



**ESPE**  
UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS  
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

**DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES**

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

**TRABAJO DE TITULACIÓN, PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO  
DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL**

**TEMA: COMPARACIÓN DE ESTRATEGIAS DE CONTROL PARA UN  
CONVERTIDOR CUK**

**AUTOR: VALLADARES NARANJO, KATHERINE DANIELA**

**DIRECTOR: ING. AYALA TACO, JAIME PAÚL PhD.**

**SANGOLQUÍ**

**2019**



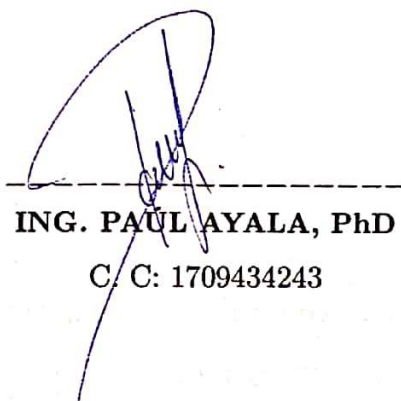
**ESPE**  
UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS  
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

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

**CERTIFICACIÓN**

Certifico que el trabajo de titulación, **COMPARACIÓN DE ESTRATEGIAS DE CONTROL PARA UN CONVERTIDOR CUK** fue realizado por la señorita **KATHERINE DANIELA VALLADARES NARANJO**, 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, 30 de mayo de 2019**



**ING. PAUL AYALA, PhD**  
C. C: 1709434243



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

**AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD**

Yo, **KATHERINE DANIELA VALLADARES NARANJO**, declaro que el contenido, ideas y criterios del trabajo de titulación: **COMPARACIÓN DE ESTRATEGIAS DE CONTROL PARA UN CONVERTIDOR CUK** es de mi 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, 30 de mayo de 2019**

**Katherine Daniela Valladares Naranjo**

C.C: 1723549737



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

**AUTORIZACIÓN**

*Yo, **KATHERINE DANIELA VALLADARES NARANJO** autorizó a la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE publicar el trabajo de titulación: **COMPARACIÓN DE ESTRATEGIAS DE CONTROL PARA UN CONVERTIDOR CUK** en el Repositorio Institucional, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi responsabilidad.*

**Sangolquí, 6 de mayo de 2019**

**Katherine Daniela Valladares Naranjo**

**C.C: 1723549737**



## **AGRADECIMIENTO Y DEDICATORIA**

Este ha sido un gran proceso de crecimiento tanto físico como intelectual, agradecer a mis padres por educarme y su paciencia, gracias a su apoyo. Quiero agradecerme a la dedicación y fuerza de voluntad que poco a poco me han llevado a concluir este trabajo. Existen muchos conocidos pero pocos amigos, que me han apoyado en cada aventura, enojo y sobre todo a darme ánimos para concluir mis estudios, gracias a todos.

*Katherine Daniela Valladares Naranjo.*

## Índice general

<b>CERTIFICACIÓN</b> . . . . .	<b>i</b>
<b>AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD</b> . . . . .	<b>ii</b>
<b>AUTORIZACIÓN</b> . . . . .	<b>iii</b>
<b>AGRADECIMIENTO</b> . . . . .	<b>iv</b>
<b>ÍNDICE DE CONTENIDOS</b> . . . . .	<b>v</b>
<b>ÍNDICE DE TABLAS</b> . . . . .	<b>viii</b>
<b>ÍNDICE DE FIGURAS</b> . . . . .	<b>x</b>
<b>RESUMEN</b> . . . . .	<b>xiii</b>
<b>ABSTRACT</b> . . . . .	<b>xiv</b>
<b>1 INTRODUCCIÓN</b> . . . . .	<b>1</b>
1.1 Antecedentes . . . . .	1
1.2 Justificación e Importancia . . . . .	4

1.3	Alcance del presente Proyecto . . . . .	7
1.4	Objetivos . . . . .	8
1.4.1	Objetivo General . . . . .	8
1.4.2	Objetivos Específicos . . . . .	8
1.5	Organización del Documento . . . . .	8
<b>2</b>	<b>ESTADO DEL ARTE . . . . .</b>	<b>11</b>
2.1	Conceptos Generales . . . . .	11
2.1.1	Convertidores dc/dc conmutados . . . . .	11
2.1.2	Clasificación de Convertidores dc/dc conmutados no aislados . . . . .	11
2.2	Convertidor <i>Cuk</i> . . . . .	12
2.2.1	Funcionamiento en modo de conducción continua . . . . .	13
2.3	Función de Transferencia . . . . .	16
2.3.1	Modelo promediado del Convertidor <i>Cuk</i> en el espacio de estados . . . . .	17
2.3.2	Sistemas de fase No mínima . . . . .	23
2.4	Sistemas Automáticos de control . . . . .	24
2.4.1	Tipos de control . . . . .	25
2.5	Estrategia: Control Proporcional Integral . . . . .	27
2.5.1	Acción Proporcional . . . . .	27
2.5.2	Acción Integral . . . . .	28
2.5.3	Sintonización del Controlador . . . . .	29
2.6	Control por realimentación de estados con Acción Integral. . . . .	31

2.6.1	Diseño del Controlador . . . . .	32
2.6.2	Asignación de Polos . . . . .	34
2.6.3	Matriz de Ganancias de Realimentación de Estados . . . . .	36
2.6.4	Acción Integral . . . . .	37
2.7	Lógica Difusa . . . . .	41
2.7.1	Conjuntos Difusos . . . . .	42
2.7.2	Variables Lingüísticas . . . . .	43
2.7.3	Función de pertenencia o Membresía . . . . .	43
2.7.4	Operaciones entre Conjuntos Difusos . . . . .	44
2.8	Control con Lógica Difusa . . . . .	45
2.8.1	Fusificación . . . . .	45
2.8.2	Base del Conocimiento y Lógica de Decisiones . . . . .	46
2.8.3	Defusificación . . . . .	47
<b>3</b>	<b>DISEÑO DEL CONVERTIDOR Y SUS CONTROLADO- RES . . . . .</b>	<b>49</b>
3.1	Principio de funcionamiento . . . . .	49
3.1.1	Simulación del convertidor . . . . .	52
3.1.2	Modelo Promediado del Convertidor <i>Cuk</i> en el Espacio de Estados . . . . .	54
3.2	Controlador Proporcional Integral (PI) . . . . .	57
3.2.1	Diseño del controlador . . . . .	58
3.2.2	Simulación del controlador. . . . .	59

