pérdidas por oscilación.

En (Baldeón y otros., 2016) se realizó un análisis comparativo entre un método de control clásico muy utilizado como es el PID y un relativamente nuevo método de control avanzado de modo deslizante. Se realiza el control de despegue, aterrizaje y cambios en los 3 ángulos de un hexacóptero, para lo cual se obtiene el modelo matemático para la función de transferencia para los parámetros del control PID y de la misma forma se realiza el análisis matemático de la superficie de deslizamiento para el controlador. Los índices de comparación fueron: la respuesta ante perturbaciones externas en el proceso, los cambios de masa, que son máximo de 10 kg para observar la variación del sistema y su estabilidad, errores en el modelamiento que se realiza al variar los parámetros de los controles y los efectos producidos al introducir ruido. El control por modo deslizante presentó: un buen rendimiento en el seguimiento en la superficie de control, robustez a los errores de modelado, ser tolerante a señales de entrada ruidosas continuas y presentó un comportamiento de respuesta estable.

Capítulo 3

DISEÑO DE CONVERTIDOR Y DE CONTROLADORES

En el presente capítulo se analizará las características de diseño, implementación, pruebas y sintonización del convertidor estático reductor y de las diferentes técnicas de control avanzadas, para el correcto funcionamiento como son: el control PID, control *fuzzy* y control en modo deslizante. Además, se describe el proceso de construcción e implementación de dicho dispositivo a controlar.

3.1. Convertidor CD/CD

3.1.1. Diseño del convertidor estático reductor

Los convertidores reductores CD/CD poseen la capacidad de recibir una tensión continua y pueden convertir en una tensión continua de menor valor a la tensión entrante, estos circuitos electrónicos poseen varios elementos, los cuales permiten el almacenamiento de energía y de un elemento que permite el paso de energía y la

conmutación a una frecuencia específica (Rashid, 2001).

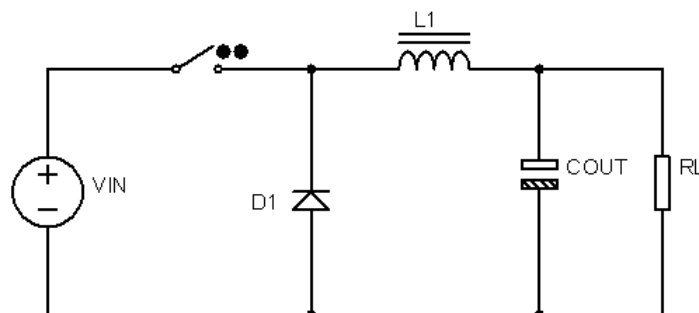


Figura 10: Diseño del convertidor reductor CD/CD tipo *buck*

Para el diseño del convertidor reductor se debe tomar en cuenta ciertas características como son: la frecuencia, la tensión de entrada, la tensión de salida, la corriente que circulara por el circuito, y por medio de estos parámetros se tomó en cuenta los elementos que se adapten a las condiciones requeridas y tengan un comportamiento adecuado.

Modo de conducción:

Se debe tomar en cuenta el modo de conducción, ya que este puede ser modo de conducción continua o modo de conducción discontinua, la diferencia entre el modo de conducción continua con la discontinua es la corriente del inductor si este llega a ser cero, como se muestra en la siguiente figura 11:

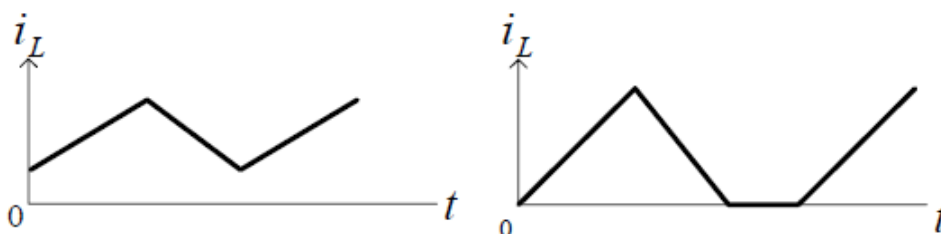


Figura 11: Modo de conducción del convertidor

En el convertidor reductor usualmente se utiliza el modo de conducción continua

ya que la mayoría de aplicaciones así lo requieren, de esta manera aprovecha la máxima potencia de salida, ya que la corriente que circulará a través del inductor aumentará linealmente en la carga (Mohan y otros., 2009).

En el modo de conducción discontinua la corriente en ciertos periodos se reducirá a cero, esto requiere aplicaciones donde el diseño del convertidor utiliza un tamaño más reducido, entonces el inductor será pequeño pero el capacitor grande y de tal forma pueda mantener la tensión constante(Mohan y otros., 2009).

Análisis de los estados del convertidor:

El convertidor reductor actúa mediante dos tipos de estados, un estado de encendido (*ON*) y un estado de apagado (*OFF*). Se analizó el comportamiento del convertidor mediante el transistor que controlan la corriente que circula por el inductor. Como se visualiza en la figura 12 el transistor permite el paso de corriente cuando se encuentra en estado de encendido y la corriente incrementa. Cuando el transistor se encuentra en estado de apagado la corriente disminuye, este tiempo de conmutación cambia de acuerdo a la frecuencia ingresada.

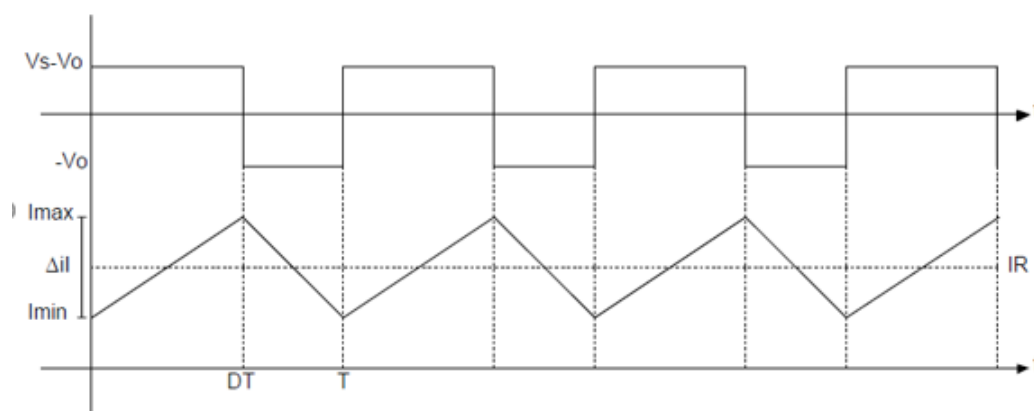


Figura 12: Estados del convertidor

La variación entre el estado de encendido con el estado de apagado se llama ciclo

de trabajo. Este valor es importante en este tipo de convertidores ya que la tensión de la salida dependerá del tiempo total y del tiempo que se encuentre en estado de encendido.

En el estado encendido (figura 13) la corriente que atraviesa por el inductor crece en forma lineal y se representa por la siguiente ecuación:

$$\Delta I_{L_{ON}} = \int_0^{t_{on}} dI_L = \int_0^{t_{on}} \frac{V_L}{L} dt = \frac{(V_i - V_o) \times t_{on}}{L} \quad (3.1)$$

Del mismo modo la forma de decremento de corriente en el estado apagado (figura 14) es:

$$\Delta I_{L_{OFF}} = \int_0^{t_{off}} dI_L = \int_0^{t_{off}} \frac{V_L}{L} dt = -\frac{V_o \times t_{off}}{L} \quad (3.2)$$

Para el análisis de la ecuación 3.3 se tomó en cuenta que el sistema trabaje en régimen estable y en un periodo completo entonces se obtiene:

$$\Delta I_{L_{ON}} + \Delta I_{L_{OFF}} = 0 \quad (3.3)$$

Sustituyendo en la ecuación 3.1 y 3.2 en la ecuación 3.3:

$$\frac{(V_i - V_o) \times t_{on}}{L} - \frac{V_o \times t_{off}}{L} = 0 \quad (3.4)$$

$$Ts = t_{off} + t_{on} \quad (3.5)$$

Reemplazando la ecuación 3.5 en la ecuación 3.4:

$$\frac{(V_i - V_o) \times t_{on}}{L} - \frac{V_o \times (T_s - t_{on})}{L} = 0 \quad (3.6)$$

$$(V_i - V_o) \times t_{on} = V_o \times (T_s - t_{on})$$

$$V_i t_{on} - V_o t_{on} = V_o T_s - V_o t_{on}$$

$$V_i t_{on} = V_o T_s$$

Simplificando esta ecuación se obtiene el ciclo de trabajo como se muestra en la figura 2.1.7:

$$\frac{t_{on}}{T_s} = D \quad (3.7)$$

Para el convertidor reductor debe cumplir con la condición $V_o \leq V_i$.

$$\frac{t_{on}}{T_s} = D = \frac{V_o}{V_i}$$

Donde:

D = Ciclo de trabajo

t_{on} =Tiempo en estado encendido del transistor

t_{off} =Tiempo en estado apagado del transistor

T_s =Periodo de onda completa

I_L =Intensidad de Corriente en el inductor

V_L =Tensión en el inductor

L =Inductor

V_i =Tensión de entrada

V_o =Tensión de salida

Para la aplicación del convertidor reductor, se utilizó en modo continuo, esto significa que el inductor nunca se descargó por completo.

Estado encendido (*ON*)

Cuando el interruptor se encuentra en estado encendido el diodo tiene una polarización inversa por lo que actúa como un circuito abierto como se muestra en la figura 13. La tensión circula directamente por el inductor por lo tanto la corriente tiende a aumentar y permite el almacenamiento de energía.

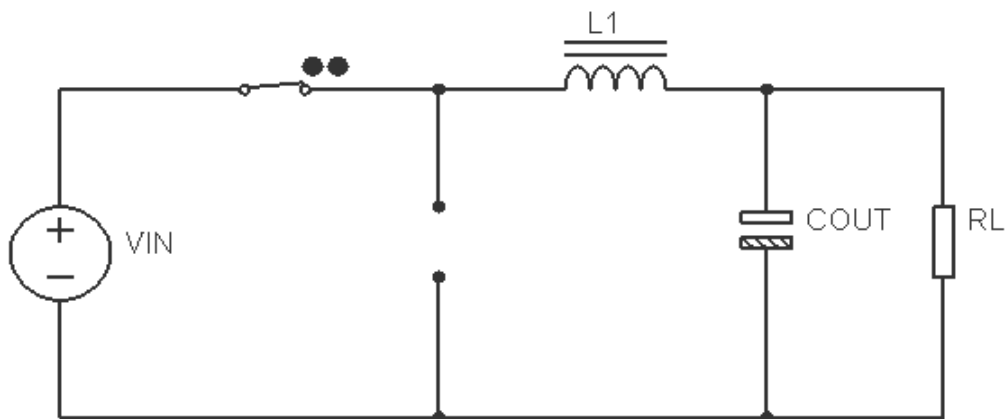


Figura 13: Estado de encendido (*on*)

La tensión en el inductor es igual a:

$$V_L = V_i - V_o = L \frac{di}{dt} \quad (3.8)$$

La variación de la corriente en el tiempo es igual a:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{D \times T} = \frac{V_i - V_o}{L} \quad (3.9)$$

Se despeja la variación de la corriente para obtener:

$$\Delta i_L = \frac{V_s - V_o}{L} D \times T \quad (3.10)$$

Estado apagado (*OFF*)

Al pasar un determinado tiempo (Δt) el transistor se encuentra abierto, y el diodo entra a conducir como se observa en la figura 14. La corriente almacenada por el inductor suministra energía a la carga.

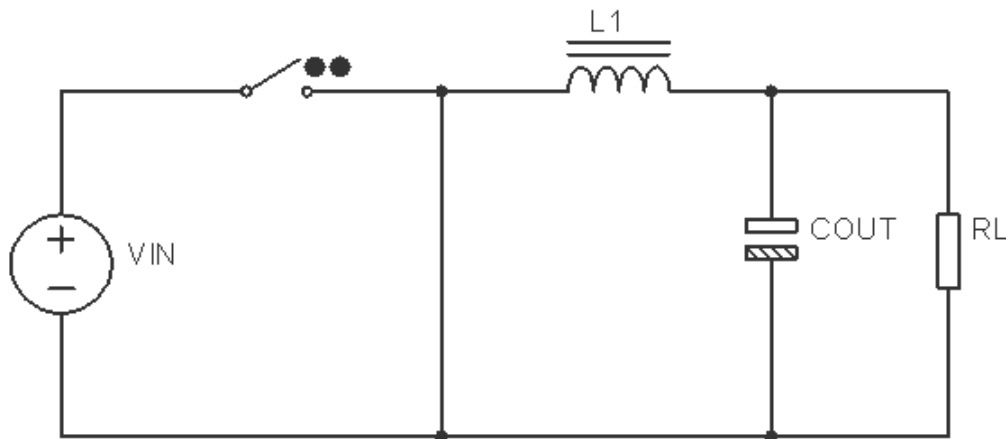


Figura 14: Estado apagado (*off*)

El transistor se encuentra en estado apagado, por lo cual la tensión que pasa por el inductor será igual a la tensión de salida en sentido contrario como se indica en la siguiente ecuación:

$$V_L = -V_o = L \frac{di}{dt} \quad (3.11)$$

Encontraremos la variación de corriente en el tiempo:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{-V_o}{L} \quad (3.12)$$

$$\Delta i_L = \frac{-V_o}{L}(1-D)T \quad (3.13)$$

Para encontrar la corriente en la bobina, se utilizó la tensión de salida sobre la carga:

$$I_L = I_o \times R = \frac{V_o}{R} \quad (3.14)$$

El rango de corriente varía de acuerdo con los límites máximos y mínimos.

$$I_{max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (3.15)$$

$$I_{min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (3.16)$$

El condensador se cargó siempre y cuando la corriente sea positiva, por definición:

$$Q = C \times V_o$$

$$\Delta Q = C \times \Delta V_o$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C}$$

Para la obtención de la carga ΔQ , la cual representa el área en el triángulo como se observa en la figura 15:

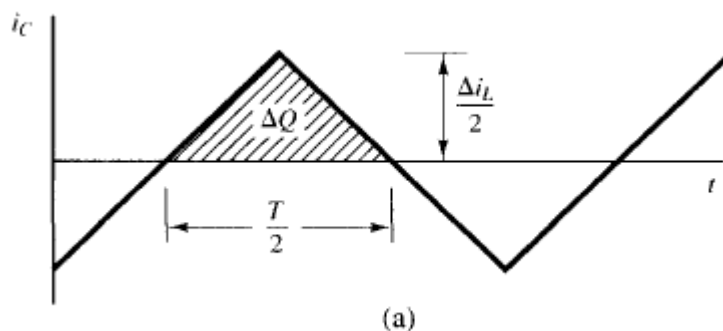


Figura 15: Corriente en el capacitor
Fuente: (Rashid, 2001).

Con lo que se obtiene:

$$\Delta V_o = \frac{T \Delta i_L}{8C} \quad (3.17)$$

Sustituyendo el valor de Δi_L en la ecuación 3.17:

$$\Delta V_o = \frac{T}{8C} \frac{V_o}{L} (1-D) T \quad (3.18)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-D}{8LCf^2} \quad (3.19)$$

Diseño del convertidor

Para el diseño y construcción del convertidor estático reductor se dispone de las siguientes características:

De acuerdo a los parámetros se encontró la carga del convertidor, partiendo de la ecuación de potencia:

Tabla 1*Parámetros de diseño*

Parámetros iniciales	Valor
Tensión de entrada (V_i)	169.7V
Potencia de salida (P_o)	100W
Frecuencia (f)	50KHz
Tensión de salida (V_o)	48V
Rizado de tensión ($\frac{\Delta V_o}{V_o}$)	5 %

$$P_o = V_o \times I_o$$

$$P_o = V_o \times \frac{V_o}{R}$$

$$R = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{48^2 V}{100 W} = 23 \Omega$$

El ciclo de trabajo se encontró mediante la tensión de entrada y la tensión de salida según la siguiente ecuación:

$$D = \frac{V_o}{V_i} = \frac{48 V}{169,7} = 0,28 \approx 28 \%$$

Una vez encontrado el ciclo de trabajo, la inductancia mínima se presenta bajo los parámetros establecidos, dados por la siguiente ecuación:

$$L_{min} = \frac{(1 - D)R}{2f} = \frac{(1 - 0,28)23}{2(50000)} = 165,5 \mu H$$

Se incrementó un 25 % al valor mínimo de la bobina con el fin de tener una

corriente permanente.

$$L = 1,25 \times L_{min} = 1,25 \times 165,5\mu H = 207\mu H$$

La corriente que circula por la bobina y la variación de la corriente vienen dado por las siguientes ecuaciones:

$$I_L = \frac{V_o}{R} = \frac{48V}{23\Omega} = 2,08A$$

$$\Delta I_L = \frac{(V_i - V_o)}{L} \times D \times T$$

$$\Delta I_L = \frac{(169,7V - 48V)}{(207 \times 10^{-6})} \times (0,28) \left(\frac{1}{50000}\right)$$

$$\Delta I_L = 3,3A$$

Se obtuvieron los límites de la corriente máximo y mínimo de acuerdo con las siguientes ecuaciones:

$$I_{max} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = 2,08A + \frac{3,3}{2} = 3,73A$$

$$I_{min} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = 2,08A - \frac{3,3}{2} = 0,43A$$

De acuerdo con la ecuación 3.19 se empleó:

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

$$C = \frac{1 - 0,28}{8(207 \times 10^{-6})(0,005)(50000)^2}$$

$$C = 34,78\mu F$$

Parámetros encontrados del convertidor:

Tabla 2

Parámetros encontrados

Elemento	Valor calculado	Valor comercial
Resistencia de carga	23.04Ω	23Ω
Inductor mínimo	207μH	350μH
Capacitor mínimo	34.78μF	47μF
Ciclo de trabajo	0.28	28 %

3.1.2. Simulación, prueba y sintonización del convertidor

Se utilizó la herramienta de matlab y su aplicación simulink para simular el convertidor reductor sin control como se indica en la figura 16:

En la figura 17 se observa la tensión de salida en la carga del convertidor reductor sin control.