3.3	Espacio de Estados . . . . .	61
3.3.1	Sistemas en Espacios de Estados. . . . .	61
3.3.2	Diseño del controlador . . . . .	62
3.3.3	Simulación del controlador . . . . .	70
3.4	Control difuso . . . . .	72
3.4.1	Diseño del Controlador . . . . .	73
3.4.2	Simulación del Controlador . . . . .	78
<b>4</b>	<b>ANÁLISIS DE DESEMPEÑO DEL CONTROLADOR. . .</b>	<b>81</b>
4.1	Indicadores de desempeño . . . . .	81
4.1.1	Perturbaciones y Pérdidas . . . . .	81
4.1.2	Análisis y resultados . . . . .	85
4.1.3	Matriz de decisión . . . . .	99
	<b>CONCLUSIONES . . . . .</b>	<b>101</b>
	<b>REFERENCIAS . . . . .</b>	<b>103</b>
	<b>ANEXOS . . . . .</b>	<b>A.1</b>
	<b>Anexo A Código para obtener la función de transferencia . . . . .</b>	<b>A.1</b>
	<b>Anexo B Código simulación de Controlador en Espacio de Estados . . . . .</b>	<b>B.3</b>
	<b>Anexo C Código de simulación para Controlador Difuso PI . . . . .</b>	<b>C.3</b>

# Índice de tablas

<b>Tabla 1</b>	<i>Ziegler y Nichols en lazo cerrado.</i> . . . . .	30
<b>Tabla 2</b>	<i>Operadores para conjuntos difusos.</i> . . . . .	44
<b>Tabla 3</b>	<i>Relación de Operadores para conjuntos difusos y conectores lógico lingüísti- cos.</i> . . . . .	47
<b>Tabla 4</b>	<i>Parámetros de diseño del Convertidor.</i> . . . . .	49
<b>Tabla 5</b>	<i>Elementos del Convertidor</i> . . . . .	52
<b>Tabla 6</b>	<i>Criterios para ajuste de los parámetros del controlador</i> . . . . .	59
<b>Tabla 7</b>	<i>Base de reglas para la variable de salida constante proporcional.</i> . . . . .	78
<b>Tabla 8</b>	<i>Base de reglas para la variable de salida constante integral.</i> . . . . .	78
<b>Tabla 9</b>	<i>Pérdidas de conducción del convertidor con las diferentes estrategias de con- trol.</i> . . . . .	98
<b>Tabla 10</b>	<i>Pérdidas de conmutación del convertidor con las diferentes estrategias de control.</i> . . . . .	98
<b>Tabla 11</b>	<i>Consumo computacional relacionado con el tiempo de ejecución de los archi- vos para ejecución de los controladores.</i> . . . . .	98



<b>Tabla 12</b>	<i>Consumo computacional relacionado con la cantidad de memoria en uso de los archivos para ejecución de los controladores</i> . . . . .	99
<b>Tabla 13</b>	<i>Matriz de decisión, analizando indicadores de desempeño</i> . . . . .	100

## Índice de figuras

<b>Figura 1</b>	Convertidor <i>Cuk</i> . . . . .	12
<b>Figura 2</b>	Representación del Convertidor <i>Cuk</i> . . . . .	13
<b>Figura 3</b>	Ciclo de trabajo en el mosfet . . . . .	14
<b>Figura 4</b>	Ciclo de trabajo en el diodo . . . . .	14
<b>Figura 5</b>	Representación del estado Ton . . . . .	15
<b>Figura 6</b>	Representación del estado Toff . . . . .	16
<b>Figura 7</b>	Diagrama de Bode para representar: fase mínima y fase no mínima . . . . .	23
<b>Figura 8</b>	Diagrama de polos y ceros de un sistema de fase no mínima. . . . .	24
<b>Figura 9</b>	Lazo de control abierto (Onoro, 2011) . . . . .	26
<b>Figura 10</b>	Lazo de control cerrado (Onoro, 2011). . . . .	26
<b>Figura 11</b>	Diagrama de Bloques, sistema en lazo cerrado con control PI. . . . .	29
<b>Figura 12</b>	Oscilaciones periódicas . . . . .	30
<b>Figura 13</b>	Diagrama de Bloques, sistema en lazo cerrado con realimentación de estados . . . . .	32

<b>Figura 14</b>	Esquema de ganancias en realimentación de estados . . . . .	37
<b>Figura 15</b>	Diagrama de Bloques, sistema en lazo cerrado con acción integral . . . . .	39
<b>Figura 16</b>	Ejemplo de un conjunto difuso . . . . .	44
<b>Figura 17</b>	Diagrama de bloques de un control con lógica difusa . . . . .	45
<b>Figura 18</b>	Simulación del convertidor <i>Cuk</i> . . . . .	53
<b>Figura 19</b>	Tensión sobre la carga . . . . .	53
<b>Figura 20</b>	Diagrama de Bloques, sistema en lazo cerrado . . . . .	58
<b>Figura 21</b>	Simulación control PI. . . . .	60
<b>Figura 22</b>	Respuesta sistema con el controlador PI. . . . .	60
<b>Figura 23</b>	Diagrama de bloques del sistema en realimentación de estados. . . . .	63
<b>Figura 24</b>	Esquema de ganancias en realimentación de estados. . . . .	66
<b>Figura 25</b>	Diagrama de bloques en espacio de estados. . . . .	71
<b>Figura 26</b>	Respuesta del sistema en lazo cerrado. . . . .	72
<b>Figura 27</b>	Funciones de membresía para la variable de entrada error ( $e$ ). . . . .	75
<b>Figura 28</b>	Funciones de membresía para la variable de entrada variación del error ( $de$ ). . . . .	75
<b>Figura 29</b>	Funciones de membresía para la variable de salida constante proporcional ( $kp$ ). . . . .	76
<b>Figura 30</b>	Funciones de membresía para la variable de salida constante integral ( $ki$ ). . . . .	77
<b>Figura 31</b>	Diagrama de bloques para el controlado difuso PI . . . . .	79
<b>Figura 32</b>	Respuesta del sistema en lazo cerrado. . . . .	79
<b>Figura 33</b>	Tensión de cambio de referencia. . . . .	82