En la figura 18 se observa la corriente del inductor el cual se estabiliza en dos amperios pero con un rizado bastante representativo este parámetro esta sin control por lo tanto así es su respuesta

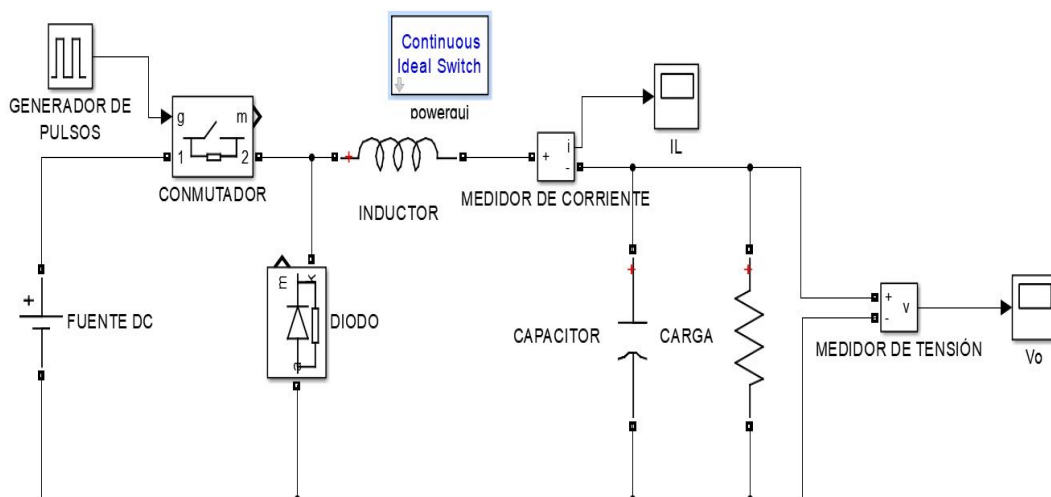


Figura 16: Simulación del convertidor reductor en simulink

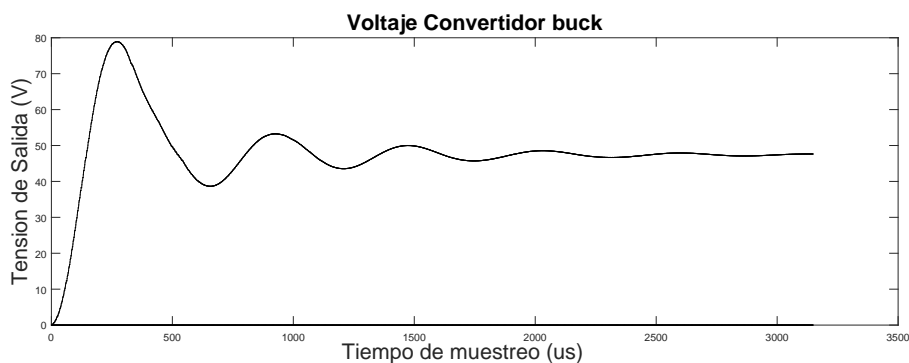


Figura 17: Tensión del convertidor reductor sin control

3.2. Control PID

El controlador PID (Proporcional Integral Derivativo) es el primer controlador a implementarse en el convertidor reductor, los parámetros encontrados permitieron mejorar la salida del convertidor (Ogata, 2013).

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i} + T_d s \right) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (3.20)$$

$$G_c(s) = \kappa \frac{(s + a)^2}{s} \quad (3.21)$$

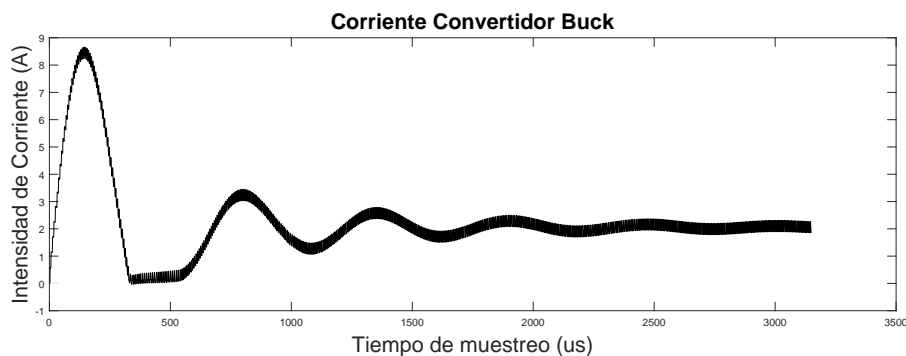


Figura 18: Corriente del convertidor sin control

Donde:

K_p =Ganancia proporcional

K_i =Ganancia integral

K_d =Ganancia derivativa

T_i =Constante de tiempo integral

T_d =Constante de tiempo derivativa

κ =Constante proporcional

a =Ceros de la función

3.2.1. Diseño de Control PID

Para el diseño del controlador PID se encontraron los parámetros P (Proporcional), I (Integral), D (Derivativo) , para ellos inicialmente se encontró la función de transferencia de la planta, en este caso del convertidor reductor.

Función de Transferencia del Convertidor

Para el diseño del convertidor reductor se realizó el análisis de régimen estacionario del convertidor, de esta manera se obtuvo el modelo matricial (figura 19) necesario para realizar el análisis sistemático como se muestra en la ecuación 3.24:

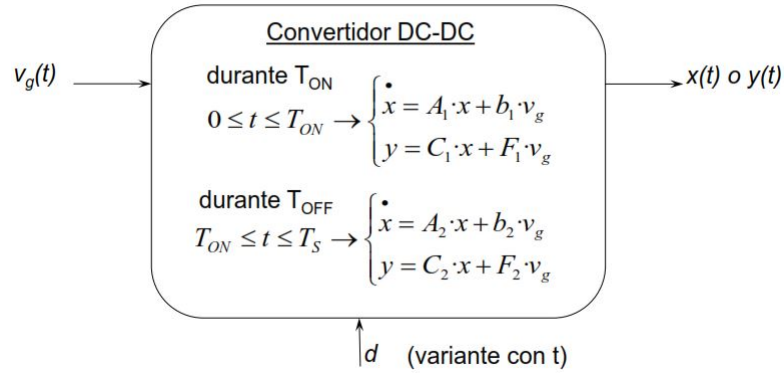


Figura 19: Convertidor reductor en ecuaciones de estado

Cuando el transistor se encuentra cerrado y la corriente circula a través del circuito como se muestra en la figura 13, se pueden obtener las siguientes ecuaciones que permiten formar la matriz de estados del tiempo de conducción:

$$0 \leq t \leq t_{on}$$

$$v_i = L \times \frac{di_L}{dt} + v_o$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_i}{L} - \frac{v_o}{L} \quad (3.22)$$

$$i_L = C \times \frac{dv_C}{dt} + \frac{v_o}{R}$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{v_o}{R \cdot C} \quad (3.23)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_i \quad (3.24)$$

Cuando el transistor se encuentra abierto y la corriente circula a través de el circuito como se muestra en (figura 14), se pueden obtener las siguientes ecuaciones que permitirán formar la matriz de estados del tiempo de no conducción:

$$t_{on} \leq t \leq T_s$$

$$0 = L \times \frac{di_L}{dt} + v_o$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{v_o}{L} \quad (3.25)$$

$$i_L = C \times \frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{R}$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{v_o}{R \cdot C} \quad (3.26)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_i \quad (3.27)$$

Modelo Promedio

Se utilizó el método matricial según la promediación temporal en el espacio de estados, mediante el cual permite realizar una descripción matricial del convertidor.

La descripción de estado matricial en el ciclo de conmutación esta dada por las siguientes ecuaciones lineales (Erickson y Maksimovic, 2004):

$$\begin{aligned}
0 \leq t \leq t_{on} &\Rightarrow \begin{cases} \dot{x} = A_1 \cdot x + b_1 \cdot v_i \\ y = C_1 \cdot x + F_1 \cdot v_i \end{cases} \\
t_{on} \leq t \leq T_s &\Rightarrow \begin{cases} \dot{x} = A_2 \cdot x + b_2 \cdot v_i \\ y = C_2 \cdot x + F_2 \cdot v_i \end{cases}
\end{aligned} \tag{3.28}$$

Las variables del modelo deben tener la mayor aproximación posible a las variables reales para representar fielmente el comportamiento dinámico del convertidor.

El valor promedio $\langle x \rangle$ se obtiene a partir de la variable en región estacionaria X y la introducción de incremento de perturbación \hat{x} en la señal, expresado en la ecuación 2.2.10.

$$\langle x \rangle = X + \hat{x} \tag{3.29}$$

Hipótesis del análisis del modelo promedio

$$\langle v_i \rangle (t) = Vg = cte \quad \hat{v}_i(t) = 0$$

$$\langle d \rangle (t) = D + \hat{d}(t) \triangleq D + \hat{d} \tag{3.30}$$

A partir de la ecuación 3.30, se presentan las variables promediadas de diferencia de potencial e intensidad de corriente :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_L = I_L + \hat{i}_L \\ v_o = V_o + \hat{v}_o \\ v_i = V_i + \hat{v}_i \\ d = D + \hat{d} \end{array} \right.$$

Para obtener la variable de estado del valor promedio, se utilizó las variables de estado denotadas en cada intervalo de conmutación, a través de dos funciones rectas, las cuales representan sus derivadas en un plano cartesiano como se visualiza en la figura 20.

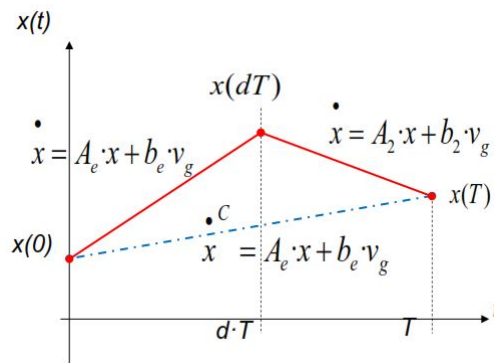


Figura 20: Dinámica Equivalente del Sistema
Fuente: (Arcos y otros., 2012).

$$T_s = D \cdot T_s - t_{off}$$

$$\frac{t_{off}}{T_s} = (1 - D)$$

$$D' = 1 - D \Leftrightarrow d' = 1 - d \quad (3.31)$$

$$\begin{cases} \frac{x(dT)-x(0)}{dT} = A_1 \cdot x + b_1 \cdot V_i \\ \frac{x(T)-x(dT)}{d'T} = A_2 \cdot x + b_2 \cdot V_i \end{cases}$$

La fórmula de la ecuación de estados equivalentes está representada por la ecuación 3.32, al remplazar la ecuación del ciclo de trabajo 3.31 y las variables de estado obtenidas en las matrices de la ecuación 3.27, se obtuvo una matriz que tiene como variable dependiente el ciclo de trabajo o variable de control. De esta manera el convertidor queda representado por el sistema continuo equivalente de la ecuación 3.34 (Erickson y Maksimovic, 2004).

$$\frac{dx}{dt} = (A_1 \cdot d + A_2 \cdot d') \cdot \chi + (b_1 \cdot d + b_2 \cdot d') \cdot v_i \quad (3.32)$$

$$A_1 \cdot d = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d}{L} \\ \frac{d}{C} & -\frac{d}{R \cdot C} \end{bmatrix} \quad A_2 \cdot d' = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d'}{L} \\ \frac{d'}{C} & -\frac{d'}{R \cdot C} \end{bmatrix}$$

$$b_1 \cdot d = \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad b_2 \cdot d' = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$A_1 \cdot d + A_2 \cdot d' = A_e \quad b_1 \cdot d + b_2 \cdot d' = b_e$$

$$\frac{dx}{dt} = (A_e) \cdot \chi + (b_e) \cdot v_i \quad (3.33)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_i \quad (3.34)$$

Para realizar el modelo del convertidor en régimen estacionario, según la ecuación 3.29, se debe cumplir que no existan perturbaciones ($\hat{x} = 0$), de esta forma se obtuvo la ecuación 3.35.

$$\dot{x} = 0; A_e \triangleq A_e^o; b_e \triangleq b_e^o; x \triangleq \chi \quad (3.35)$$

El sistema equivalente en régimen estacionario está representado por la ecuación 3.36. Al despejar la variable χ , y reemplazar las condiciones de las variables de régimen estacionario 3.35 se encontró el modelo en régimen del convertidor reductor representada en la ecuación 3.37 (Erickson y Maksimovic, 2004).

$$\dot{x} + \hat{x} = \{(D + \hat{d}) \cdot A_1 + (D' + \hat{d}') \cdot A_2\} \cdot (x + \hat{x}) + \{(D + \hat{d}) \cdot b_1 + (D' + \hat{d}') \cdot b_2\} \cdot (V_i + \hat{v}_i) \quad (3.36)$$

$$\chi = -(A_e^o)^{-1} \cdot b_e^o \cdot v_i \quad (3.37)$$

$$(A_e^o)^{-1} = \begin{bmatrix} -\frac{L}{R} & C \\ -L & 0 \end{bmatrix} \quad b_e^o = \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\chi = \begin{bmatrix} I_L \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{L}{R} & C \\ -L & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_i$$

Las ecuaciones fundamentales de la función de transferencia luego de realizar el análisis incremental son las siguientes:

$$x = \chi + \hat{x}; \quad d = D + \hat{d}; \quad v_i = V_i + \hat{v}_i + \text{Linealización} + T_c$$

Para obtener el sistema equivalente se transformó a todas las variables de estado al dominio de la frecuencia, y se despejó $\hat{x}(s)$ como se muestra en la ecuación 3.38, posteriormente se obtuvo la función de transferencia de la intensidad de corriente en función de la diferencia de potencial de entrada, como se presenta en la ecuación 3.41 (Erickson y Maksimovic, 2004).

$$\begin{cases} \hat{x} = \hat{X}(s) \\ \hat{v}_i = \hat{V}_i(s) \\ \hat{d} = \hat{D}(s) \end{cases}$$

$$\hat{x}(s) = [s^1 - A_e^o]^{-1} \cdot [b_e^o \cdot \hat{v}_i(s) + \{(A_1 - A_2) \cdot \chi + (b_1 - b_2) \cdot V_i\} \cdot \hat{D}(s)] \quad (3.38)$$

Función de Transferencia Salida/Entrada

Al reemplazar los valores de los elementos obtenidos en el diseño del convertidor y colocarlos en la matriz de la función de transferencia se puede obtener dos funciones, para el presente proyecto se realizó el control de la intensidad de corriente en la bobina por lo cual se necesitó utilizar la función de transferencia de la intensidad de corriente en función del diferencial de potencial en la entrada 3.41.

$$\left. \frac{\hat{x}(s)}{\hat{v}_i(s)} \right|_{\hat{D}(s)=0} = [s^1 - A_e^o]^{-1} \cdot b_e^o$$

$$\begin{bmatrix} \widehat{i}_L(s) \\ \widehat{v}_o(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L(CRs+1)}{R+Ls+LCRs^2} & -\frac{CR}{R+Ls+LCRs^2} \\ \frac{LR}{R+Ls+LCRs^2} & \frac{LCRs}{R+Ls+LCRs^2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \widehat{v}_i(s) \quad (3.39)$$

$$\frac{\widehat{i}_L(s)}{\widehat{v}_i(s)} = \frac{L(CRs+1)}{R+Ls+LCRs^2} \cdot \frac{D}{L} \quad (3.40)$$

$$\frac{\widehat{i}_L(s)}{\widehat{v}_i(s)} = \frac{171,53s + 158,041K}{s^2 + 923,762s + 12,82M} \quad (3.41)$$

Características de la función de transferencia

Los parámetros necesarios para observar el comportamiento de la función de transferencia en lazo abierto son el máximo sobreimpulso (Mp), el tiempo de asentamiento (t_s) y el tiempo de levantamiento (t_r), y presenta la ubicación de los polos conjugados como se indica en la figura 21.

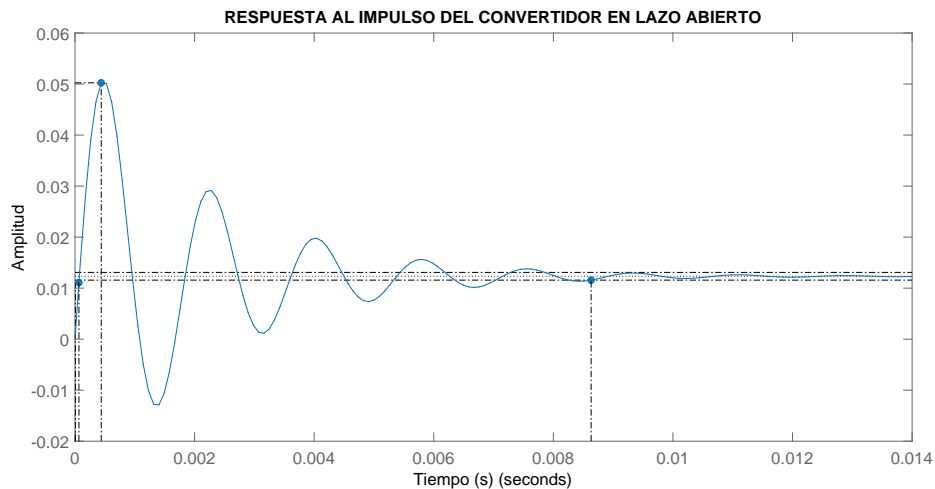


Figura 21: Función de transferencia

A través de la representación gráfica de la función de transferencia se obtuvo los siguientes valores de los parámetros:

Máximo sobreimpulso $Mp=308\%$

Tiempo de asentamiento $t_s = 0,0083s$

Tiempo de levantamiento $t_r = 58,6\mu s$

Al comparar el modelo estándar de una función de transferencia de segundo grado 3.42 junto con la función de transferencia del convertidor 3.41, se obtienen los valores de la frecuencia natural no amortiguada (ω_n) y el factor de amortiguamiento relativo del sistema (ζ) (Ogata, 2013).

$$\frac{C(s)}{R(s)} = Ke \cdot \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (3.42)$$

$$\omega = 3580,50$$

$$\zeta = \frac{923,762}{2 \cdot 3580,50} = 0,129$$

Analizando el valor obtenido de ζ se puede deducir que es sistema es subamortiguado ($0 < \zeta < 1$), para obtener los valores características principales del comportamiento del convertidor en lazo cerrado se realizará el cálculo de t_s , Mp y los dos polos conjugados que contiene el sistema a partir de la ecuación 3.45 (Ogata, 2013).

$$t_s = \frac{4}{\zeta \cdot \omega_n} = 0,00866 \quad (3.43)$$

$$Mp = e^{-\frac{\zeta \cdot \pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} = 0,664 \quad (3.44)$$

$$s = -\zeta \cdot \omega_n \pm \omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1} \quad (3.45)$$

$$s = -461,885 \pm j3550,583$$

Método de diseño PID Lugar de las raíces

La respuesta del sistema depende en gran medida de la ubicación que tengan los polos del sistema en lazo cerrado como se observa en la figura 22, por lo cual el diseño del convertidor PID se realizó a través del movimiento de los polos en lazo cerrado, y representa las ganancias necesarias (Kp , Kd , Ki) con las cuales se cumplió las características impuestas en el diseño del control (Ogata, 2013).