<b>Figura 34</b>	Tensión de cambio de referencia. . . . .	83
<b>Figura 35</b>	Respuesta del sistema utilizando un controlador PI. . . . .	85
<b>Figura 36</b>	Respuesta del sistema utilizando el controlador en Espacio de estados. . . . .	86
<b>Figura 37</b>	Respuesta del sistema utilizando el controlador Difuso. . . . .	87
<b>Figura 38</b>	Cambio de la entrada con un valor 150 [V] . . . . .	88
<b>Figura 39</b>	Cambio de la entrada con un valor 70 [V] . . . . .	88
<b>Figura 40</b>	Cambio de la entrada con un valor 50 [V] . . . . .	89
<b>Figura 41</b>	Cambio de la entrada con un valor 150 [V] . . . . .	89
<b>Figura 42</b>	Cambio de la entrada con un valor 70 [V] . . . . .	90
<b>Figura 43</b>	Cambio de la entrada con un valor 50 [V] . . . . .	90
<b>Figura 44</b>	Cambio de la entrada con un valor 150 [V] . . . . .	91
<b>Figura 45</b>	Cambio de la entrada con un valor 70 [V]. . . . .	91
<b>Figura 46</b>	Cambio de la entrada con un valor 50 [V]. . . . .	92
<b>Figura 47</b>	Cambio en carga con un valor 63.7 [ $\Omega$ ]. . . . .	93
<b>Figura 48</b>	Cambio en carga con un valor 51 [ $\Omega$ ]. . . . .	93
<b>Figura 49</b>	Cambio en carga con un valor 34.3 [ $\Omega$ ]. . . . .	94
<b>Figura 50</b>	Cambio en carga con un valor 63.7 [ $\Omega$ ]. . . . .	94
<b>Figura 51</b>	Cambio en carga con un valor 51 [ $\Omega$ ]. . . . .	95
<b>Figura 52</b>	Cambio en carga con un valor 34.3 [ $\Omega$ ]. . . . .	95
<b>Figura 53</b>	Cambio en carga con un valor 63.7 [ $\Omega$ ]. . . . .	96
<b>Figura 54</b>	Cambio en carga con un valor 51 [ $\Omega$ ]. . . . .	96
<b>Figura 55</b>	Cambio en carga con un valor 34.3 [ $\Omega$ ]. . . . .	97

## RESUMEN

En este documento se realiza la comparación de tres estrategias de control sobre un convertidor dc/dc de tipo *Cuk*. El desarrollo de este trabajo se desenvuelve en una primera etapa, en conocer el funcionamiento del convertidor dc/dc y de las estrategias de control, las cuales son: control PI, control Difuso, control en Espacio de Estados. En la segunda etapa se presenta el diseño y simulación de convertidor y las tres estrategias de control. Para que en el desarrollo de la tercera etapa de este trabajo se presente un análisis comparativo a través de indicadores de desempeño que permitieron evaluar a los controladores.

## PALABRAS CLAVE

- **CONVERTIDOR *CUK***
- **CONTROLADOR PI**
- **CONTROLADOR DIFUSO**
- **CONTROLADOR DE ESPACIO DE ESTADOS**

## **ABSTRACT**

This paper presents a comparative study of three control strategies to dc / dc *Cuk* converter. In the first stage, it develops the investigation of the behavior of the dc/dc converter and its controller's strategies: PI control, Fuzzy control and State Space control. In the second stage, the design and simulation of the dc / dc converter and the design and simulation of the three control strategies is carried out. To finally make a comparative study based on previously established performance indicators, that allows choosing the driver with better performance characteristics.

### **KEYWORDS:**

- **CUK CONVERTER**
  
- **FUZZY CONTROLLER**
  
- **PI CONTROLLER**
  
- **SPACE STATE CONTROLLER**

# Capítulo 1

## INTRODUCCIÓN

### 1.1 Antecedentes

El convertidor *Cuk* es un tipo de convertidor dc/dc que tiene una magnitud de tensión de salida, mayor o menor que la tensión de entrada y de la polaridad opuesta a la de su entrada (Brijesh y Anirudha, 2012) . La principal diferencia entre este convertidor y los circuitos clásicos radica en la utilización de un condensador en lugar de una inductancia para el almacenamiento de energía durante una parte del ciclo de trabajo y su posterior entrega a la carga durante el resto del mismo. El uso de un capacitor permite obtener una mejor relación entre la energía almacenada y el tamaño o peso de los circuitos convertidores básicos tradicionales (elevador/reductor o *Flyback*, reductor o *Forward* y elevador o *Boost*), y se ve reflejada en excelentes propiedades como la transferencia de energía capacitiva, buenas actuaciones de estado estable, etc (Nachez, 2014).

El funcionamiento básico de los convertidores conmutados consiste en el almacenamiento temporal de energía y el descargar hacia la carga en un periodo de tiempo. Este periodo determina la cantidad de energía cedida a la carga. Los convertidores de dc/dc disponen de tres etapas en cuanto a su funcionamiento (Gonzales y Alzate, 2009):



- *Conmutación*: se encarga de segmentar la señal de entrada según la frecuencia y el ciclo de trabajo requerido,
- *Almacenamiento de energía*: depende de la conmutación, para determinar cuándo se libera energía hacia la carga del sistema,
- *Filtrado*: se encarga de filtrar la señal conmutada.

Los convertidores de potencia son circuitos electrónicos asociados a la conversión, control y acondicionamiento de la energía eléctrica. El rango de potencia puede ir desde milivatios a megavatios, con aplicaciones desde teléfonos móviles hasta sistemas de transmisión de energía eléctrica. La confiabilidad de los convertidores de potencia los vuelve dispositivos clave en la industria. Es así que existen muchas aplicaciones para los convertidores estáticos de potencia como: conversión de energía en el transporte masivo por metro o trolebus, sistemas de conversión y almacenamiento de energía por fuentes alternativas o renovables, entre otras (Gonzales y Alzate, 2009; Albea, 2010).

Los dispositivos electrónicos y el circuito de control deben ser robustos para lograr una larga vida útil del convertidor. Se debe tomar en cuenta la eficiencia total de los circuitos electrónicos de potencia debido al valor económico y ambiental que esto puede generar. Incluso una pequeña mejora en la eficiencia energética del convertidor lo hará más rentable en el mercado electrónico (Christiansen, 1996). Por esta razón, en el ámbito tecnológico pocos circuitos de baja potencia pueden tolerar una eficiencia energética inferior al 85 % (Pagano y otros., 2005).

La Teoría de control se ha desarrollado a partir de la década de 1920, y principalmente se ha visto favorecida por el rigor matemático, el potencial de cálculo de los ordenadores modernos y rápidos algoritmos de software como Matlab®. Hechos que han propiciado, en los últimos años, el

desarrollo de poderosas técnicas de control inteligente (Hagglund y Astrom, 1988).

Los convertidores utilizados para dispositivos electrónicos deben ser diseñados para regular el voltaje de salida, a pesar de los cambios del voltaje de entrada y distintas perturbaciones. Por lo cual hay la necesidad de utilizar técnicas de control para satisfacer esta demanda y disponer de fuentes de energía con características eléctricas controladas que aseguren la continuidad de su empleo en las diferentes aplicaciones (Biswal, 2011).

En la actualidad hay varias investigaciones: utilizar una estrategia de control sobre convertidores *Cuk* en escalera para lograr el Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (SPMP) en paneles foto-voltaicos, realizado por Bolaños Navarrete en 2015. Para garantizar el SPMP en todas las condiciones de funcionamiento se requiere un sistema de control local, utilizando un controlador Integral Proporcional y un algoritmo tipo "perturbar y observar" (Chiacchiarini y Ceci, 2006). Esta investigación, como otras tantas, se encuentran alineadas a un objetivo que cada vez se expande: alcanzar la mayor eficiencia energética.

Otra aplicación del convertidor *Cuk*: cuando trabaja como regulador de voltaje, en un sistema híbrido de energía eólica solar en el cual el voltaje de entrada depende de la velocidad del viento y la posición del sol. En esas condiciones, el convertidor debe ajustar el voltaje de salida, que varía de acuerdo a la velocidad del viento y la intensidad de la luz. En caso de alta velocidad del viento y alta intensidad de luz, baja el voltaje para obtener la salida deseada. En caso de baja velocidad del viento y baja intensidad de luz, aumenta el voltaje a la magnitud deseada (Singh, 2016).

En la investigación *Application of Cuk converter together with Battery Technologies on the Low Voltage DC supply for Electric Vehicles*, se expone que los vehículos eléctricos (EVs) son cada vez más populares y, sin duda, el motor es la parte clave de un vehículo eléctrico, generalmente se

acepta que la batería es el componente crítico y el obstáculo principal en el desarrollo de vehículos eléctricos. Lo que propició la investigación de vehículos eléctricos utilizando un convertidor *Cuk*, gobernado por la unidad de control del vehículo para regular la salida de voltaje de las baterías (Cheng y Wenzheng, 2015). En varias investigaciones acerca del convertidor *Cuk* gobernado con distintas estrategias de control, se ha constatado la necesidad de comparar diferentes controladores que permiten mostrar el mejor desempeño para el convertidor *Cuk* y encaminar la decisión de futuros trabajos.

## 1.2 Justificación e Importancia

Hay gran interés en el desarrollo de estrategias eficientes de control para mejorar el comportamiento dinámico de los convertidores dc/dc de conmutación, ya que son plantas altamente no lineales. La no linealidad se debe, principalmente, a las acciones de conmutación y las variaciones de parámetros causadas por perturbaciones externas (Brijesh y Anirudha, 2012).

El controlador Proporcional Integral (PI, por sus siglas en inglés) consta de elementos proporcionales e integrales que, a menudo, se utilizan en el control de la retroalimentación y para aplicaciones industriales por su simplicidad de estructura y fácil principio de funcionamiento. Mediante el uso de controladores proporcionales, el sistema se vuelve estable con un error de estado menor, pero con el pico de sobreimpulso muy alto. Por lo que se usa el controlador PI que supera la desventaja del controlador Proporcional y asegura una mejora en el seguimiento del punto de ajuste. El controlador PI se modela para mejorar el comportamiento de los convertidores dc/dc (Shodhganga, 2016).

Los controladores se utilizan cada vez más para gobernar un sistema desde un lugar distante, debido a lo inaccesible del sistema o por otras razones. En los últimos años los controladores de Lógica Difusa se utilizan en varias áreas, a diferencia de los controladores convencionales. Un controlador de Lógica Difusa no requiere un modelo exacto de planta: usa un conjunto de reglas lingüísticas para derivar la estrategia de control. Reglas que provienen del conocimiento y las propiedades de la planta y afectan directamente al comportamiento del controlador (Gopinath, 2014).

La Teoría moderna de control está basada en el conocimiento del comportamiento interno de los sistemas, que se refleja en las variables que influyen en su dinámica y constituyen el concepto de estado del sistema. El conocimiento de la evolución de todas las variables que influyen en la dinámica del sistema permite efectuar un potente control y abordar el de sistemas más complejos. La Teoría moderna de control se desarrolla para solventar algunos de los problemas en los que presenta fuertes limitaciones la denominada teoría clásica, basada en el modelo de la relación entre una entrada y una salida de los sistemas dinámicos lineales de parámetros constantes (Domínguez y otros., 2006).

En la exploración del estado del arte y la técnica se han encontrado diversos trabajos relacionados a la aplicación de diferentes estrategias de control aplicadas a convertidores estáticos de potencia. No se han encontrado trabajos que aborden la comparación de diferentes métricas eléctricas y de desempeño de las estrategias de control aplicadas a convertidores. Cabe la pregunta ¿qué estrategia de control es recomendable para un determinado convertidor estático de potencia? Las variables de comparación son diversas y, en muchos casos, complejas, como el comparar las pérdidas de conmutación, pérdidas de conducción, pérdidas térmicas, capacidad de operación en alta

frecuencia, consumo computacional, complejidad de la implementación de la estrategia de control en un microprocesador o microcontrolador, entre otras. Evidentemente, para que la comparación sea válida, las estrategias de control a ser comparadas deben ser implementadas en un mismo hardware y bajo las mismas especificaciones de las respuestas dinámicas que se pretende obtener de los convertidores.

Dentro de las diversas estrategias de control se ha planteado el emplear una que no exija el conocimiento del modelo matemático del sistema y otras que sí lo exijan para, de esta manera, abordar estrategias de solución desde el punto de vista lineal y no lineal.

La lógica difusa es una de las estrategias que permiten controlar un sistema en ausencia del modelo matemático. En un principio se plantea emplear un controlador borroso básico, a partir de la premisa de que la mejor solución es la más simple. Posteriormente se explorarán las modificaciones de control difuso, como un PI-Fuzzy u otros. La siguiente estrategia a ser analizada será el PI que requiere el modelo matemático del sistema para contraponerlo al Fuzzy, en cuanto a desempeño.

En este Proyecto se realizó la comparación del desempeño de un controlador de Lógica Difusa, un controlador clásico PI y un controlador en espacio de estados, capaces de abordar una planta con incertidumbres en los parámetros y la no linealidad indeseable (Fumio, 1995). Para compararlos se emplearon variables de análisis: comportamiento ante perturbaciones, tiempo de establecimiento, consumo computacional de los controladores, tiempo de respuesta, etc, con el objetivo de discernir el controlador recomendable que se ajuste a los parámetros del convertidor *Cuk* de 100 W planteado.

### 1.3 Alcance del presente Proyecto

En este proyecto de investigación se modeló un convertidor *Cuk* al que se le aplicó tres estrategias de control: un controlador tradicional basado en un control clásico PI, un controlador inteligente de lógica difusa y un controlador moderno en espacio de estados.

El trabajo se divide en las siguientes etapas

*Primera Etapa:* Diseño electrónico de un convertidor *Cuk* de 100 W, para lo cual se dimensionarán los elementos del convertidor: capacitores, inductores, etc. para obtener los parámetros necesarios del convertidor para el diseño de los controladores. La implementación del diseño se realizará utilizando un software de simulación.