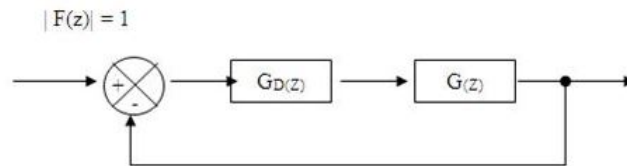


Figura 22: Diagrama de bloques control PID

A partir de la función de transferencia en retroalimentación negativa 3.46 se obtienen los criterios principales para el diseño del control a partir del lugar de las raíces (Ogata, 2013).

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot G_c(s)} \quad (3.46)$$

$$G(s) \cdot G_c(s) = -1$$

$$G(s) \cdot G_c(s) = |G_c(s) \cdot G(s)| \angle(G_c(s) \cdot G(s)) \quad (3.47)$$

Dos criterios fundamentales para el diseño del controlador a partir del método de la raíz.

$$|G_c(s) \cdot G(s)| = 1 \quad (3.48)$$

$$\angle(G_c(s) \cdot G(s)) = \angle G_c(s) + \angle G(s) = \pm 180 \cdot (2n \pm 1) \quad (3.49)$$

Criterios de diseño del control PID

Los criterios principales de diseño para nuestro controlador PID son el máximo sobreimpulso y el tiempo de establecimiento, tomando en cuenta que el convertidor reductor es un sistema que reacciona a muy altas velocidades se presenta un (t_s) en mili segundos, y el sobreimpulso de la intensidad de corriente se estableció a través de las especificaciones técnicas que los elementos soportan.

Según esas condiciones se plantean los siguientes valores:

Máximo sobreimpulso $Mp=20\%$

Tiempo de asentamiento $t_s = 0,0006s$

En la ecuación 3.44 se reemplaza Mp para despejar y obtener el valor de ζ , de igual manera en la ecuación 3.43 se reemplazan ζ y t_s para obtener el valor de ω_n .

$$Mp = e^{-\frac{\zeta \cdot \pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} = 0,20$$

$$\zeta = 0,4559$$

$$t_s = \frac{4}{\zeta \cdot \omega_n} = 0,00866$$

$$\omega_n = 14621$$

A partir de los valores de ζ y ω_n encontraremos los polos del sistema de control con la ecuación 3.45.

$$s_1 = -6666,3 \pm j13013 \quad (3.50)$$

A partir de la ecuación 3.49 y la función de transferencia del convertidor 3.41 se reemplaza s_1 para obtener el ángulo de la función de transferencia del convertidor, y así obtener el ángulo de la función de transferencia del controlador PID.

$$G(s_1) = \frac{171,53 \cdot s_1 + 158,041K}{s_1^2 + 923,762 \cdot s_1 + 12,82M}$$

$$G(s_1) = -0,0061 + j0,0105$$

$$\angle G(s_1) = 119,98 \quad (3.51)$$

$$\angle G_c(s_1) = +60,02 \quad (3.52)$$

Por medio de la 3.21 se puede obtener el valor de la variable a .

$$\angle G_c(s_1) = 2 \cdot \angle(s_1 + a) - \angle s_1 \quad (3.53)$$

$$299,98 = 2 \cdot \angle((-6666,3 + a) + j13013) - \angle(-6666,3 \pm j13013)$$

$$a = 260,72K$$

Al reemplazar la variable a y el polo s_1 y al utilizar la ecuación 3.48 de la condición de Magnitud, se obtiene el parámetro κ .

$$\left| \kappa \frac{(s_1 + 260,72K)^2}{s_1} \cdot \frac{171,53 \cdot s_1 + 158,041K}{s_1^2 + 923,762 \cdot s_1 + 12,82M} \right| = 1 \quad (3.54)$$

$$\kappa = 0,1106$$

Una vez encontrados los valores de la ecuación básica del control PID 3.21, se encontraron los parámetros de Kp , Kd , Ki .

$$G_c(s) = 0,1106 \frac{(s + 260,72K)^2}{s} = \frac{Kd \cdot s^2 + Kp \cdot s + Ki}{s}$$

$$Kp = 57,67K$$

$$Kd = 0,11065$$

$$Ki = 7,52G$$

En base a los parámetros encontrados se realizó la simulación del controlador PID como se observa en la figura 23, donde:

Máximo Sobreimpulso $M_p=6,3\%$

Tiempo de asentamiento $t_s = 0,000178s$

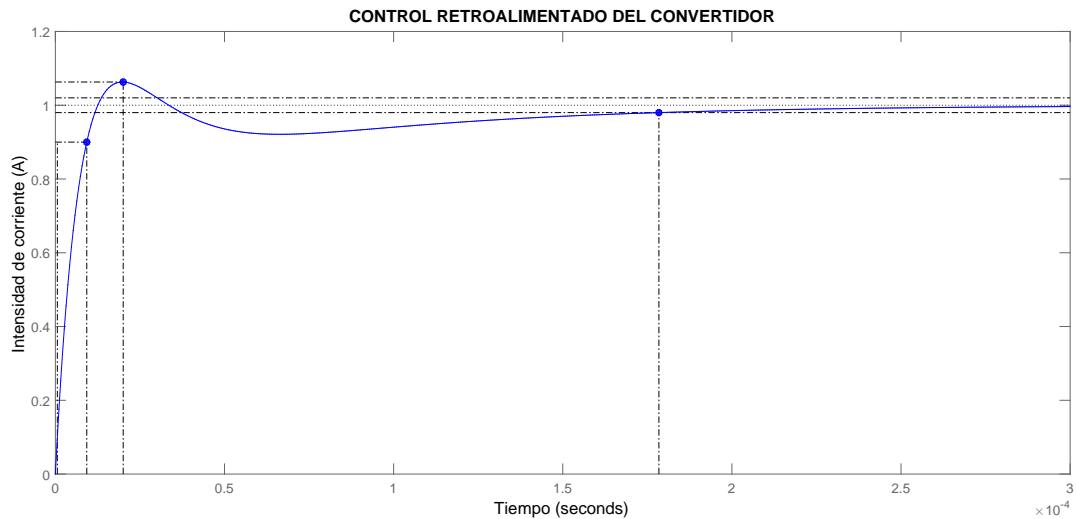


Figura 23: Control del convertidor

Un diagrama de bloques básico de un controlador PID se muestra en la figura 22. Donde se indica los tres parámetros encontrados con anterioridad K_p , K_d , K_i para realizar el control del convertidor reductor.

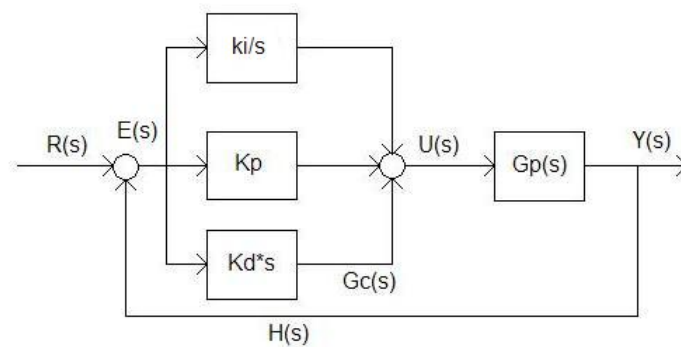


Figura 24: Diagrama de Bloques PID

3.2.2. Simulación y prueba del controlador PID con el convertidor

Para la simulación del control PID se utilizó el software simulink como se indica en la figura 25:

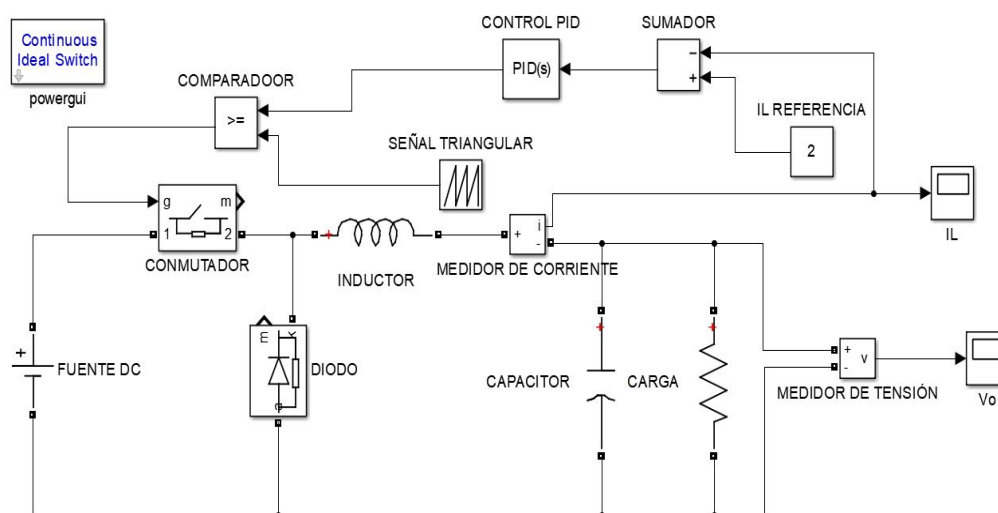


Figura 25: Simulación del control PID

Como se analiza en la figura 26 la simulación de la tensión con el control PID en el convertidor reductor se observa que tiene un tiempo de establecimiento bastante pequeño, lo cual es bueno para que los elementos no sufran oscilaciones y mantengan un tiempo de vida más largo, también se observó que el sobreimpulso es relativamente bajo, por tanto el control PID tiene buenas características que en la práctica permite un control adecuado.

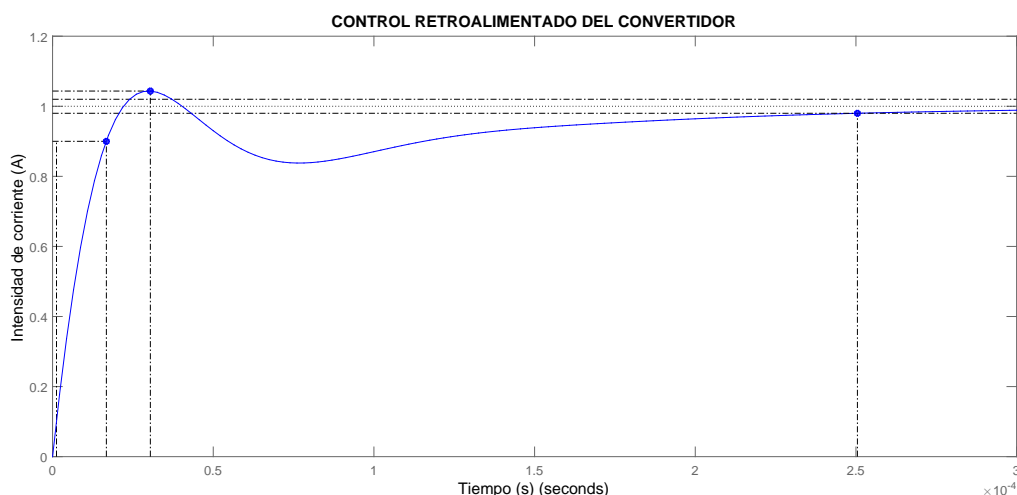


Figura 26: Control PID (Corriente)

3.3. Control *Fuzzy*

3.3.1. Diseño de control *fuzzy*

Para el correcto diseño del controlador *fuzzy* se tomó en cuenta el funcionamiento de la planta, en este caso del convertidor reductor ya que la lógica difusa en comparación con la convencional no requiere un modelamiento matemático de la planta. Para ello se debe recopilar el mayor número de información del convertidor reductor, y de esta forma el controlador intervenga de manera artificial y pueda controlar su salida de acuerdo a la entrada de referencia (Passino y otros., 1997). En la figura 27 se presenta un diagrama de bloques de un controlador *fuzzy*, donde se muestra todos los parámetros que se debe encontrar.

El controlador difuso posee cuatro componentes principales y estos son:

- Base de reglas
- Máquina de inferencia
- Fusificación

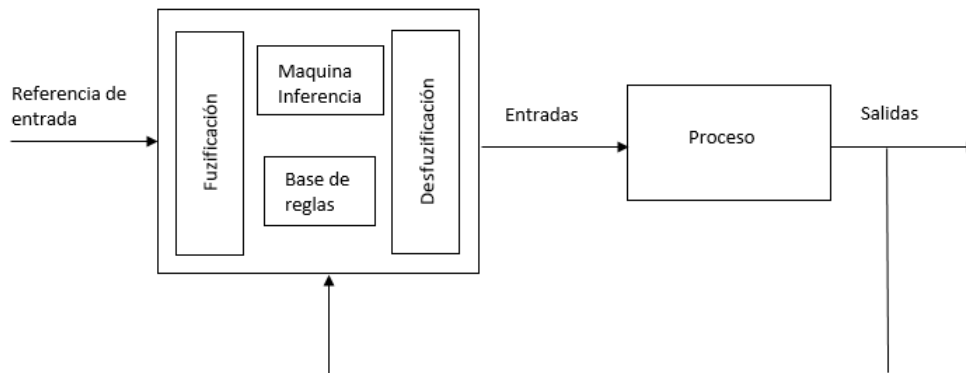


Figura 27: Control *fuzzy*
Fuente: (Passino y otros., 1997).

- Desfusificación

Base de reglas

En la base de reglas se define todas las reglas lingüísticas que tomaron decisiones en la forma que debe actuar el controlador.

Máquina de inferencia:

Por medio de la máquina de inferencia se relaciona la entrada y la salida del sistema. De acuerdo a la base de reglas ingresadas genera condiciones para el correcto funcionamiento del sistema.

Fusificación:

Su principal objetivo es transformar los valores reales que ingresan en valores difusos, en esta etapa se asigna el grado de pertenencia a cada entrada haciendo relación con los conjuntos difusos previamente definidos.

Desfusificación:

Esta etapa se encarga de acondicionar los valores difusos generados por la máquina de inferencia en valores que sean reales para su salida. Para cambiar a valores reales utiliza métodos matemáticos como son el de la centroide, método de membresía, y método del promedio.

Entradas y salidas:

Para el control de un convertidor reductor es necesario reducir la tensión de entrada, y mantener una potencia constante ante perturbaciones que puedan ocurrir en el sistema, de esta manera se puede controlar la tensión o intensidad de corriente del convertidor. Para este caso se controló la intensidad de corriente del convertidor, la forma de controlar fue mediante el ciclo de trabajo en el transistor.

En la entrada del controlador se encuentran algunos parámetros para encontrar el error y estos son:

$$e = I_{ref} - I_{med}$$

Donde:

- e = Error de corriente en la salida en el convertidor
- I_{ref} = Corriente deseada que se requiere a la salida del convertidor
- $I_{med} = I_L$ = Corriente medida en la salida del convertidor

Como se mencionó con anterioridad se controlará la corriente por medio del aumento o disminución del ciclo de trabajo, como se observa en la ecuación 3.7.

Funciones de pertenencia:

Las funciones de pertenencia pueden ser varias para definir un conjunto difuso, las funciones triangulares y trapezoidales son las mas utilizadas por su simplicidad y ahorro computacional como se observa en las figuras 28 y 29.

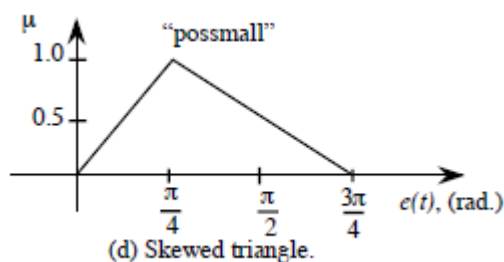


Figura 28: Función triangular

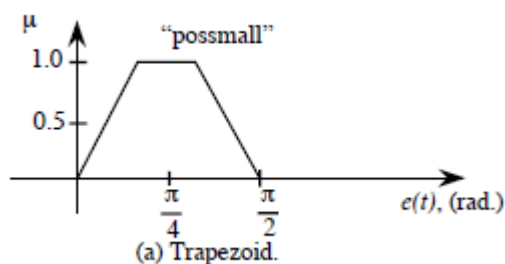


Figura 29: Función trapezoidal

Para el diseño del controlador *fuzzy* para un convertidor reductor CD/CD se escogió una función triangular por las mismas características ya mencionadas con anterioridad.

Diseño:

Como primer paso se definieron los conjuntos difusos que se emplearon tanto en la entrada como en la salida, en la entrada se definió 7 conjuntos difusos para mayor exactitud mientras tanto en la salida se definió 5 conjuntos difusos, estos son:

- eXGN = Error extra grande negativo

- eGN = Error grande negativo
- ePN = Error pequeño negativo
- eZ = error cero
- ePP = Error pequeño positivo
- eGP = Error grande positivo
- eXGP = Error extra grande positivo

Como se puede observar en la figura 30. En base a reiteradas propuestas de conjuntos difusos se determinó una solución que se ajusta a los parámetros establecidos. Los conjuntos difusos colocados a los extremos abarcan una mayor área, de esta forma se obliga a la señal de salida a desplazarse drásticamente hasta obtener un error de valor nulo. Mientras que los conjuntos difusos próximos al error nulo disminuirán su área proporcionalmente, ya que al encontrarse cerca del valor de referencia se necesitó desplazamientos cortos, para evitar cambios drásticos en la salida.

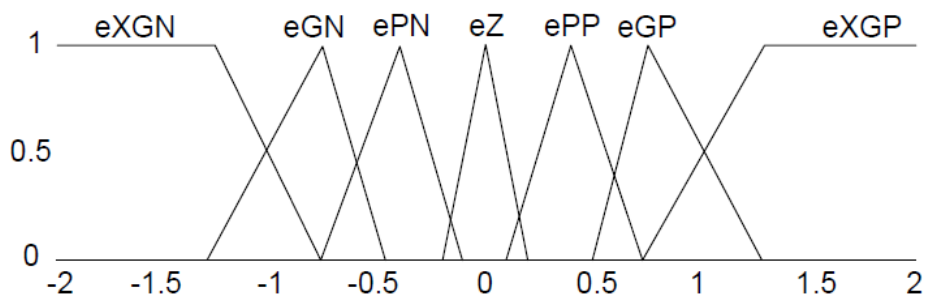


Figura 30: Entradas de control *fuzzy*

La variable de salida del control será el ciclo de trabajo, como ya se mencionó con anterioridad.

En la salida se definió cinco conjuntos difusos y poseen la misma dimensión como se observa en la figura 31.

- sGN = Salida grande negativa
- sPN = Salida pequeña negativa
- sZ = Salida cero
- sPP = Salida pequeña positiva
- sGP = Salida grande positiva

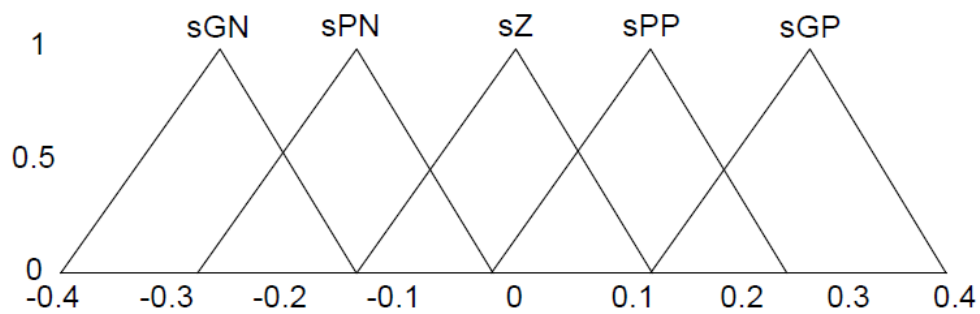


Figura 31: Salida de control *fuzzy*

Los valores de entrada se transforman en conjuntos difusos y determinan los conjuntos de pertenencia, para ello es necesario definir el método matemático para cada función de pertenencia.

$$eXGN = \left\{ \begin{array}{ll} 1 & x \leq -1,37 \\ -1,2 - 1,61x & -1,37 < x \leq -0,75 \\ 0 & x > -0,75 \end{array} \right\}$$

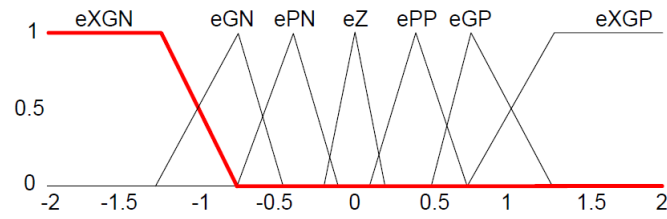


Figura 32: Error extra grande negativo

$$eGN = \left\{ \begin{array}{ll} 0 & x \leq -1,37 \\ 1,61x + 2,2 & -1,37 < x \leq -0,75 \\ -2 - 4x & -0,75 < x \leq -0,5 \\ 0 & x \geq -0,5 \end{array} \right\}$$

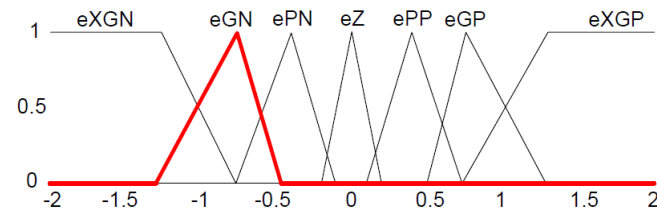


Figura 33: Error grande negativo

$$ePN = \left\{ \begin{array}{ll} 0 & x \leq -0,75 \\ 4x + 3 & -0,75 < x \leq -0,1 \\ -0,25 - 2,5x & -0,5 < x \leq -0,1 \\ 0 & x \geq -0,1 \end{array} \right\}$$

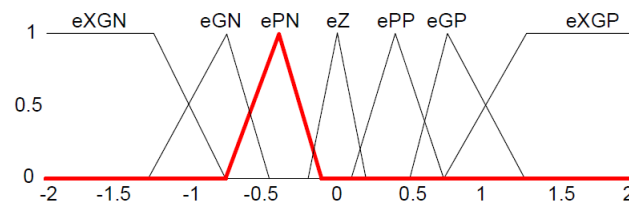


Figura 34: Error pequeño negativo

$$eZ = \left\{ \begin{array}{ll} 0 & x \leq -0,2 \\ 5x + 1 & -0,2 < x \leq 0 \\ 1 - 5x & 0 < x \leq 0,2 \\ 0 & x \geq 0,2 \end{array} \right\}$$

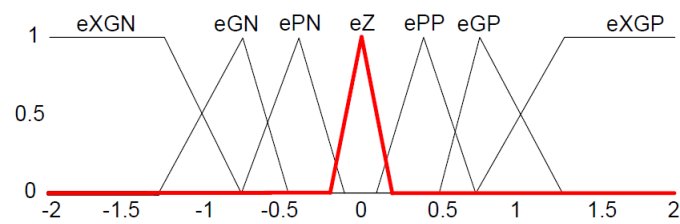


Figura 35: Error cero

$$ePP = \left\{ \begin{array}{ll} 0 & x \leq 0,1 \\ 2,5x - 0,25 & 0,1 < x \leq 0,5 \\ 3 - 4x & 0,5 < x \leq 0,75 \\ 0 & x \geq 0,75 \end{array} \right\}$$

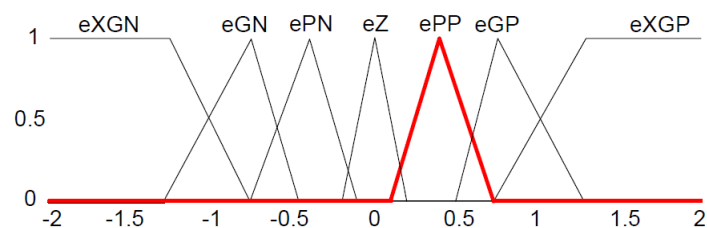


Figura 36: Error pequeño positivo

$$eGP = \left\{ \begin{array}{ll} 0 & x \leq 0,1 \\ 4x - 2 & 0,5 < x \leq 0,75 \\ 2,2 - 1,61x & 0,75 < x \leq 1,37 \\ 0 & x \geq 1,37 \end{array} \right\}$$

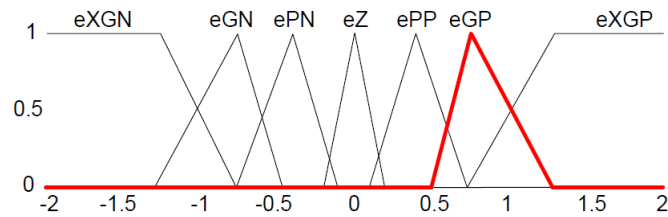


Figura 37: Error grande positivo

$$eXGP = \left\{ \begin{array}{ll} 0 & x \leq 0,75 \\ 1,61x - 1,2 & 0,5 < x \leq 1,37 \\ 1 & x \geq 1,37 \end{array} \right\}$$

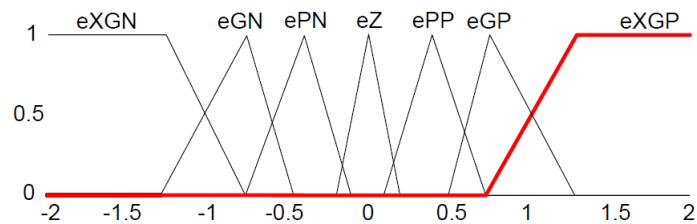


Figura 38: Error extra grande positivo

Mecanismo de inferencia

El objetivo del mecanismo de inferencia es relacionar las variables de entrada y salida de acuerdo con la base de reglas que ya han sido ingresadas.

Las reglas del controlador *fuzzy* han sido seleccionadas de acuerdo con la experiencia que se ha tenido con el convertidor reductor con respecto al error que se obtiene al controlar la corriente. El ciclo de trabajo depende del error ingresado como se muestra en el cuadro 3.

Si error es eXGN entonces el ciclo de trabajo es sGN

Si error es eGN entonces el ciclo de trabajo es sGN

Si error es ePN entonces el ciclo de trabajo es sPN

Tabla 3*Reacción del ciclo de trabajo respecto al error*

Error	eXGN	eGN	ePN	eZ	ePP	eGP	eXGP
Ciclo de trabajo	sGN	sGN	sGP	sZ	sPP	sGP	sGP

Si error es eZ entonces el ciclo de trabajo es sZ

Si error es ePP entonces el ciclo de trabajo es sPP

Si error es eGP entonces el ciclo de trabajo es sGP

Si error es eXGPN entonces el ciclo de trabajo es sGP

Desfusificación

Desfusificación es la etapa donde convierte el conjunto difuso en un número real y permite entender y controlar al convertidor. Existe varias técnicas de desfusificación en este caso se utilizó el método por centro de gravedad.

Centro de gravedad

Permite encontrar el centro de gravedad de todas las áreas que se han generado por maquina de inferencia como se muestra en la figura 3.55 y viene dado por la siguiente ecuación 3.55:

$$Gc = \frac{\sum_{i=1}^r bi \times Ui}{\sum_{i=1}^r Ui} \quad (3.55)$$

Donde:

bi : Es el centro de la función de pertenecía del conjunto difuso

R : Numero de reglas que se hayan propuesto en la maquina de inferencia

$\sum_{i=1}^r Ui$: Es la sumatoria de todas las áreas de los conjuntos difusos

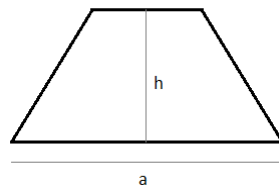


Figura 39: Centro de gravedad

3.3.2. Simulación y prueba del controlador *fuzzy* con el convertidor

Para la simulación del control *fuzzy* con el convertidor reductor se utilizó el *software* matlab junto a la herramienta de simulink la cual se observa en la figura 40.

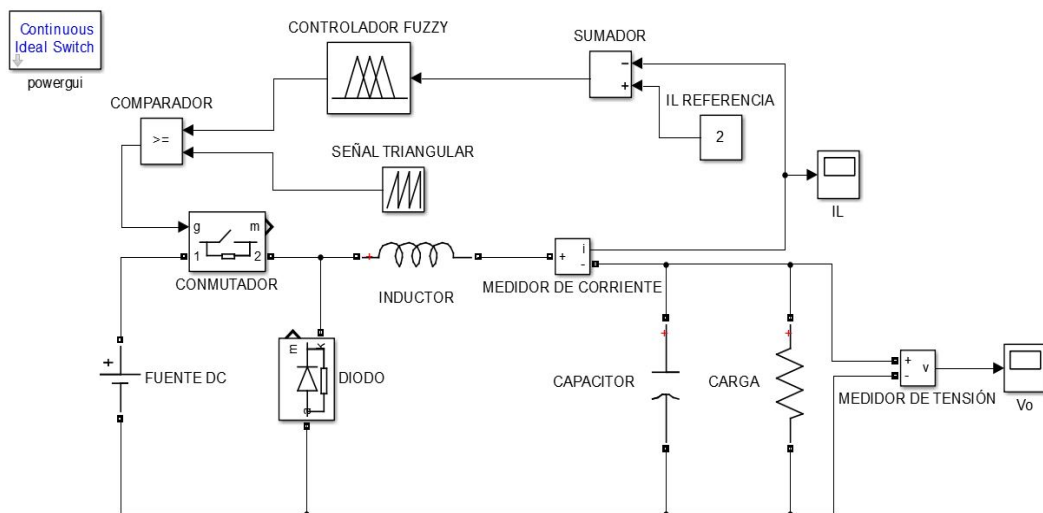


Figura 40: Control *fuzzy* en simulink

En la siguiente figura 41 se presenta la tensión del convertidor reductor, con un control *fuzzy* el cual posee una tensión de salida similar deseada.

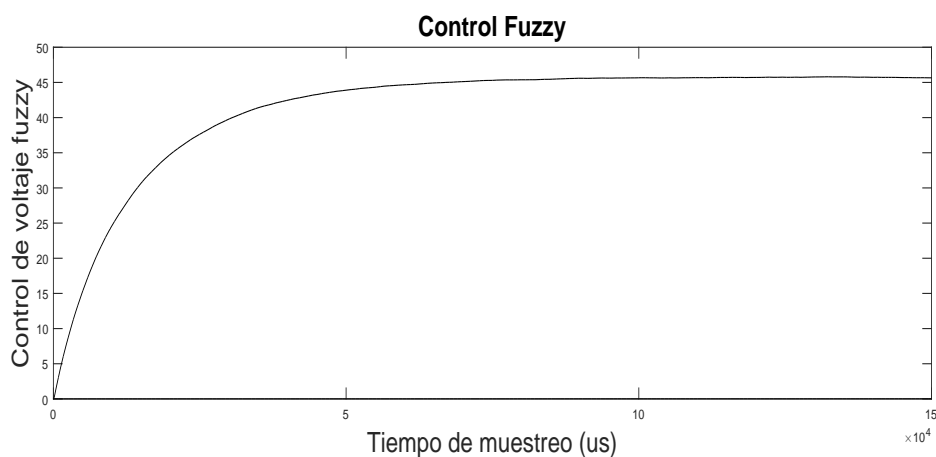


Figura 41: Control *fuzzy* tensión

En la siguiente figura 42 se presenta la intensidad de corriente del convertidor reductor, con un control *fuzzy*, se observa que la intensidad de corriente llega al valor de referencia de dos amperios y se mantiene estable en el tiempo.

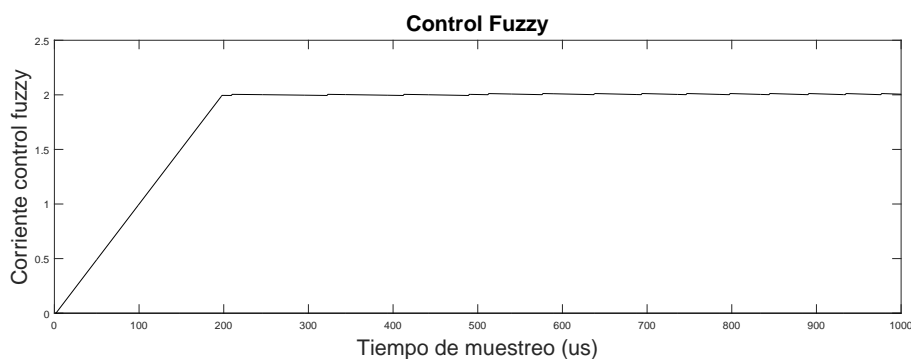


Figura 42: Control *fuzzy* corriente

3.4. Control en modo deslizante

3.4.1. Diseño de control en modo Deslizante

Para realizar el control en modo deslizante se necesitó el diseño de una superficie de deslizamiento en el espacio del error, donde fue forzada la trayectoria de las variables de estado para que permanezca sobre la superficie (Sira-Ramirez y Luviano-Juárez,

2011).

Se realizó la superficie de deslizamiento a partir de la ecuación del modelo de espacio de estado no lineal como se indica a continuación.

$$x = f(x) + g(x) \cdot u, \quad y = h(x) \quad (3.56)$$

Donde las funciones f y g son campos vectoriales definidos en X ; u es la acción de control definida por $\{0,1\}$; y h como una función escalar de X que define la superficie de deslizamiento S .

$$S = \{x \in X; h(x) = 0\}$$

Para obtener los campos vectoriales se utilizó un circuito reductor controlado por un interruptor.

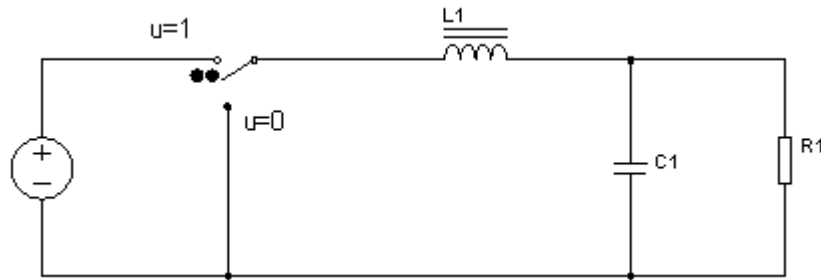


Figura 43: Convertidor *buck* controlado por interruptor

Las ecuaciones que describen al convertidor están dadas por:

$$\begin{cases} L \frac{dI_L}{dt} = uV_i - V_o \\ C \frac{dV_o}{dt} = I_L - I_o \end{cases}$$

Para que el sistema se encuentra sobre la superficie de deslizamiento se debe cumplir con las siguientes condiciones.

$$\begin{cases} s > 0 \Rightarrow \dot{s} < 0 \\ s < 0 \Rightarrow \dot{s} > 0 \end{cases}$$

Para que la variable de control se coloque sobre la superficie de control, se puede dar dos valores posibles, tomando en cuenta que el signo de la superficie de deslizamiento $h(x)$ y su derivada, para forzar a las variables de estado a dirigirse a la superficie según el valor de la acción de control ($u^+(x) = 1$, $u^-(x) = 0$) (Sira-Ramirez y Luviano-Juárez, 2011).

$$u = \begin{cases} u^+(x) & \text{Si } h(x) > 0 \\ u^-(x) & \text{Si } h(x) < 0 \end{cases} \quad u^+(x) \neq u^-(x)$$

$$u^+(x) > u^-(x)$$

Para que exista una superficie de deslizamiento sobre S se debe cumplir las condiciones de la ecuación, los campos vectoriales $(\partial h, f + g \cdot u^+)$ y $(\partial h, f + g \cdot u^-)$ se deben direccionar hacia $h(x)$ como se observa en la figura 44, de esta manera se garantiza que los campos vectoriales que se encuentren en la superficie serán atraídos constantemente hacia la misma, con el fin de cumplir la acción de control (Sira-Ramirez y Luviano-Juárez, 2011).

$$\begin{cases} \lim_{h \rightarrow 0^+} \langle \partial h, f + g \cdot u^+ \rangle < 0 \\ \lim_{h \rightarrow 0^-} \langle \partial h, f + g \cdot u^- \rangle > 0 \end{cases}$$

A partir del concepto de derivada direccional o derivada de Lie, se pudo obtener la ecuación de la derivada de la superficie deslizante (Sira-Ramirez y Luviano-Juárez,

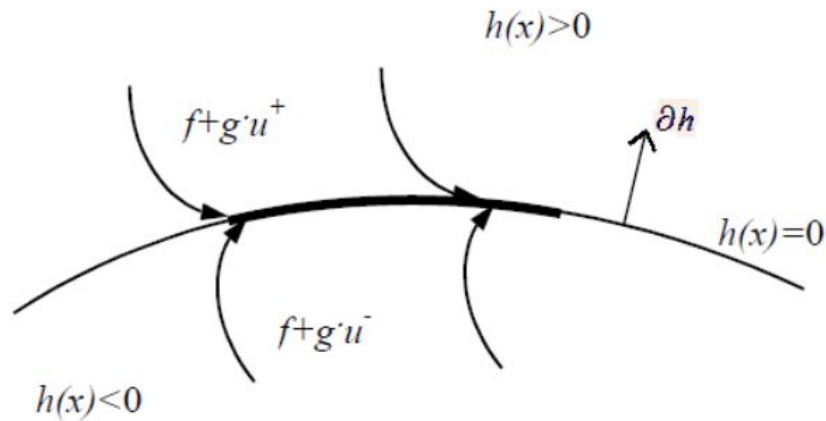


Figura 44: Régimen deslizando sobre superficie deslizando
Fuente: (De Battista, 2000).