*Segunda Etapa:* Modelamiento matemático del convertidor *Cuk* que permitió implementar las estrategias en espacio de estados y un control clásico PI, a través de la función de transferencia y además realizar un estudio del comportamiento dinámico del convertidor que permita el diseño del controlador inteligente de lógica difusa. Se ajustaron los límites de las diferentes funciones de pertenencia del controlador difuso mediante la metodología de ensayo y error para cumplir con las métricas de desempeño del sistema controlado.

Una vez desarrolladas las estrategias de control, fueron simuladas y se validó el comportamiento del sistema frente a distintos escenarios.

*Tercera Etapa:* Finalmente, simulado tanto el controlador de lógica difusa, el controlador en espacio de estados y el controlador clásico PI, se realizó un análisis comparativo entre estos controladores, empleando variables de análisis: comportamiento ante perturbaciones, tiempo de estableci-



miento, tiempo de respuesta ante cambios a la referencia, sobrepicos y eficiencia del convertidor a través del consumo comunicacional. Este análisis permitirá llegar a Conclusiones para recomendar la estrategia de control que muestre el mejor rendimiento del convertidor *Cuk*.

## **1.4 Objetivos**

### **1.4.1 Objetivo General**

Analizar el desempeño de un convertidor *Cuk* de 100 W utilizando distintas estrategias de control.

### **1.4.2 Objetivos Específicos**

- Diseñar y modelar un convertidor *Cuk* de 100 W.
- Diseñar un controlador PI, un control de lógica difusa y un control en espacio de estados para un convertidor *Cuk* de 100 W.
- Utilizar un software matemático para simular el comportamiento del convertidor *Cuk* de 100 W con las diferentes estrategias de control.
- Determinar, en base a variables de decisión, la estrategia de control recomendada para un convertidor *Cuk* de 100 W.

## **1.5 Organización del Documento**

Este Trabajo de Investigación se presenta en tres Capítulos cuyo resumen se explican en esta

sección y brinda una Introducción al lector.

## **Capítulo 2**

Introducción a los convertidores de potencia dc/dc, en especial al funcionamiento y terminología más importantes acerca del convertidor *Cuk*. Un preámbulo presenta los Sistemas de control y los controladores de PI, lógica difusa y espacio de estados.

## **Capítulo 3**

Presentación del diseño del convertidor *Cuk* que involucra el cálculo de los componentes del sistema como: inductancias, capacitores, etc. Al ser completada esta Fase, se encuentra la simulación y comprobación del funcionamiento. Implementar las estrategias de control y exponer el diseño y simulación para el controlador PI, en espacio de estados y de lógica difusa, los que controlan el convertidor *Cuk*.

## **Capítulo 4**

Se analizan diferentes parámetros de decisión que ayudan a la eficacia del convertidor y se exponen los resultados. Presentación de Conclusiones y Recomendaciones que se lograron en el desarrollo del Proyecto. Se presentan las futuras investigaciones que se pueden desarrollar sobre este Tema.

# Capítulo 2

## ESTADO DEL ARTE

### 2.1 Conceptos Generales

#### 2.1.1 Convertidores dc/dc conmutados

Son dispositivos de corriente continua que utilizan elementos de conmutación (Mosfet, Diodo) y almacenamiento de energía (capacitores y bobinas). Estos arreglos son conocidos como convertidores de Conmutación (Quezada, 2012). Para lograr la carga y descarga de los elementos de almacenamiento, el diseño de los convertidores utiliza un interruptor de potencia y un diodo, permitiendo convertir una tensión de entrada por otra, también continua y regulada, y transforman la energía eléctrica de un generador eólico o una batería a otros valores de tensión, para suministrar energía a distintos aparatos que utilizan tensión regulada continua en su alimentación. (Guidino, 2017)

#### 2.1.2 Clasificación de Convertidores dc/dc conmutados no aislados

La forma de conmutación de los interruptores pasivos o activos, la carga y descarga de las bobinas y Capacitores da lugar a las siguientes configuraciones básicas de convertidores dc/dc

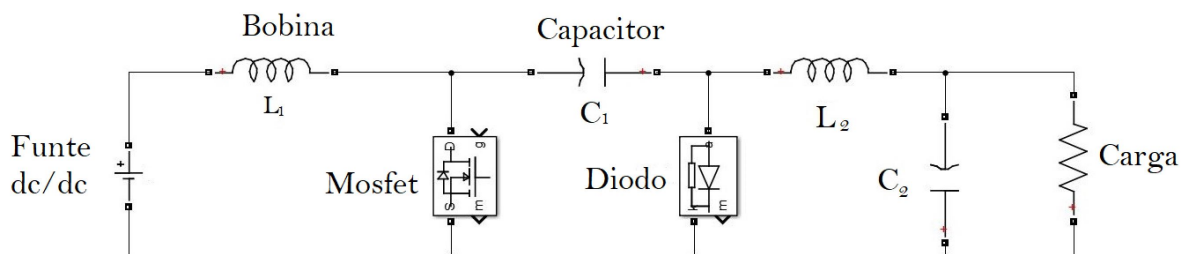
(Bernabe., 2012):

1. Reductor de voltaje: *Buck*,
2. Elevador de voltaje: *Boost*,
3. Reductor Elevador de voltaje: *Buck-Boost*,
4. convertidor *Cúk* .

Estos convertidores presentan dos modos de funcionamiento: modo de conducción continua (MCC) cuando el valor de corriente en el inductor es distinto de cero y modo de conducción discontinua (MDC) cuando el valor de corriente toma el valor de cero en ciertos intervalos.

## 2.2 Convertidor *Cuk*

El convertidor *Cuk* fue desarrollado por el profesor Slobodan *Cuk* del *California Institute of Technology* (Nachez, 2014). La configuración básica del convertidor *Cuk* nace a partir de la fusión de los convertidores tipo *Boost* y *Buck*, conforme se presenta en la figura 1. Gracias a esta configuración (figura 1), el convertidor se comporta como elevador o reductor de voltaje.



**Figura 1.** Convertidor *Cuk*.

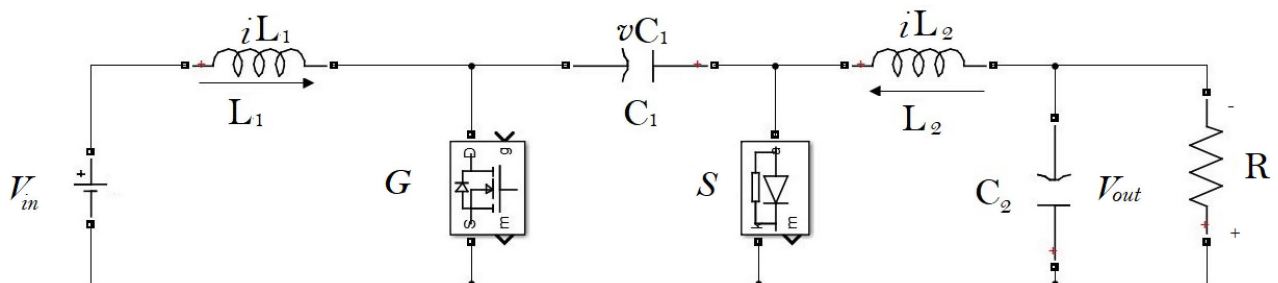
El convertidor *Cuk* presenta dos características importantes:

1. La tensión de salida puede ser de signo contrario al voltaje de entrada, dependiendo del valor del ciclo de trabajo.
2. El mosfet presente en el circuito no tiene conexión en la gate, lo que permite ingresar una señal de regulación que controle el ciclo de trabajo del mosfet (Ortiz y Grillo, 2014).