2011).

$$L_f h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} f$$

$$\dot{h}(x) = L_{f+g \cdot u} h = L_f h + L_g h \cdot u$$

Utilizando las expresiones de la derivada de Lie se puede describir el sistema como se muestra a continuación:

$$\begin{cases} \lim_{h \rightarrow 0^+} L_{f+g \cdot u^+} \cdot h < 0 \\ \lim_{h \rightarrow 0^-} L_{f+g \cdot u^-} \cdot h > 0 \end{cases}$$

La derivada direccional de $h(x)$ en la dirección de $f(x)$ es valor escalar $\frac{dh}{dx} f(x)$ que significa $L_f h(x)$:

$$L_f h(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h}{\partial x_i} f_i(x)$$

$$\dot{h}(x) = L_{f+g \cdot u} \cdot h = L_f h + L_g h \cdot u$$

Método del Control Equivalente El control equivalente representa la ley de control de retroalimentación suave, las conmutaciones de entrada de control deben ser de frecuencia infinita, ya que al tener una conmutación de frecuencia finita existirán choques o desviaciones temporales en la superficie (Utkin, 1977). Para evitar el problema de la conmutación infinita se obtiene una variable de control que simula una entrada de control suave, en lugar de control conmutado infinito. Esta equivalencia entre una entrada de control de frecuencia infinita y un control de realimentación uniforme se conoce como concepto de control equivalente (Sira-Ramirez y Luviano-Juárez, 2011).

Se basa en reconocer que $\dot{h}(x) = 0$ representa la condición necesaria para confinar la trayectoria de estados a la superficie de deslizamiento $h(x) = 0$.

A partir de las ecuaciones se puede deducir que para que no exista variación en el control se deben cumplir las siguientes condiciones 3.57, conocidas como las condiciones de invarianza:

$$\left\{ \begin{array}{l} h(x) = 0 \\ \dot{h}(x) = \langle \partial h, f + g \cdot u_{eq}(x) \rangle = L_{f+g \cdot u(x)} h = 0 \end{array} \right. \quad (3.57)$$

$$L_f h(x) + [L_g h(x)] \cdot u_{eq}(x) = 0$$

$$u_{eq}(x) = - \left. \frac{L_f h(x)}{L_g h(x)} \right|_{h=0} \quad (3.58)$$

Condiciones de existencia del modo deslizante

Condición de Transversidad

Teorema: Es condición necesaria y suficiente para que exista la región deslizante sobre la superficie $S = \{x \mid h(x) = 0\}$ que el control equivalente satisfaga la ecuación 3.59.

A partir de la condición de invarianza la ecuación 3.57 necesariamente $L_g h \neq 0$ sobre la superficie S para que exista solo una $u_{eq}(x)$ única (Sira-Ramirez y Luviano-Juárez, 2011).

$$\langle \partial h, g \rangle = L_g h \neq 0$$

$$0 < U_{eq} < 1, \quad x \in S \quad (3.59)$$

Condición necesaria para la existencia de una región deslizante

Teorema: Para que una región deslizante exista tiene que cumplir la ecuación 3.60.

$$\langle \partial h, g \rangle = L_g h < 0$$

$$L_g h \cdot (u^+ - u^-) < 0$$

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{f+g*u^+} h = L_f h + L_g h \cdot u^+ < 0 \\ L_{f+g*u^-} h = L_f h + L_g h \cdot u^- > 0 \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{L_f h}{L_g h} < u^+ \Rightarrow U_{eq}(x) < u^+ \\ \frac{L_f h}{L_g h} > u^- \Rightarrow U_{eq}(x) > u^- \end{array} \right|$$

$$u^-(x) < U_{eq}(x) < u^+(x) \quad (3.60)$$

$$0 < U_{eq}(x) < 1$$

Criterio de Estabilidad por Método de Lyapunov

Las condiciones del sistema estarán dadas por la ecuación 3.61.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dx_1}{dt} = F(x_1, x_2) \\ \frac{dx_2}{dt} = G(x_1, x_2) \end{array} \right| \quad (3.61)$$

Se consideró que la función $\varepsilon(x_1, x_2)$ es continua, junto con sus primeras derivadas parciales en la región de la trayectoria de deslizamiento. Si un punto (x_1, x_2) se mueve sobre la superficie de $x_1 = x_1(t)$ y $x_2 = x_2(t)$, entonces $\varepsilon(x_1, x_2) = \varepsilon(x_1(t), x_2(t)) = \varepsilon(t)$ también es una función que pertenece a t .

La idea del criterio de Lyapunov es la razón de cambio de $\varepsilon(t)$ mostrada en la ecuación 3.62 (Escobar, 2008).

$$\dot{\varepsilon}(x_1, x_2) = \frac{\partial \varepsilon}{\partial t} = \frac{\partial \varepsilon}{\partial x_1} \cdot \frac{\partial x_1}{\partial t} + \frac{\partial \varepsilon}{\partial x_2} \cdot \frac{\partial x_2}{\partial t} = \frac{\partial \varepsilon}{\partial x_1} F + \frac{\partial \varepsilon}{\partial x_2} G \quad (3.62)$$

Para que $\varepsilon(x_1, x_2)$ sea una función Lyapunov debe cumplir con los siguientes criterios:

- Si $\varepsilon(x_1, x_2)$ y sus primeras derivadas son continuas en una región que contiene

el origen.

- Si se define $a\varepsilon(x_1, x_2)$ positiva.
- Si $\dot{\varepsilon}(x_1, x_2)$ es menor o igual a cero y si existe a lo largo de la superficie definida por ecuación 3.61.

$$\dot{\varepsilon}(x_1, x_2) \leq 0$$

- Por lo tanto $\varepsilon(x_1, x_2)$ es una función Lyapunov estricta si:

$$\dot{\varepsilon}(x_1, x_2) < 0 \tag{3.63}$$

Teorema de Lyapunov (Escobar, 2008)

1. Si existe una función de Lyapunov para el sistema 3.61 entonces el punto crítico $(0, 0)$ es estable.
2. Si existe una función de Lyapunov estricta para el sistema 3.61 entonces el punto crítico $(0, 0)$ es asintóticamente estable.
3. Si $\dot{\varepsilon}(x_1, x_2)$ es definida positiva entonces $(0, 0)$ es un punto crítico inestable.

A partir del teorema se puede realizar una representación gráfica como se observa en la figura 45 de la función de Lyapunov, donde $\varepsilon(x)$ es una función de Lyapunov, se representara a $\varepsilon(x)$ como un función de $\varepsilon(x) = C$, de esta manera al ser $C > 0$ se forma una hypersuperficie cerrada, denominada superficie de Lyapunov o superficie de nivel, en el espacio de estados que encierra al origen. El uso de las superficies de Lyapunov hace que el teorema sea fácilmente interpretable (Escobar, 2008).

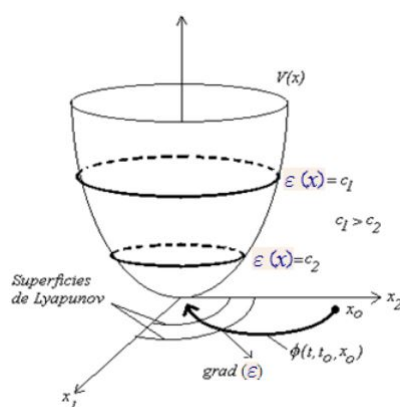


Figura 45: Interpretación Geométrica de la superficie de Lyapunov
Fuente: (Silva y otros., 1998).

A través de la representación geométrica de la figura 43 se puede presentar la ecuación, mostrando que la multiplicación entre la gradiente de ε y el campo vectorial F es negativo o igual a cero:

$$\nabla\varepsilon(x) \cdot F(x) \leq 0 \quad (3.64)$$

De forma geométrica se puede definir que F es un vector tangente a la trayectoria, la condición 3.64 muestra que la trayectoria atrae a la superficie de Lyapunov hacia su interior y así impedir que intente volver a salir. Si $\dot{\varepsilon}(x) < 0$ se puede observar que las superficies de Lyapunov disminuyen con relación a un C menor que el anterior, lo cual muestra que las trayectorias se repliegan hacia el origen a medida que el tiempo aumenta (Escobar, 2008). De otro modo, si $\dot{\varepsilon}(x) > 0$ no se puede asegurar que las trayectorias converjan al origen, pero se puede concluir que el origen es estable, ya que las trayectorias quedaron contenidas en algún entorno del origen (Silva y otros., 1998).

Para demostrar el teorema del criterio de Lyapunov se usara la derivada de Lie

y se tomara como función de Lyapunov la sugerencia de Sira-Ramirez y asociados, donde se considera la cantidad escalar como se observa en la ecuación:

$$\varepsilon(x) \Rightarrow \frac{1}{2} \cdot h^2(x) \geq 0 \quad (3.65)$$

Ya que ε representa a una región que contiene la superficie, debe cumplir la condición 3.63, de esta manera se puede representar la condición en la ecuación 3.66 (Salazar, 2013).

$$\frac{d\varepsilon}{dt} \Rightarrow \frac{1}{2} \cdot 2 \cdot h(x) \cdot \dot{h}(x) < 0$$

$$h(x) \cdot \dot{h}(x) = h(x) \cdot [L_f h(x) + L_g h(x) \cdot u_{eq} + L_g h(x) \cdot u - L_g h(x) \cdot u_{eq}]$$

$$h(x) \cdot [L_g h(x) \cdot (u - u_{eq})] < 0 \quad (3.66)$$

La condición de existencia plantea que la multiplicación entre la superficie de deslizamiento y su derivada es menor a cero, para que exista la estabilidad del sistema.

$$s \cdot \dot{s} < 0$$

$$h(x) \cdot \dot{h}(x) < 0 \quad (3.67)$$

Criterios para el diseño del control en modo deslizante

A partir del circuito representado por la figura 43 se obtuvo las ecuaciones del modelo de espacio de estado.

$$\begin{cases} L \frac{dI_L}{dt} = u \cdot V_i - V_o \\ C \frac{dV_o}{dt} = I_L - I_o \end{cases}$$

Se realizó un cambio de variables para obtener las ecuaciones representadas por $\frac{dI_L}{dt} = \dot{x}_1$ y $\frac{dV_o}{dt} = \dot{x}_2$, para luego transferir al modelo matemático como la ecuación 3.56.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{V_i}{L} \cdot u - \frac{1}{L} \cdot x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{x_1}{C} \cdot u - \frac{1}{RC} \cdot x_2 \end{cases}$$

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} \frac{-x_2}{L} \\ \frac{-x_2}{R \cdot C} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{V_i}{L} \\ \frac{x_1}{C} \end{pmatrix} u$$

La función del error debe ser seleccionada de manera que tienda a desaparecer ($S = 0$), formando una ecuación diferencial de error estable, se utilizó la intensidad de corriente de referencia y la intensidad de corriente medida en la Bobina.

$$h(x) = x_1 - I_{ref}$$

$$h(x) = I_L - I_{ref}$$

Para comprobar las condiciones de existencia se necesita calcular el u_{eq} a partir de la ecuación 3.58 para demostrar que se encuentra dentro de los límites establecidos

en la ecuación 3.60.

$$Lfh(x) = \frac{\partial h}{\partial x_1} f_1 + \frac{\partial h}{\partial x_2} f_2 = (1) \left(\frac{-x_2}{L} \right) + (0) \left(\frac{-x_2}{R \cdot C} \right) = \left(\frac{-x_2}{L} \right)$$

$$Lgh(x) = \frac{\partial h}{\partial x_1} g_1 + \frac{\partial h}{\partial x_2} g_2 = (1) \left(\frac{V_i}{L} \right) + (0) \left(\frac{x_1}{C} \right) = \left(\frac{V_i}{L} \right)$$

$$Ueq(x) = -\frac{Lfh(x)}{Lgh(x)} = \left(\frac{\frac{-x_2}{L}}{\frac{V_i}{L}} \right) = \frac{x_2}{V_i} = \frac{V_o}{V_i}$$

$$0 < \frac{V_o}{V_i} < 1$$

Las fórmulas del convertidor reductor y el diseño del mismo nos muestra que los valores de V_o y V_i son positivos, y $V_i > V_o$. Por lo tanto se puede demostrar que cumple con las condiciones de existencia 3.60 y también se demostró que $L_g h \neq 0$ cumpliendo también con la condición de transversalidad. De esta manera se demostró que la ecuación equivalente cumple con a superficie de deslizamiento propuesta para el control.

Análisis del Criterio de estabilidad de Lyapunov

Para cumplir con el teorema del criterio de Lyapunov se utilizó la ecuación 3.65 para demostrar que cumple con la condición de existencia $s \cdot \dot{s} < 0$.

$$\varepsilon(x) = \frac{1}{2}(x_1 - I_{ref})^2$$

Para el análisis se tomará en cuenta que:

$$u = \begin{cases} 1, & h < 0 \\ 0, & h > 0 \end{cases}$$

- Entonces para $u = 1$ se consideró $\dot{h} = -h$, a partir de esto se analizará la condición de existencia con la ecuación 3.67.

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = h \cdot \dot{h} = h \cdot [L_g h(u - u_{eq})]$$

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = (-h) \cdot \left\{ \frac{V_i}{L} \left[1 - \frac{x_2}{V_i} \right] \right\}$$

$$\frac{d\varepsilon}{dt} \Rightarrow (-h) \cdot \left(\frac{V_i - V_o}{L} \right) < 0$$

Siendo los valores de V_o , V_i y L positivos y siendo $V_i > V_o$ se comprobó que la derivada de la superficie de deslizamiento nunca sera negativa por lo cual cumple con las condiciones de existencia para una acción de control $u = 1$.

- Entonces para $u = 0$ se tendrá $\dot{h} = +h$, a partir de esto se analizara la condición de existencia con la ecuación 3.67.

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = h \cdot \dot{h} = h \cdot [L_g h(u \cdot u_{eq})]$$

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = (+h) \cdot \left\{ \frac{V_i}{L} \left[0 - \frac{x_2}{V_i} \right] \right\}$$

$$\frac{d\varepsilon}{dt} \Rightarrow (+h) \cdot \left(\frac{-V_o}{L} \right) < 0$$

Siendo los valores de V_o y L positivos, se comprobó que la derivada de la superficie

de deslizamiento nunca será un valor positivo por lo cual cumple con las condiciones de existencia para una acción de control $u = 0$.

Análisis de la superficie de deslizamiento :

Una vez aplicados los criterios: de existencia, condiciones de invarianza y condiciones de estabilidad a la superficie propuesta, se observó que tanto la superficie de control como la acción de control cumplen con los teoremas antes mencionados. De esta manera se puede asegurar que la señal de control se deslizará a través de la superficie del error.

3.4.2. Simulación y prueba del controlador en modo deslizante con el convertidor

Para la simulación del control en modo deslizante en el convertidor reductor se utilizó el *software* de matlab con la herramienta de simulink que se indica en la figura 46.

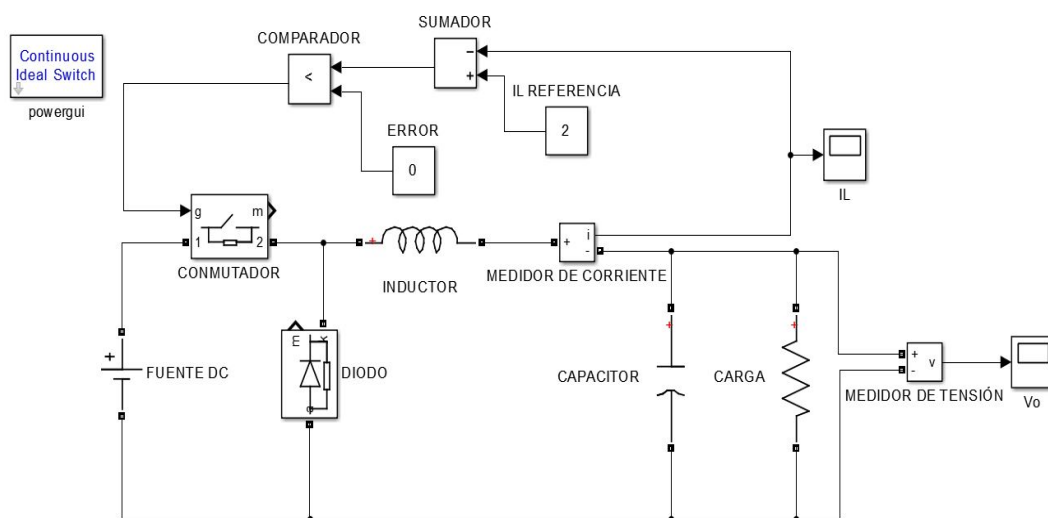


Figura 46: Simulación de control deslizante en simulink

En la figura 47, se presenta la simulación de tensión con el control en modo deslizante en el convertidor reductor, el cual posee una tensión de salida similar deseada

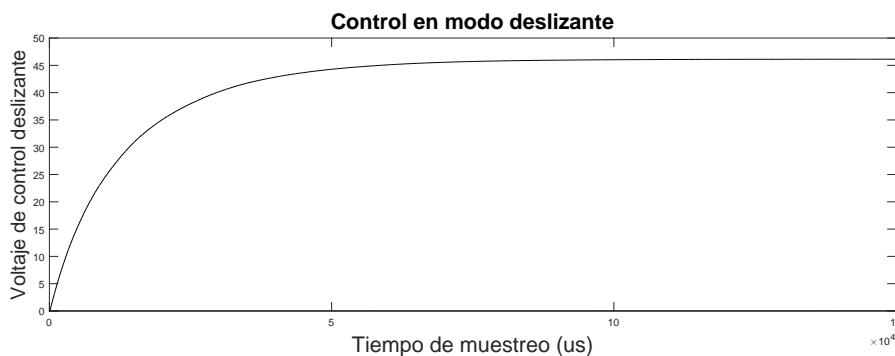


Figura 47: Control deslizante (Tensión)

En la siguiente figura 48 se presenta la intensidad de corriente del convertidor reductor con un control deslizante, se observó que la intensidad de corriente llega al valor de referencia de dos amperios y se mantiene estable en el tiempo. Como factor importante en este controlador es las oscilaciones en alta frecuencia (*chattering*), que son producidas de acuerdo a la frecuencia establecida a la salida del microcontrolador, mientras mas alta la frecuencia de conmutación menor es el *chattering* y viceversa.