### 2.2.1 Funcionamiento en modo de conducción continua

- Tensión de ingreso al convertidor será  $V_{in}$ , los inductores  $L_1, L_2$  y los capacitores  $C_1, C_2$ .
- La corriente en inductores será  $iL_1, iL_2$  respectivamente. La tensión en los Capacitores será  $vC_1, vC_2$  respectivamente.
- El mosfet será G, voltaje en mosfet  $vM$ , el diodo S, voltaje en el diodo  $vS$ .
- La tensión de salida  $V_{out}$ , la carga R.
- Ciclo de trabajo D.

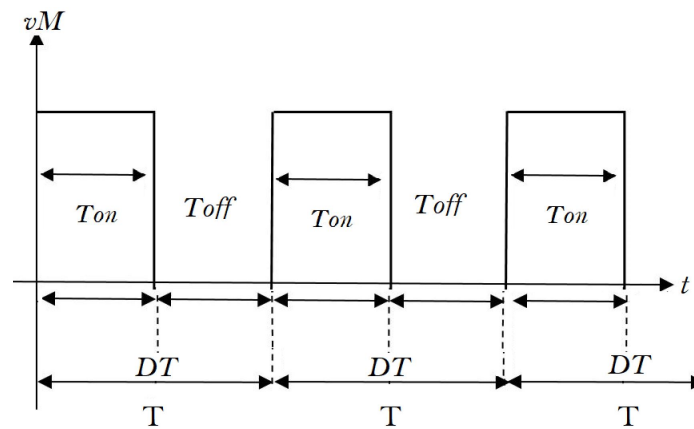
Figura 2: convertidor *Cuk* con su modelo referencial.



**Figura 2.** Representación del Convertidor *Cuk*

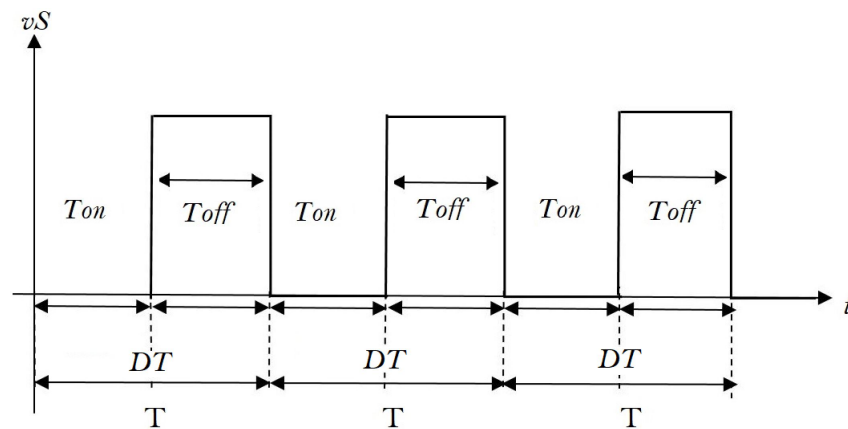
El funcionamiento del convertidor depende de la señal de control que se inyecta en la terminal *gate* del mosfet, la que tiene un período denominado  $T$  que permite la conmutación del mosfet y el diodo, dependiendo de su ciclo de trabajo ( $D$ ).

Figura 3: representación de la señal de control en función de la conmutación del mosfet.



**Figura 3.** Ciclo de trabajo en el mosfet

Figura 4: representa la conmutación del diodo, la figura 3 y figura 4 conforman la representación del ciclo de trabajo para el convertidor.



**Figura 4.** Ciclo de trabajo en el diodo

El período  $T$  se divide en dos estados:

$$\begin{cases} T_{on}, & 0 < t < DT \\ T_{off}, & DT < t < T \end{cases}$$

El estado  $T_{on}$  se inicia cuando el mosfet  $G$  se polariza directamente, la fuente de alimentación  $V_{in}$  se conecta a la bobina  $L_1$ , el diodo  $S$  queda polarizado inversamente. La consecuencia es que permite que la inductancia  $L_1$  comience su ciclo de carga.

Figura 5 Comportamiento del circuito en estado  $T_{on}$ .

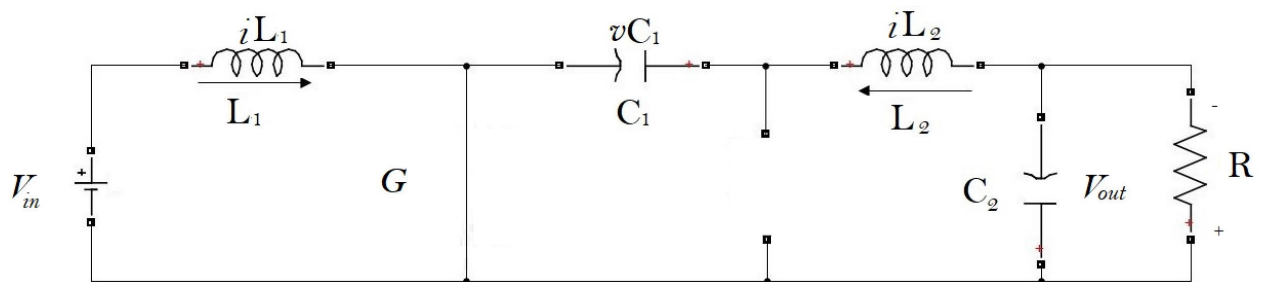
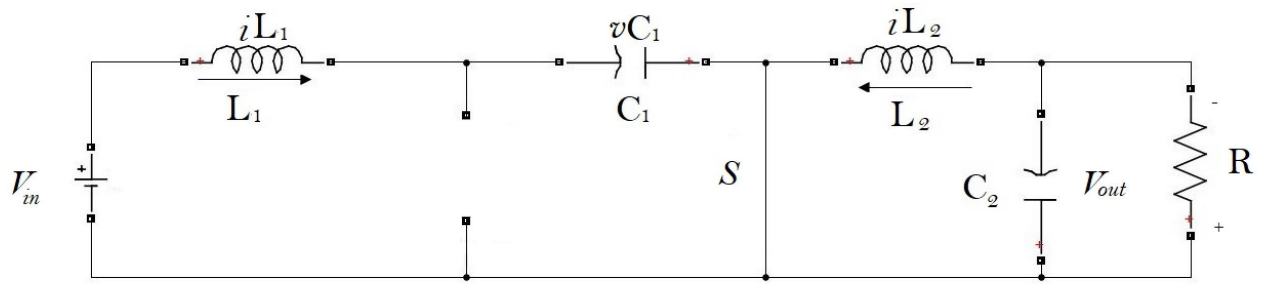


Figura 5. Representación del estado  $T_{on}$

Transcurrido el período  $T_{on}$ , da comienzo al estado de  $T_{off}$ , en el que el mosfet  $G$  se polariza inversamente, el diodo  $S$  se polariza directamente, la tensión  $V_{in}$  con la energía almacenada en la bobina  $L_1$  permiten la transferencia de energía a  $C_1$ .

En la figura 6 se presenta el comportamiento del circuito en estado  $T_{off}$ .



**Figura 6.** Representación del estado Toff

Finalizado en periodo T, el mosfet G se polariza directamente, la fuente alimentación  $V_{in}$  se conecta a la bobina  $L_1$ , el diodo S queda polarizado inversamente,  $L_1$  comienza a almacenar energía y la energía antes almacenada en  $C_1$  comienza a distribuirse por  $C_2$ ,  $L_2$ , R, permitiendo que el ciclo se reinicie (Aguirre, 2014).

### 2.3 Función de Transferencia

Se denomina *función de transferencia* a la relación cociente entre la transformada de Laplace de la salida  $B(s)$  y la transformada de Laplace de la señal de entrada  $A(s)$ , sin tener en cuenta las condiciones iniciales.

$$G(s) = \frac{B(s)}{A(s)} \quad (2.1)$$

La *función de transferencia* describe el comportamiento del sistema de forma matemática y, al analizarla, se encontrará:

- Los polos de la *función de transferencia* son las raíces del polinomio del denominador  $A(s)$ .
- Los ceros son las raíces del polinomio del numerador  $B(s)$  en la *función de transferencia*.



- El orden del sistema está dado por el grado del polinomio del denominador  $A(s)$ .

### 2.3.1 Modelo promediado del Convertidor *Cuk* en el espacio de estados

El propósito del modelo promediado es la representación en espacio-estado del convertidor para obtener la función de transferencia que lo describe. Esta representación puede ser utilizada con propósitos de control (Valdez y Sánchez, 2014).

Definiciones de espacio de estados:

- Estado: Conjunto de variables que describen el comportamiento del sistema y ayudan a predecir los valores futuros.
- Variable de estado: Cantidad de variables de estado requeridas, proporcional al número de los elementos de almacenamiento en el sistema.
- Vector de estado: Formado por las variables de estado como elementos (García, 2015).

### Modelo de espacio de estado a partir de ecuación diferencial

Durante cada estado el circuito se describe mediante un vector de variables. En general las corrientes de inductores y los voltajes de los condensadores se eligen como variables de estado.

El modelo de espacio de estado del sistema lineal e invariante en el tiempo (LTI) se puede representar como:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (2.2)$$

$$y(t) = Cx(t) + Eu(t) \quad (2.3)$$

Las ecuaciones 2.2 y 2.3 se conocen como *ecuación de estado* y *ecuación de salida* respectivamente.

$x(t)$  ,  $\dot{x}(t)$ : Vector de estado y el vector de estado diferencial, respectivamente.

$u(t)$  ,  $y(t)$ : Vector de entrada y vector de salida, respectivamente.

$r(t)$ : Vector de referencia.

A : Matriz de estado del sistema.

B, C: Matrices de entrada y salida.

E: Matriz de avance.

Las ecuaciones, en espacio de estado del circuito, en forma estándar, se obtienen como:

*Paso 1: Descripción del circuito en variables de estado*

- Cuando el convertidor se encuentra en el estado (1) Ton, las ecuaciones de estado-espacio del convertidor se escriben como:

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_1x(t) + B_1u(t) \quad (2.4)$$

$$y(t) = C_1x(t) + E_1u(t) \quad (2.5)$$

Donde

$A_1, B_1, C_1, E_1$  son los valores que toman las matrices para el estado (1).

- Cuando el convertidor se encuentra en el estado (2) Toff las ecuaciones de estado-espacio del

convertidor se escriben como

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_2x(t) + B_2u(t) \quad (2.6)$$

$$y(t) = C_2x(t) + E_2u(t) \quad (2.7)$$

Donde

$A_2, B_2, C_2, E_2$  son los valores que toman las matrices para el estado (2).

*Paso 2: Ecuaciones en espacio de estado*

Las Ecuaciones de la 2.4 a la 2.6, están en función del tiempo, para obtener un solo vector de estado que contenga las condiciones del estado 1 y del estado 2 y que describa al sistema. Se deben poner en función del ciclo de trabajo (d):

$$\frac{dx(t)}{dt} = A'x(t) + B'u(t) \quad (2.8)$$

$$y(t) = C'x(t) + E'u(t) \quad (2.9)$$

Las ecuaciones 2.8 y 2.9 son no lineales, por lo cual se debe realizar su linealización.

Donde

$$A' = A_1d + A_1(1 - d) \quad (2.10)$$

$$B' = B_1d + B_2(1 - d) \quad (2.11)$$

$$C' = C_1d + C_2(1 - d) \quad (2.12)$$

$$E' = E_1d + E_2(1 - d) \quad (2.13)$$

*Paso 3: Linealización por la aproximación de pequeña señal*

Para obtener el modelo de pequeña señal se adiciona una perturbación AC en el punto de operación en DC.

En el grupo de ecuaciones 2.14 presentan las perturbaciones que son introducidas en las ecuaciones 2.8 y 2.9.

$$\left\{ \begin{array}{l} x(t) = X + \hat{x}(t) \\ y(t) = Y + \hat{y}(t) \\ u(t) = U + \hat{u}(t) \\ d(t) = D + \hat{d}(t) \end{array} \right. \quad (2.14)$$

Donde

$$X \gg \hat{x}(t), Y \gg \hat{y}, U \gg \hat{u}, D \gg \hat{d}.$$

El símbolo ^ representa las pequeñas perturbaciones y las mayúsculas representan los valores en remplazo. Simplificando las ecuaciones 2.14 en 2.8 y 2.9, se obtiene el modelo de pequeña señal

en espacio de estados:

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + B\hat{u}(t) + B_d\hat{d}(t) \quad (2.15)$$

$$\dot{\hat{y}}(t) = C\hat{x}(t) + E\hat{u}(t) + E_d\hat{d}(t) \quad (2.16)$$

Donde

$$\left\{ \begin{array}{l} A = A_1D + A_2(1 - D), B = B_1D + B_2(1 - D) \\ C = C_1D + C_2(1 - D), E = E_1D + E_2(1 - D) \\ B_d = [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U] \\ E_d = [(C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U] \end{array} \right. \quad (2.17)$$