El *chattering* es generado debido a retardos en la acción de control, lo cual presenta pérdidas por calentamiento en los elementos, principalmente en el transistor que es el encargado de realizar la conmutación en el circuito.

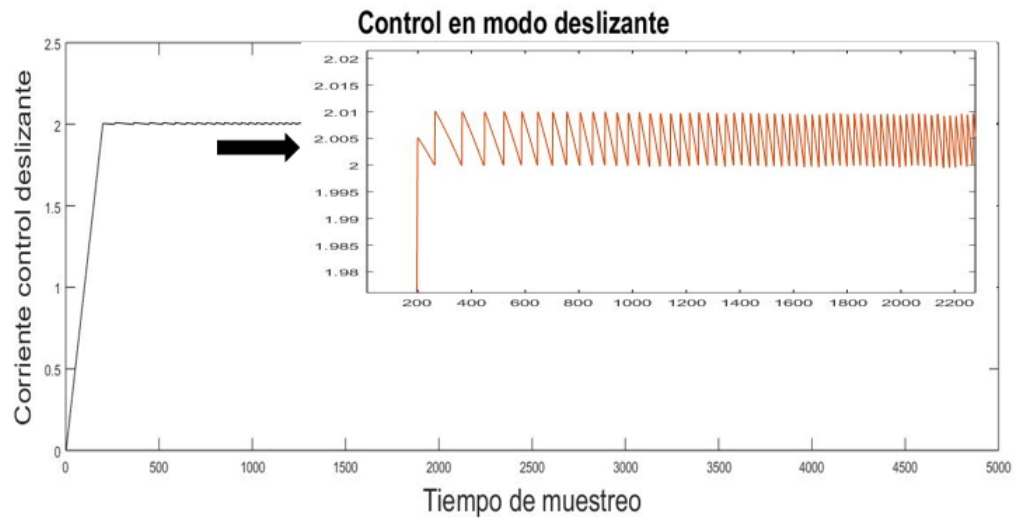


Figura 48: Control deslizante (Corriente)

Capítulo 4

ANÁLISIS DE DESEMPEÑO DE CONTROLADORES

En el presente apartado se presenta un análisis detallado del desempeño de cada controlador implementado en el convertidor reductor, el análisis se realizará por medio de varios indicadores que muestran el desempeño energético del convertidor reductor influenciado por los diferentes controladores, y también indicadores para cuantificar el desempeño de los controladores al ser implementado en el microcontrolador , de esta manera al final se plantea una matriz de decisión que consta de los principales indicadores, como resultado de la matriz de decisión se determinó que controlador que muestra un mejor desempeño y posee mejores características de acuerdo a perturbaciones externas en la fuente de alimentación y en la carga , estas perturbaciones serán introducidas de manera controlada de acuerdo a los límites de trabajo que presenta el convertidor reductor.

4.1. Variables de decisión

Las variables de decisión son divididas en secciones para comprobar su funcionamiento en base a tres parámetros principales, el primero será el comportamiento del convertidor al interactuar con cada estrategia de control, el segundo parámetro será el de desempeño del controlador con respecto su funcionamiento dentro del microcontrolador y por último la robustez de cada controlador al enfrentarlos a perturbaciones externas en la entrada y a la salida, estos parámetros serán representados con valores numéricos que serán calculados a partir de los parámetros medidos en las pruebas realizadas, para cada estrategia de control se utilizara únicamente una tarjeta smt32f4 junto con el mismo convertidor reductor y en las mismas condiciones para así emular todos los controladores en las mismas condiciones de funcionamiento.

Eficiencia energética

- La eficiencia energética es un parámetro principal para la comparación, ya que el consumo de potencia del convertidor es esencial al momento de utilizar el convertidor con diversas cargas, para la comparación es necesario obtener la potencia de entrada al convertidor y la potencia salida y pueden variar según el desempeño para cada controlador.

$$\eta = \frac{V_o \times I_o}{V_i \times I_i} \times 100 \%$$

En este caso de la potencia de entrada se calculó a partir del diferencial de potencial suministrado y la intensidad de corriente, dadas por una fuente CD regulable, estos datos fueron obtenidos por un voltímetro y un amperímetro respectivamente. De igual manera se calcula la potencia de salida, pero los datos fueron obtenidos a

través de las señales recopiladas en el osciloscopio:

- Distorsión de armónicos: Los armónicos son perturbaciones que se suman a la señal de entrada, son generadas por los elementos no lineales, estas perturbaciones se producen al realizar la conmutación por lo cual existirán diferentes valores de distorsión de acuerdo a cada controlador. Para cuantificar estos armónicos existen algunos factores de distorsión armónica, para el presente proyecto se utilizó el factor de distorsión armónico total (THD) de la intensidad de corriente de la corriente en el inductor, como se observó el número de armónicos y se tomara como muestra cinco armónicos. También se puede obtener tomando la función de la intensidad de corriente tomada por el osciloscopio, y utilizando el software de Matlab mediante la herramienta de la transformada de fourier que presenta de forma gráfica los armónicos de la señal (Bacaicoa, 1999).

$$a_n = \frac{2}{T_s} \times \int_0^{T_s} f(t) \times \cos\left(\frac{2 \times \pi \times n}{T_s}\right) dt$$

$$b_n = \frac{2}{T_s} \times \int_0^{T_s} f(t) \times \sin\left(\frac{2 \times \pi \times n}{T_s}\right) dt$$

$$I_{L(n)rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

$$THD_{I_L} = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} I_{Li}^2}}{I_{L1}} \times 100\%$$

$$THD_{I_L} = \frac{\sqrt{I_{Lrms}^2 - I_{L(1)rms}^2}}{I_{L(1)rms}} \times 100\%$$

- Pérdidas de conducción: En el modo de conducción encendido el transistor se comporta como un interruptor cerrado en la forma ideal, pero en la realidad el transistor se comporta como una resistencia de valor constante aproximadamente, por donde recorre la corriente provocada por el diferencia de potencial de la compuerta del transistor. Esta resistencia produce una pérdida de potencia en la salida del convertidor, que presentaran cambios según la intensidad de corriente que mantengan las diferentes estrategias de control. Las pérdidas de conducción también se las puede observar a través del ciclo de trabajo mostrado por en el osciloscopio para los diferentes métodos de control o a través de la formula (GSEP, 2015).

$$P_{conduccion} = R_{DS} \times I_L^2 \times D$$

- Pérdidas de conmutación: El modelo ideal de un transistor es un interruptor por su rápida conmutación, esto se debe a que los periodos de conmutación son muy elevadas, pero en el modelo real se produce una rampa de carga y descarga entre la activación y desactivación de la compuerta, que se representa en forma de disipación térmica. Las rampas presentan un consumo de potencia que no se encuentran contempladas al modelar el convertidor de manera ideal, por lo cual existirá una perdida en la potencia de salida entregada por el convertidor. Estas pérdidas serán comparadas para observar cual control presenta un mayor número pérdidas. Esta pérdida se puede calcular utilizando más formulas, para obtener los tiempos reales de conmutación se realizaron los cálculos a través de las señales mostradas en el osciloscio (Bacaicoa, 1999).

$$P_{conmutacion} = f_s \times (W_{on} + W_{off})$$

$$V_{DS} - V_{DI} = V_I$$

$$I_{DS} - I_{DI} = I_L$$

$$W_{on} = \frac{1}{2} \times I_L \times V_i(t_{on})$$

$$W_{off} = \frac{1}{2} \times I_L \times V_i(t_{off})$$

Desempeño de los controladores:

- Consumo de energía: Representa la pérdida de potencia a la salida del microcontrolador tomando en cuenta la intensidad de corriente y la tensión a la salida.
- Tiempo de ejecución en el microcontrolador: Representa el tiempo que se demora en ejecutarse el programa, el tiempo depende principalmente de la cantidad de líneas de código programado dentro del microcontrolador o de la inicialización o calibración de algunos elementos importantes como lo son los *timers* del módulo convertidor análogo digital (ADC), módulo PWM y el módulo de salida digital que son los que se utilizan para implementar los controladores.
- Consumo computacional de los controladores: Para realizar el análisis cuantitativo del consumo computacional se tomará en cuenta el peso del programa de cada controlador para observar cuanto espacio de memoria consume cada controlador en la memoria *flash*. La cantidad se representa en un valor porcentual

proporcional al espacio de almacenamiento total del microcontrolador 1-Mbyte.

Perturbaciones externas

- Comportamiento ante perturbaciones a la entrada: Las perturbaciones en la entrada del convertidor se realizó modificando la fuente de entrada, se varió la diferencia de potencial para observar el comportamiento del convertidor, para comparar el desempeño se observó cuanto es el error que se produce al mantener la intensidad de corriente en el valor de referencia, en este caso el valor de referencia es de $2A$ para obtener la potencia de $100W$ que fue propuesta en el diseño del convertidor. El diferencial de potencial en la fuente de entrada se disminuyó en diferentes valores de referencia entre ($135V$ y $100V$), tomamos en cuenta solo las pérdidas al disminuir la fuente de alimentación del convertidor ya que es cuando más se exige el rendimiento a la conmutación del transistor y donde más error se puede encontrar. Para tener un valor cuantificable de las perturbaciones se tendrá como referencia la eficiencia energética (el rizado en la intensidad de corriente en el inductor), de igual forma el valor de las pérdidas de conmutación y conducción que son notorias dependiendo el controlador y la introducción de las perturbaciones.
- Comportamiento ante perturbaciones a la salida: Los parámetros que se colocaron en las perturbaciones de salida del convertidor fueron realizadas modificando la carga que alimenta el convertidor reductor, se varió la resistencia en la salida para observar el comportamiento del convertidor, para comparar el desempeño observando cuanto es el error que se produce al mantener la intensidad de corriente en el valor de referencia, en este caso el valor de referencia

es de $2A$. Para observar el desempeño del convertidor ante diferentes cargas se varió la carga disminuyendo un 56.4% (13Ω) de la carga nominal de diseño, de igual manera se aumentó el valor de la carga en un 43% (33Ω) con respecto a la carga nominal. Para tener un valor cuantificable de las perturbaciones tendremos como referencia la eficiencia energética (el rizado en la intensidad de corriente en el inductor), de igual forma el valor de las pérdidas de conmutación y conducción que son notorias dependiendo el controlador y la introducción de las perturbaciones.

Para la obtención de todos los valores medidos se utilizó un promedio de 15 muestras realizadas en condiciones similares, de esta manera se tendrá una medición más exacta.

4.1.1. Control PID

En el cuadro 4 se presentan las medidas obtenidas del convertidor reductor controlado por la estrategia de control PID, a partir de las mediciones se realizaron los cálculos de las variables de decisión y se muestra una visualización general del desempeño del convertidor bajo las condiciones nominales de diseño del convertidor.

Eficiencia energética del convertidor En la cuadro 5 se observan diferentes parámetros comparativos del convertidor reductor y la estrategia de control PID, este análisis se enfoca en el desempeño de la etapa de potencia, por esta razón los parámetros que se evalúan son referentes al consumo y suministro de energía del convertidor, separando de esta manera la etapa de potencia y la etapa de control.

Tabla 4
Medidas del convertidor con control PID

Mediciones Realizadas	Valores
V_i	170V
I_i	0.59A
V_o	44.76V
I_L	2.18A
ΔV_o	2.78V (6.21 %)
ΔI_L	0.13A (5.96 %)
D	30.17 %

Tabla 5
Eficiencia energética del convertidor por control PID

Parámetros de eficiencia	Valores de indicadores
Potencia de entrada	100.3W
Potencia de salida	97.59W
Eficiencia energética	97.3 %
Distorsión de armónicos	5.24 %
Pérdidas de conducción	0.94W
Pérdidas de conmutación	8.29W

Desempeño del controlador En la cuadro 6 se observan diferentes parámetros comparativos del convertidor reductor y la estrategia de control PID, este análisis se enfoca en el desempeño de la etapa de control, por esta razón los parámetros que se evalúan están relacionados rendimiento de la estrategia de control y su programación dentro del microcontrolador.

Comportamiento ante perturbaciones

Tabla 6*Desempeño del controlador por control PID*

Parámetros de desempeño	Valores de Indicadores
Consumo de energía	0.06 W
Tiempo de ejecución del microcontrolador	0.046875s
Consumo computacional	3.99KB (0,39 %)

Perturbaciones de entrada En el cuadro 7 se observa el desempeño de la estrategia de control respecto a las perturbaciones agregadas en la fuente de alimentación del convertidor, con estas pruebas se puede visualizar el desempeño conjunto de la etapa de potencia y la etapa de control para mantener el valor de intensidad de corriente igual a el valor de referencia planteado.

Tabla 7*Perturbaciones de entrada del control PID*

Variación de tensión de entrada	V_o	I_L
170V	44.76V	2.18A
135V	43.97V	2.20A
100V	43.84V	2.21A

Perturbaciones de salida En el cuadro 8 se observa el desempeño de la estrategia de control respecto a las perturbaciones agregadas en la variación de la carga resistiva que alimenta el convertidor reductor, con estas pruebas se puede observar el desempeño conjunto de la etapa de potencia y la etapa de control para mantener el valor de intensidad de corriente igual a el valor de referencia planteado.

Tabla 8*Perturbaciones de salida del control PID*

Perturbaciones carga en la carga	V_o	I_L
13Ω	$28.2V$	$2.16A$
23Ω	$44.76V$	$2.18A$
33Ω	$67.34V$	$2.17A$

4.1.2. Control *fuzzy*

En el cuadro 9 se presentan las medidas obtenidas del convertidor reductor controlado por la estrategia de control *fuzzy*, a partir de las mediciones se realizaron los cálculos de las variables de decisión y se presenta una visualización general del desempeño del convertidor bajo las condiciones nominales de diseño del convertidor.

Tabla 9*Medidas del convertidor con control fuzzy*

Mediciones Realizadas	Valores
V_i	$170V$
I_i	$0.59A$
V_o	$46.75V$
I_L	$2.13A$
ΔV_o	$2.63V$ (5.62%)
ΔI_L	$0.13A$ (6.1%)
D	29.7%

Eficiencia energética del convertidor En la cuadro 10 se observan diferentes parámetros comparativos del convertidor reductor y la estrategia de control *fuzzy*, este análisis se enfoca en el desempeño de la etapa de potencia, por esta razón los parámetros que se evalúan son referentes al consumo y suministro de energía del convertidor, separando de esta manera la etapa de potencia y la etapa de control.

Tabla 10*Eficiencia energética de convertidor del control fuzzy*

Parámetros de eficiencia	Valores de indicadores
Potencia de entrada	100.25W
Potencia de salida	99.58W
Eficiencia energética	99.33 %
Distorsión de armónicos	3.48 %
Pérdidas de conducción	0.84W
Pérdidas de conmutación	8.46W

Desempeño del controlador En la cuadro 11 se observan diferentes parámetros comparativos del convertidor reductor y la estrategia de control *fuzzy*, este análisis se enfoca en el desempeño de la etapa de control, por esta razón los parámetros que se evalúan están relacionados rendimiento de la estrategia de control y su programación dentro del microcontrolador.

Tabla 11*Desempeño del controlador por control fuzzy*

Parámetros de desempeño	Valores de Indicadores
Consumo de energía	0.09W
Tiempo de ejecución del microcontrolador	0.0625s
Consumo computacional	4.56KB (0.45 %)

Comportamiento ante perturbaciones

Perturbaciones de entrada En el cuadro 12 se observa el desempeño de la estrategia de control respecto a las perturbaciones agregadas en la fuente de alimentación del convertidor, con estas pruebas se puede observar el desempeño conjunto de la etapa de potencia y la etapa de control para mantener el valor de intensidad de

corriente igual a el valor de referencia planteado.

Tabla 12

Perturbaciones de entrada del control fuzzy

Variación de tensión de entrada	V_o	I_L
170V	46.75V	2.13A
135V	47.16V	2.07A
100V	49.43V	2.05A

Perturbaciones de salida En el cuadro 13 se observa el desempeño de la estrategia de control respecto a las perturbaciones agregadas en la variación de la carga resistiva que alimenta el convertidor reductor, con estas pruebas se puede observar el desempeño conjunto de la etapa de potencia y la etapa de control para mantener el valor de intensidad de corriente igual a el valor de referencia planteado.

Tabla 13

Perturbaciones de salida del control fuzzy

Perturbaciones carga en la carga	V_o	I_L
13 Ω	28.87V	2.15A
23 Ω	46.75V	2.13A
33 Ω	65.67V	2.1A

4.1.3. Control en modo deslizante

En el cuadro 14 se presentan las medidas obtenidas del convertidor reductor controlado por la estrategia de control en modo deslizante, a partir de las mediciones se realizaron los cálculos de las variables de decisión y se presenta una visualización general del desempeño del convertidor bajo las condiciones nominales de diseño del convertidor.

Tabla 14*Medidas del convertidor con control en modo deslizante*

Mediciones Realizadas	Valores
V_i	170V
I_i	0.59A
V_o	47.72V
I_L	2.07 A
ΔV_o	3.45V (7.22 %)
ΔI_L	0.15A (7.24 %)

Eficiencia energética del convertidor En la cuadro 15 se observan diferentes parámetros comparativos del convertidor reductor y la estrategia de control en modo deslizante, este análisis se enfoca en el desempeño de la etapa de potencia, por esta razón los parámetros que se evalúan son referentes al consumo y suministro de energía del convertidor, separando de esta manera la etapa de potencia y la etapa de control.

Tabla 15*Eficiencia energética de convertidor en modo deslizante*

Parámetros de eficiencia	Valores de indicadores
Potencia de entrada	100.32W
Potencia de salida	98.79W
Eficiencia energética	98.47 %
Distorsión de armónicos	7.24 %
Pérdidas de conducción	2.61W
Pérdidas de conmutación	9.21W

Desempeño del controlador En la cuadro 16 se observan diferentes parámetros comparativos del convertidor reductor y la estrategia de control por modo deslizante, este análisis se enfoca en el desempeño de la etapa de control, por esta razón los

parámetros que se evalúan están relacionados rendimiento de la estrategia de control y su programación dentro del microcontrolador.

Tabla 16

Desempeño del controlador en modo deslizante

Parámetros de desempeño	Valores de Indicadores
Consumo de energía	0.05 W
Tiempo de ejecución del microcontrolador	0.03756s
Consumo computacional	2.65KB (0.26 %)

Comportamiento ante perturbaciones La implementación del control en modo deslizante no depende del control de ciclo de trabajo, ya que se realiza el control a través de una variable de acción de control ($u = 0, 1$) lo cual denota un controlador muy robusto que no se altera fácilmente pues la frecuencia en la que se encuentra la acción de control esta dictado por la potencia de la tarjeta, por estas condiciones se realizaron mediciones fuera de los rangos normales de diseño, para observar el desempeño del controlador bajo condiciones mas extremas.

Perturbaciones de entrada En el cuadro 17 se observa el desempeño de la estrategia de control respecto a las perturbaciones agregadas en la fuente de alimentación del convertidor, con estas pruebas se puede observar el desempeño conjunto de la etapa de potencia y la etapa de control para mantener el valor de intensidad de corriente igual a el valor de referencia planteado.

Perturbaciones de salida En el cuadro 18 se observa el desempeño de la estrategia de control respecto a las perturbaciones agregadas en la variación de la carga resistiva que alimenta el convertidor reductor, con estas pruebas se puede observar el

Tabla 17*Perturbaciones de la entrada del control en modo deslizante*

Variación de tensión de entrada	V_o	I_L
220V	45.59V	2.16A
170V	47.72V	2.07A
135V	45.32V	2.07A
100V	44.63V	2.19A
60V	43.68V	2.26A

desempeño conjunto de la etapa de potencia y la etapa de control para mantener el valor de intensidad de corriente igual a el valor de referencia planteado.

Tabla 18*Perturbaciones de la salida del control en modo deslizante*

Perturbaciones en la carga	V_o	I_L
8 Ω	17.31V	2.15A
13 Ω	28.23V	2.17A
23 Ω	47.72V	2.07A
33 Ω	72.62V	2.16A
55 Ω	124.19V	2.22A

4.2. Matriz de decisión

En la matriz de decisión se colocaron valores numéricos (1,0,-1), que representan al desempeño de cada estrategia de control en relación a la variable de decisión correspondiente, cada variable de decisión tendrá un valor numérico:

1 =Presenta el mejor desempeño en la variable de decisión con respecto a las otras estrategias de control.

0 =Presenta un desempeño intermedio entre las tres estrategias de control en la

variable de decisión.

-1 =Presenta un menor desempeño en la variable de decisión con respecto a las otras estrategias de control.

Para cada estrategia de control se realizará una suma algebraica de los valores numéricos, al final se obtendrá un valor total que permite determinar la clasificación del desempeño de las estrategias según los parámetros de comparación seleccionados.

En el cuadro 19 se presenta el desempeño de las estrategias de control según la matriz de desempeño:

Tabla 19

Matriz de decisión de la estrategia de control

Variables de decisión	Control PID	Control FUZZY	Control Deslizante
Eficiencia energética	-1	1	0
Distorsión de armónicos	0	1	-1
Pérdidas de Conducción	0	1	-1
Pérdidas de Conmutación	1	0	-1
Tiempo de ejecución	0	-1	1
Consumo computacional	0	-1	1
Complejidad de desarrollo	0	-1	1
Pérdidas en la entrada	0	-1	1
Pérdidas en la carga	-1	0	1
Total	-1	-1	2

4.3. Análisis de resultados

Tras haber realizado un estudio del desempeño de las tres estrategias de control implementadas en el convertidor reductor, se tomaron distintas mediciones para obtener los indicadores como un conjunto de variables, que permiten establecer una

decisión precisa acerca de la mejor estrategia de control, que cumpla con los parámetros propuestos previamente en el diseño del convertidor reductor y de las estrategias de control. Luego de obtener el valor total de la matriz de decisión para cada estrategia de control se puede observar que cada una posee puntos fuertes en los cuales destacan.

Analizando el conjunto completo de variables se puede concluir que el método de control en modo deslizante presenta una mayor ventaja en comparación con las otras estrategias de control comparadas en relación a las variables de decisión, en cuanto a robustez que presenta ante la introducción de perturbaciones tanto a la entrada como a la salida del convertidor se puede concluir que si bien existe mayor pérdida de potencia, en el control existe una gran fiabilidad por parte de la respuesta del control y la estabilidad que presenta al controlar con tiempos de respuesta inmediatos.

Al ser un tiempo de respuesta en la conmutación tan elevado demanda gran exigencia al transistor pudiendo llegar a tener un mayor desgaste en el tiempo. Otra buena opción es el control *fuzzy*, que presenta una mayor eficiencia energética disminuyendo las pérdidas de potencia en el convertidor, pero al ser un controlador que presenta un mayor consumo computacional su respuesta es más lenta y su desempeño está relacionado directamente a las variables de decisión, pues al no tener una fórmula de diseño preestablecida, depende mucho del criterio del programador para determinar un método de control que se ajuste de mejor manera a los parámetros deseados, este criterio se genera principalmente tras realizar muchas pruebas y corrección de errores, lo cual agrega más tiempo de trabajo al diseño del controlador, en perspectiva esta estrategia de control es un método muy subjetivo. El control PID es una buena estrategia de control, al ser uno de los más antiguos es el que presenta

menores beneficios, de modo que no es muy recomendado en comparación con las otras estrategias de control.

CONCLUSIONES

- Se han presentado tres diferentes estrategias de control avanzado, las cuales son: un control PID, control fuzzy y un control por modo deslizante en un convertidor reductor CD/CD, mediante la implementación y el desarrollo de estos controladores se observó una serie de indicadores de desempeño, de esta manera se observó que cada controlador posee ciertas ventajas respecto a otro.
- Al implementar el convertidor estático CD/CD se comprobó que posee valores muy similares a los calculados en el diseño, tras realizar varias pruebas sin estrategia control se observó un comportamiento inestable, al incluir las estrategias de control adquirió un desempeño mucho más notable, en algunos casos llegó a disminuir las pérdidas de conmutación y conducción, también mostrando un comportamiento estable tanto en corriente como en tensión.
- Los convertidores CD/CD poseen la capacidad de variar la tensión de entrada según se lo requiere, esto depende principalmente del ciclo de trabajo, la frecuencia de conmutación y el correcto dimensionamiento de los elementos, ya que al existir un error el convertidor puede entrar en modo de conducción discontinua y generar una corriente de bobina negativa que dañara los elementos que componen el convertidor.

- Al estudiar el desempeño del controlador PID se pudo observar que presenta un control estable con pérdidas menores al 7%, cumple su función, pero no presenta una característica especial o sustancial en relación al comportamiento de las otras estrategias de control utilizadas para la comparación. A su favor se puede denotar que al ser un controlador que lleva años de utilización existe suficiente información, lo cual facilita su diseño e implementación.
- En el control PID depende principalmente de la función de transferencia, al existir diferentes métodos se utilizó el diseño de un convertidor reductor ideal, ya que la variación de la función de transferencia era mínima al tomar en cuenta las pérdidas existentes en la inductancia, capacitancia y en el cableado de los elementos.
- El diseño del control fuzzy destaca al no necesitar de ningún modelado matemático para su diseño, tomando como una caja negra al convertidor y necesitando únicamente el conocimiento previo de cómo funciona el sistema a controlar. Otra ventaja es que el control simula el pensamiento humano, de esta forma llega a ser muy fácil establecer cómo funciona el control relacionando la señal de entrada con la señal que se obtiene a la salida, pero una de sus desventajas es que al no tener un modelo de diseño establecido se requiere de numerosas pruebas para ajustar su desempeño de mejor manera, y la mayor desventaja por la cual no fue escogido como el mejor método de control es su desempeño dentro del controlador ya que es la estrategia de control que más recursos consume al microprocesador y su tiempo de respuesta es menor respecto a las otras estrategias.

- Al analizar el comportamiento del control en modo deslizante se comprobó la robustez que presenta ante perturbaciones, el control no depende del ciclo de trabajo por lo cual se puede exigir mayor desempeño ante perturbaciones de entrada y salida, estas pueden tomar como valores mínimos de entre el 35 % y el 170 % de los valores nominales, esto es gracias a que el tiempo de respuesta es muy elevado y es medido en milisegundos, ya que el control no representa mayor complejidad en la programación. Aunque su diseño representa un esfuerzo más notorio en la parte matemática para la selección de la superficie de deslizamiento, su implementación es relativamente sencilla una vez diseñada la superficie de control.
- El control deslizante presenta oscilaciones de altas frecuencias en las señales obtenidas de la intensidad de corriente del inductor y la tensión en la carga, estas oscilaciones representaron pérdidas de disipación térmicas en el convertidor, las oscilaciones son generadas en mayor medida por las limitaciones físicas de los actuadores. Para disminuir en mayor medida esas oscilaciones se aumentó la frecuencia de salida del microcontrolador, tomado en cuenta la frecuencia máxima de trabajo del transistor para mejorar así desempeño.
- Al realizar la matriz comparativa se determinó la mejor estrategia de control, enfocada en los parámetros de diseño del convertidor, fue el control por modo deslizante, pues presenta mayores beneficios en el desempeño del controlador implementado en el microcontrolador, aunque presenta un rizado mayor al 7 % provocado por las perturbaciones generadas por la conmutación del control a frecuencias altas, la robustez del control permite mantener estable la corriente

deseada con respecto a la corriente de referencia.

Referencias

Alarcón Cot, E., *Diseño microelectrónico de controladores para convertidores conmutados continua-continua*, en Dept. D'Enginyeria Electrónica. Universitat Politècnica de Catalunya, (1999).

Arcos, D., y otros., *Controlador en modo deslizante para sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica*, en Maskay, (2012).

Bacaicoa, L., *Electrónica de potencia: dispositivos* (1999).

Baldeón, J., y otros., *Control for hexacopters: a sliding mode control and pid comparison*, en Revista Técnica de la Facultad de Ingeniería, Universidad del Zulia, (2016), URL <http://200.74.222.178/index.php/tecnica/article/view/22033>.

Baser, E. y Altun, Y., *The estimation of pid controller parameters of vector controlled induction motor using ziegler-nichols method*, en Journal of Engineering Research and Applied Science, (2015), URL <http://www.journaleras.com/index.php/jeras/article/view/40>.

Blevins, T. y Nixon, M., *Pid control using wireless measurements*, en Conference, W Wojsznis - American Control, (2014), URL <http://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6858597/>.

- Bor-Ren, L. y Chihchiang, H., *Buck/boost converter control with fuzzy logic approach*, en *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, (1993).
- Chicaiza, W. y Barrionuevo, C., *Control adaptativo de una lampara hid-mh de 250w*, en , (2013).
- Cornieles, E., *Sistema de control en modo deslizante para regular la posición y la velocidad de un motor de corriente directa*, en *Universidad Privada Dr. Rafael Beloso Chacín, Télématique*, (2015), URL <http://www.redalyc.org/html/784/78435427003/>.
- D'Alessio, L. A., y otros., *Diseño y construcción de un convertidor boost de pequeña potencia*, en *Avances en Ciencias e Ingeniería*, Bd. 6 (2014), 2, URL <http://revistas.usfq.edu.ec/index.php/avances/article/view/183>.
- De Battista, H., *Control de la calidad de potencia en sistemas de conversión de energía eólica*, en , (2000): 13-32, URL <http://sedici.unlp.edu.ar/handle/10915/1355>.
- Duarte, O. G., *Análisis de sistemas dinámico lineales*, en , (2000), URL [ftp://ftp.unicauca.edu.co/Facultades/FIET/DEIC/Materias/SistemasDinamicos/An%El1lisis de sistemas din%Elmicos.pdf](ftp://ftp.unicauca.edu.co/Facultades/FIET/DEIC/Materias/SistemasDinamicos/An%El1lisis%20de%20sistemas%20din%Elmicos.pdf).
- Electrònica, D. D. E., *Control en modo deslizante aplicado a la generación de señal en convertidores conmutados DC/DC.*, en *Control*, (1999).
- Ema, T., *Modelado y control de convertidores conmutados continua-continua: una perspectiva tutorial*, en , (2009): 1-22.
- Erickson, R. y Maksimovic, D., *Fundamentals of power electronics* (2004).

- Escobar, J., *Ecuaciones diferenciales con aplicaciones en maple* (2008).
- Gao, H., y otros., *Fuzzy adaptive pd control for quadrotor helicopter*, en The 5th Annual IEEE International Conference on Cyber Technology in Automation, Control and Intelligent Systems, (2015), URL <http://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7287949/>.
- Gautam, D. y Ha, C., *Control of a quadrotor using a smart self-tuning fuzzy pid controller*, en International Journal of Advanced Robotic Systems, Bd. 10 (2013), 11: 380, URL <http://journals.sagepub.com/doi/10.5772/56911>.
- Goebel, G., *An introduction to fuzzy control systems* (2003), URL <http://www.faqs.org/docs/fuzzy/>.
- Gonzalez-Longatt, F. M., *Entendiendo la transformación de park*, en , (2004), URL <http://fglongatt.org/OLD/Reportes/RPT2004-01.pdf>.
- Goyal, V. y Deolia, V., *Robust sliding mode control for nonlinear discrete-time delayed systems based on neural network*, en Automation, TN Sharma - Intelligent Control, (2015), URL http://file.scirp.org/pdf/ICA_2015012710263906.pdf.
- Grimholt, C. y Skogestad, S., *Optimal pid control of double integrating processes*, en IFAC Symposium on Dynamics and Control of Process Systems, (2016), URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2405896316304359>.
- Griñó, R., *Análisis y diseño de un controlador para un convertidor dc-dc tipo sepic*, en Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona, (2014).
- GSEP, U., *Dispositivos semiconductores para la electrónica de potencia*, en , (2015).

- Guamán, Y., y otros., *Evaluación y desempeño de filtros adaptativos de voltaje de bajo costo computacional, para ecualización de canal*, en , (2013), URL <https://repositorio.espe.edu.ec/bitstream/21000>.
- Guzmán, J., y otros., *Understanding pid design through interactive tools*, en The International Federation of Automatic Control, (2014), URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1474667016435639>.
- J. Willis, M. y Ming T, T., *Advanced process control*, en Dept. of Chemical and Process Engineering, University of Newcastle, (1994).
- Kumar Yadav, S., *Dc motor position control using fuzzy proportional-derivative controllers with different defuzzification methods*, en IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering, (2015), URL <https://pdfs.semanticscholar.org/f461/68e733cc25a.pdf>.
- Litrico, X. y D Georges, *Robust continuous-time and discrete time flow control of a dam river system.(I) Modelling*, en , (1999), URL <https://scholar.google.es/citations?user=oF1ahtcAAAAJ&hl=es>.
- López, A. M. E., y otros., *DC/DC High voltage multilevel converter in double ladder topology (convertidor multinivel dc-dc de alto voltaje en topología escalera doble)*, en , (2012), URL <https://repository.javeriana.edu.co/bitstream/handle>.
- Martinez-Salamero, L., y otros., *Analysis and design of a sliding-mode strategy for start-up control and voltage regulation in a buck converter*, en IET Electronics, C Lahore - IET Power, (2013), URL <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049>.

Maset Sancho, E., *Introducción a la electrónica de potencia*, en Universitat de València, (2011).

Mohan, N., y otros., *Electrónica de potencia-convertidores, aplicaciones y diseño* (2009).

Ogata, K., *Ingeniería de control moderna*, Bd. 53 (2013), URL www.pearsoneducacion.com.

Pandey, A., y otros., *Intelligent navigation and control of a mobile robot in static and dynamic environments using hybrid fuzzy architecture*, en International Journal of Autonomic Computing, (2017), URL <https://www.inderscienceonline.com/doi/abs/10.1504/IJAC.2017.086990>.

Passino, K. M., y otros., *Fuzzy control* (1997), URL <http://www2.ece.ohio-state.edu/passino/FCbook.pdf>.

Pivonka, P., *Comparative analysis of fuzzy pi/pd/pid controller based on classical pid controller approach*, en Fuzzy Systems, 2002. FUZZ-IEEE'02. Proceedings of the 2002 IEEE International Conference on, (2002), URL <http://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/1005048/>.

Rashid, M. H., *Electronica de potencia* (2001).

Rivera, D. E. y Flores, M. E., *Internal model control*, en Control Systems, Robotics and Automation, Bd. II (2010): 9, URL <http://www.eolss.net/sample-chapters/c18/e6-43-03-04.pdf>.

Saghafinia, A., y otros., *Adaptive fuzzy sliding-mode control into chattering-free im*

- drive*, en IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, Bd. 51 (2015), URL <http://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6825817/>.
- Salazar, P., *Diseño e implementación de un controlador por modo deslizante para un convertidor buck boost*, Tesis Doctoral (2013).
- Salgado, M. E., y otros., *Análisis de sistemas lineales*, en , (2012): 524, URL http://profesores.elo.utfsm.cl/~jyuz/ASL_files/ASL_2014-08-29.pdf.
- Sarmiento Rodriguez, R., *Introducción a la electrónica de potencia*, en Universidad de las Palmas de Gran Canaria, (2001).
- Sebastián, E. y Sotelo, M. A., *Control en modo deslizante adaptativo borroso de las variables cinemáticas del vehículo subacuático snorkel*, en Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial RIAI, (2007).
- Silva, G. J., y otros., *On the stability and controller robustness of some popular pid tuning rules*, en IEEE TRANSACTIONS ON AUTOMATIC CONTROL, (2003), URL https://www.researchgate.net/profile/SP_Bhattacharyya/publication.
- Silva, R., y otros., *Discrete-time sliding mode control: a new design strategy applied to induction motor drives*, en American Control Conference, (1998).
- Sira-Ramirez, H. y Luviano-Juárez, A., *Control de sistemas no lineales*, Bd. 8 (2011), URL <http://recyt.fecyt.es/index.php/RIAII/article/view>.
- Smith, C. A. y Corripio, A., *Control automático de procesos* (1991), URL <https://pastranamoreno.files.wordpress.com/2013/02>.

Tejada, A. y Llamas, A., *Efectos de las armónicas en los sistemas eléctricos*, en Power, (2010): 8, URL https://www.researchgate.net/profile/Armando_Llamas_Terres.

Utkin, V. I., *Variable structure systems with sliding modes*, en IEEE TRANSACTIONS ON AUTOMATIC CONTROL, (1977), 2, URL [http://www.diee.unica.it/eusai/BOSIO/%5B1%5D - Utkin-Survey-TAC-1977.pdf](http://www.diee.unica.it/eusai/BOSIO/%5B1%5D-Utkin-Survey-TAC-1977.pdf).

Vela Rivera, A., *Controladores difusos aplicados a convertidores dc/dc*, en Universidad Autonoma de Aguascalientes, (2013).

Wu, T. F., y otros., *Boost converter with coupled inductors and buck-boost type of active clamp*, en IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 55 (2008), 1: 154–162, URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/4387791/>.

Anexo A

Simulación e implementación del convertidor reductor

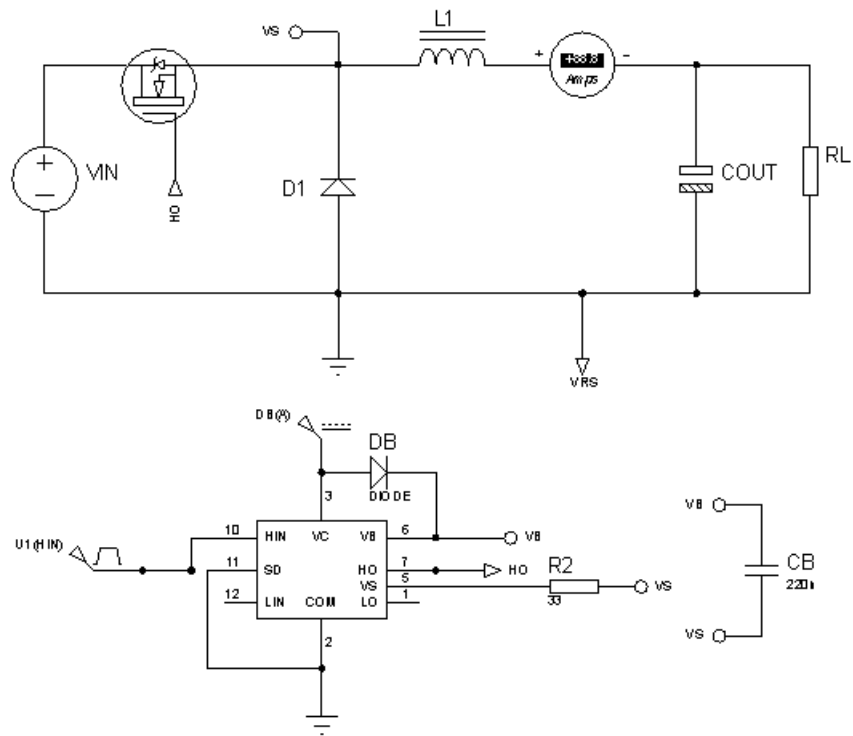


Figura 49: Simulación del convertidor reductor en proteus

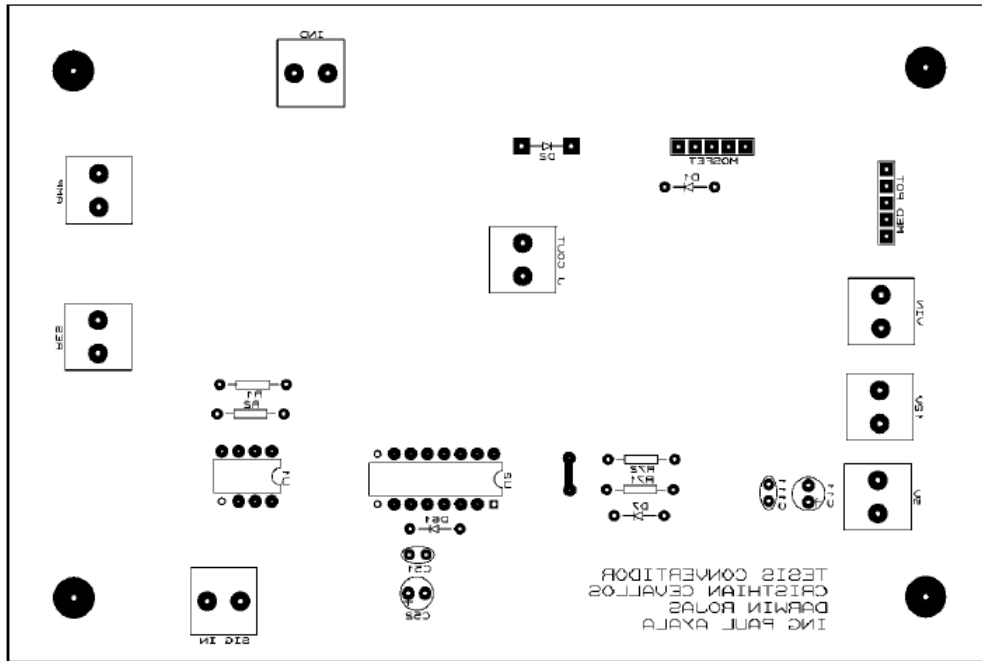


Figura 50: Placa a implementase convertidor reductor parte frontal

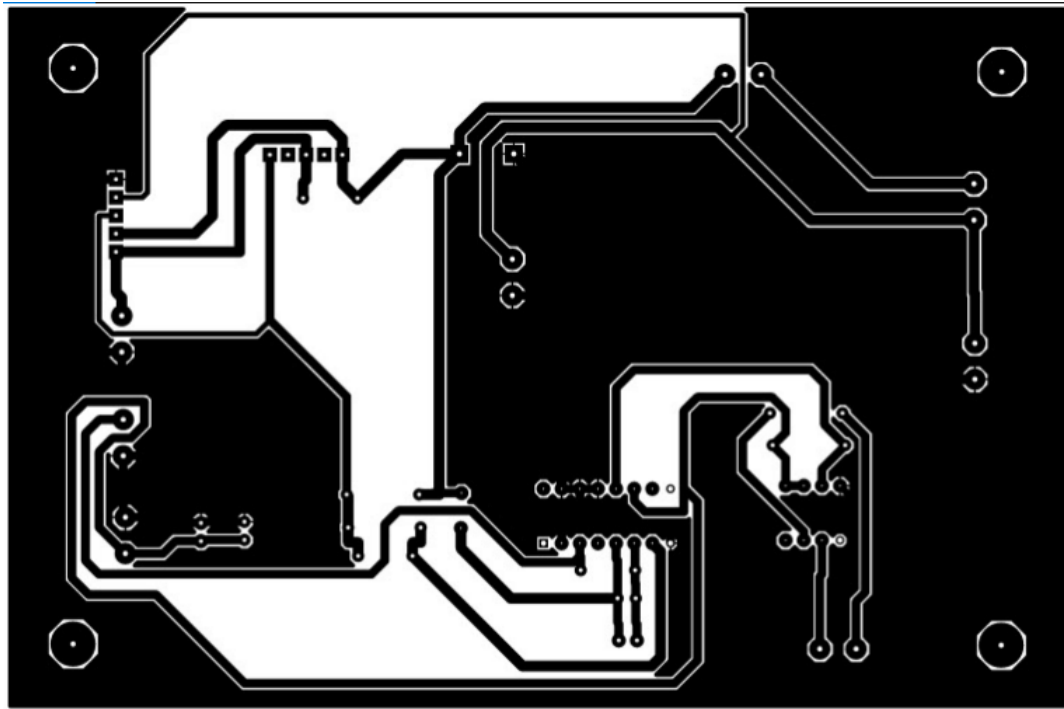


Figura 51: Placa a implementase convertidor reductor parte posterior

Anexo B

Código del control PID.

Listado de código B.1: Código del control PID.

```

1  /*Includes librerias*/
2  #include <stm32f4xx.it.h>
3  /*Todas las variables que tienen que ser definidas*/
4  int i = 0; int t=0; double y=0; double e=0;
5  double y1=0; double y2=0; double e1=0; double T=0.025;
6  /*Referencia y constantes relacionadas con el control*/
7  int ref_corriente = 2; float duty =0; float duty1 =0;
8  /*Variables de las constantes para el control*/
9  float KP = 57670; int KI = 7520000; int KD = 0.11065;
10 #define ADC3_DR_ADDRESS      ((uint32_t)0x4001224C)
11 /* Las variables que seran utilizadas en el adc*/
12 _IO uint16_t ADC3ConvertedValue = 0;
13 _IO uint32_t ADC3ConvertedVoltage = 0;
14 /*Private typedef*/
15 GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStructure; /*Para inicializacion de entradas y salidas*/
16 ADC_InitTypeDef ADC_InitStructure; /*Para inicializacion del adc*/
17 TIM_TimeBaseInitTypeDef TIM_TimeBaseStructure; /*Para inicializacion del timer*/
18 TIM_OCInitTypeDef TIM_OCInitStructure; /*Para inicializacion de salida el pwm*/
19 //Definir las funciones privadas que se utilizaran
20 void TIM_Config(void);
21 void ADC_Config(void);
22 int main(void)
23 {
24     /*Configuración del ADC3 *****/
25     /* - Activar el peripheral clocks */
26     /* - Configurar el canal12 del ADC como entrada analogica */
27     /* - Configurar el canal12 del ADC3 */
28     ADC_Config();
29     /* inicializar el ADC3 Software Conversion */
30     ADC_SoftwareStartConv(ADC3);
31     /* Llamar a TIM Configuration */
32     TIM_Config();
33     /* Convierte el valor de ADC (de 0 a 0xFFFF) a valor de voltaje (de 0V a 3.3V)*/
34     ADC3ConvertedVoltage = ADC3ConvertedValue *3300/0xFFFF;
35     //Transformar el Voltaje a corriente
36     corriente=((ADC3ConvertedVoltage*(3.15/4095))-2.469)/0.185;
37     //*****
38     //*****CONTROL*****
39     //*****
40     e = ref_corriente - corriente;
41     if (t==0){
42         duty=(KP+KI*T)*e-(KD/T)*y;
43         y2=0;
44         y1=y;
45         e1=e;
46         if (duty>80){
47             duty=80;
48         }
49         if (duty<10){
50             duty=10;
51         }
52         duty1=duty;
53     }
54     if (t>0){
55         duty=duty1+KP*(e-e1)+KI*T*e-(KD/T)*(y-2*y1+y2);
56         y2=y1;
57         y1=y;
58         e1=e;
59         if (duty>80) {
60             duty=80;
61         }
62         if (duty<10){
63             duty=10;
64         }
65         duty1=duty;

```

Anexo C

Código del control *fuzzy*.

Listado de código C.1: Codigo control fuzzy.

```

1  /*Includes librerias*/
2  #include <stm32f4xx_it.h>
3  /*Todas las variables que tienen que ser definidas*/
4  double e=0, corriente=0;
5  /*Referencia y constantes relacionadas con el control*/
6  double ref_corriente = 2; float duty =0;
7  float exgn=0, egn=0, epn=0, ez=0, epp=0, egp=0, exgp=0;
8  float h11=0,h12=0,h13=0,h14=0,h15=0;
9  float w=0.16;
10 #define ADC3_DR_ADDRESS      ((uint32_t)0x4001224C)
11 /* Las variables que seran utilizadas en el adc*/
12 __IO uint16_t ADC3ConvertedValue = 0;
13 __IO uint32_t ADC3ConvertedVoltage = 0;
14 /*Private typedef*/
15 GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStructure; /*Para inicializacion de entradas y salidas*/
16 ADC_InitTypeDef ADC_InitStructure; /*Para inicializacion del adc*/
17 TIM_TimeBaseInitTypeDef TIM_TimeBaseStructure; /*Para inicializacion del timer*/
18 TIM_OCInitTypeDef TIM_OCInitStructure; /*Para inicializacion de salida el pwm*/
19 //Definir las funciones privadas que se utilizaran
20 void TIM_Config(void);
21 void ADC_Config(void);
22 int main(void)
23 {
24     /*Configuraion del ADC3 *****//
25     /* - Activar el peripheral clocks */
26     /* - Configurar el canal12 del ADC como entrada analogica */
27     /* - Configurar el canal12 del ADC3 */
28     ADC_Config();
29     /* inicializar el ADC3 Software Conversion */
30     ADC_SoftwareStartConv(ADC3);
31     /* Llamar a TIM Configuration */
32     TIM_Config();
33     /* Convierte el valor de ADC (de 0 a 0xFFFF) a valor de voltaje (de 0V a 3.3V)*/
34     ADC3ConvertedVoltage = ADC3ConvertedValue *3300/0xFFFF;
35     //Transformar el Voltaje a corriente
36     corriente=((ADC3ConvertedVoltage*(3.15/4095))-2.469)/0.185;
37     //*****//
38     //*****CONTROL*****//
39     //*****//
40     e = ref_corriente - corriente;
41     //*****REGLAS LINGUISTICAS*****//
42     exgn=1*(e<=-1.36)-(2.46+2.55*e+1)*(e>-1.36&&e<=-0.968)+0*(e>-0.968);
43     egn= 0*(e<=-1.36)+(3.469+2.55*e)*(e>-1.36 && e<= -0.968)-(0.77+1.83*e)(e
44     >-0.968 && e<=-0.423)+0*(e>-0.423);
45     epn=0*(e<=-0.952)+(1.84*e+1.78)*(e>-0.952 && e<= 0)-(2.38*e)*(e>-0.952 && e
46     <=0)+0*(e>0);
47     ez=0*(e<=-0.401)+(2.5*e+1)*(e>-0.401 && e<= 0)-(3.10*e-1)*(e > 0 && e
48     <=0.3223)+0*(e>0.3223);
49     epp=0*(e<=0)+(2.61*e)*(e>0 && e<= 0.265)-(2.2*e-1.84)*(e > 0.265 && e
50     <=0.793)+0*(e>0.793);
51     egp= 0*(e<=0.265)+(2.25*e-0.856)*(e>0.265 && e<=0.793)-(2.621*e-1.94)*(e >
52     0.793 && e<=1.394)+1*(e>1.394);
53     exgp=1*(e<=0.793)-(-1.95*e+1.62)*(e>-0.793 && e<=1.394)+0*(e>1.394);
54     //*****CENTRO DE GRAVEDAD*****//
55     h11= w*( exgn -(exgn*exgn )/2 );
56     h12= w*( egn -(egn*egn )/2 );
57     h13= w*( epn -(epn*epn)/2 );
58     h14= w*( ez -(ez*ez )/2 );
59     h15= w*( epp -(epp*epp)/2 );
60     h16= w*( egp -(egp*egp )/2 );
61     h17= w*( exgp -(exgp*exgp )/2 );
62     unum=6*h11+4*h12+2*h13+0*h14-2*h15-4*h16-6*h17;
63     ucden= h11 + h12 + h13 + h14 + h15 + h16 + h17;
64     ucris=unum/ucden;
65     duty=ucris;
66     duty=ucris+duty;
67
68     //*****//
69     //***** PWM *****//
70     //*****//

```

Anexo D

Código del control en modo
deslizante.

Listado de código D.1: Código control modo deslizante.

```

1  /*Includes librerias*/
2  #include <stm32f4xx_it.h>
3  /*Todas las variables que tienen que ser definidas*/
4  double e=0, corriente=0;
5  /*Referencia y constantes relacionadas con el control*/
6  double ref_corriente = 2; float duty =0;
7  float y=0;
8  #define ADC3_DR_ADDRESS      ((uint32_t)0x4001224C)
9  /* Las variables que seran utilizadas en el adc*/
10  __IO uint16_t ADC3ConvertedValue = 0;
11  __IO uint32_t ADC3ConvertedVoltage = 0;
12  /*Private typedef*/
13  GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStructure; /*Para inicializacion de entradas y salidas*/
14  ADC_InitTypeDef  ADC_InitStructure; /*Para inicializacion del adc*/
15  TIM_TimeBaseInitTypeDef  TIM_TimeBaseStructure; /*Para inicializacion del timer*/
16  TIM_OCInitTypeDef  TIM_OCInitStructure; /*Para inicializacion de salida el pwm*/
17  //Definir las funciones privadas que se utilizaran
18  void TIM_Config(void);
19  void ADC_Config(void);
20  int main(void)
21  {
22      /*Configuraion del ADC3 *****/
23      /* - Activar el peripheral clocks */
24      /* - Configurar el canal12 del ADC como entrada analogica */
25      /* - Configurar el canal12 del ADC3 */
26      ADC_Config();
27      /* inicializar el ADC3 Software Conversion */
28      ADC_SoftwareStartConv(ADC3);
29      /* Llamar a TIM Configuration */
30      TIM_Config();
31      /* Convierte el valor de ADC (de 0 a 0xFFF) a valor de voltaje (de 0V a 3.3V)*/
32      ADC3ConvertedVoltage = ADC3ConvertedValue *3300/0xFFF;
33      //Transformar el Voltaje a corriente
34      corriente=((ADC3ConvertedVoltage*(3.15/4095))-2.469)/0.185;
35      //*****
36      //*****CONTROL*****
37      //*****
38      e = ref_corriente - corriente;
39      if(e<0){
40          //y=0.2;
41          GPIO_SetBits(GPIOD, GPIO_Pin_12);
42      }
43      else {
44          //y=-0.2;
45          GPIO_ResetBits(GPIOD, GPIO_Pin_12);
46      }
47      //duty=duty+y;
48      //*****
49      //***** PWM *****
50      //*****
51      /*To get TIM3 counter clock at 28 MHz, the prescaler is computed as follows:
52          Prescaler = (TIM3CLK / TIM3 counter clock) - 1
53          Prescaler = ((SystemCoreClock /2) /28 MHz) - 1
54          To get TIM3 output clock at 30 KHz, the period (ARR) is computed as
55          follows:
56          ARR = (TIM3 counter clock / TIM3 output clock) - 1
57              = 665 TIM3 Channel1 duty cycle = (TIM3.CCR1/
58              TIM3_ARR)* 100 = 50 % = 333;
59              TIM3 Channel2 duty cycle = (TIM3.CCR2/ TIM3_ARR)* 100 = 37.5 % = 249;
60              TIM3 Channel3 duty cycle = (TIM3.CCR3/ TIM3_ARR)* 100 = 25 % = 166;
61              TIM3 Channel4 duty cycle = (TIM3.CCR4/ TIM3_ARR)* 100 = 12.5 % = 83;
62          */
63      /* Calcular el valor del prescaler */
64      PrescalerValue = (uint16_t) ((SystemCoreClock /2) / 28000000) - 1;
65      /* Configuracion de la base de tiempo */
66      TIM_TimeBaseStructure.TIM_Period = 665;
67      TIM_TimeBaseStructure.TIM_Prescaler = PrescalerValue;
68      TIM_TimeBaseStructure.TIM_ClockDivision = 0;

```