Aplicando la transformada de Laplace en las ecuaciones 2.15 y 2.16 se obtiene

$$\hat{X}(s) = (sI - A)^{-1}[B\hat{u}(s) + B_d\hat{d}(s)] \quad (2.18)$$

$$\hat{Y}(s) = C(sI - A)^{-1}[B\hat{u}(s) + B_d\hat{d}(s)] + E\hat{u}(s) + E_d\hat{d}(s) \quad (2.19)$$

Finalmente, la función de transferencia entrada y salida, en función del voltaje de entrada  $v_{in}$  y el de salida  $v_{out}$  es

$$\frac{\hat{v}_{out}(s)}{\hat{v}_{in}(s)} = C(sI - A)^{-1}B + E \quad (2.20)$$

Y la función de transferencia salida de control, en función del ciclo de trabajo

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B_d + E_d \quad (2.21)$$

Las ecuaciones de la 2.4 a la 2.21 son referencia de (Gargl y Yogesh, 2012).

### **Ecuaciones de estado discreto**

Las ecuaciones que describen los estados discretos se representan en el instante  $k + 1$  de la siguiente forma

$$x(k + 1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (2.22)$$

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) \quad (2.23)$$

Aplicando la transformada de  $z$  en las ecuaciones 2.22 y 2.23 se obtiene

$$zX(z) = AX(z) + BU(z) \quad (2.24)$$

$$X(z) = (zI - A)^{-1}BU(z) \quad (2.25)$$

Finalmente, la función de transferencia entrada y salida

$$G_{dss} = C(zI - A)^{-1}B + E \quad (2.26)$$

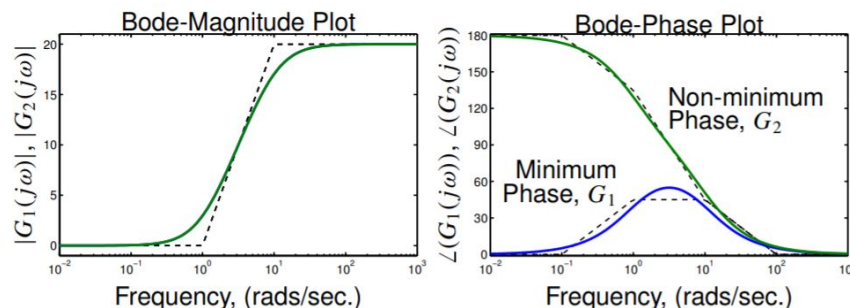
Las ecuaciones 2.22 a la 2.26 son referencia de (García, 2015).

### 2.3.2 Sistemas de fase No mínima

Un sistema se llama de fase no mínima (Fm) si, al graficar el lugar de las raíces, los ceros del sistema se encuentran en los cuadrantes: I , IV como se observa en la figura 8 (Arevalo, 2005).

Los sistemas de fase no mínima presenta el siguiente comportamiento:

1. En un sistema de fase no mínima, dada una curva de fase y una curva de magnitud, no están relacionadas entre sí. No pasa lo mismo con los sistemas de fase mínima que sí se relacionan de forma única.
2. El cambio de la fase de un sistema de fase mínima  $G_1$  es mucho menor que el cambio de fase de un sistema de fase no mínima  $G_2$ , como en la figura 7.

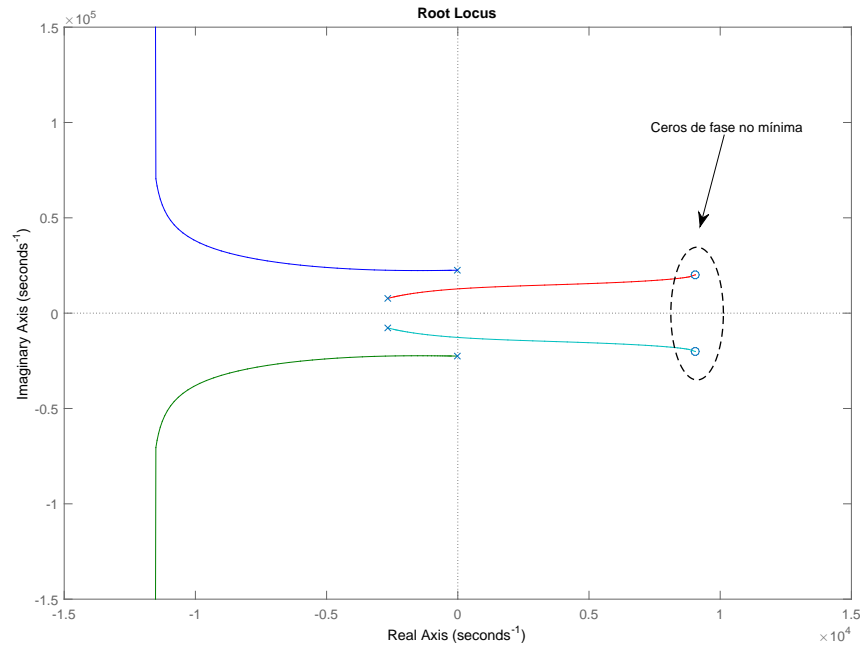


**Figura 7.** Diagrama de Bode para representar: fase mínima y fase no mínima

3. Los sistemas de fase no mínima son relacionados con los retardos, como se observa en la

ecuación 2.27, (Arevalo, 2005):

$$G_2 = G_1 \frac{S-1}{S+1} \quad (2.27)$$



**Figura 8.** Diagrama de polos y ceros de un sistema de fase no mínima.

## 2.4 Sistemas Automáticos de control

Sistema de control: conjunto de elementos que permiten manipular un sistema de manera autónoma, modificar su comportamiento original y alcanzar las referencias previamente establecidas, sin la intervención de agentes externos, como operadores (García y Pedro, 2004).

La función de un sistema de control es garantizar objetivos: estabilidad, robustez ante perturbaciones, eficiencia, evitar comportamientos bruscos, operabilidad en tiempo real, etc. Estos objetivos se alcanzan modificando las variables de control, para que las variables de salida alcancen los va-



lores deseados (Ogata, 2010).

Los elementos básicos de un sistema de control son:

- *Controlador*. Utiliza los valores de las variables de control y la referencia para calcular qué acción de control se debe aplicar en base a diferentes criterios.
- *Sensores*. Permiten conocer los valores de las variables de control.
- *Perturbaciones*. Componentes (voltajes, corrientes parásitas) externos al sistema que modifican su comportamiento.
- *Actuador*. Elemento que ejecuta la acción de control y modifica las variables de control.

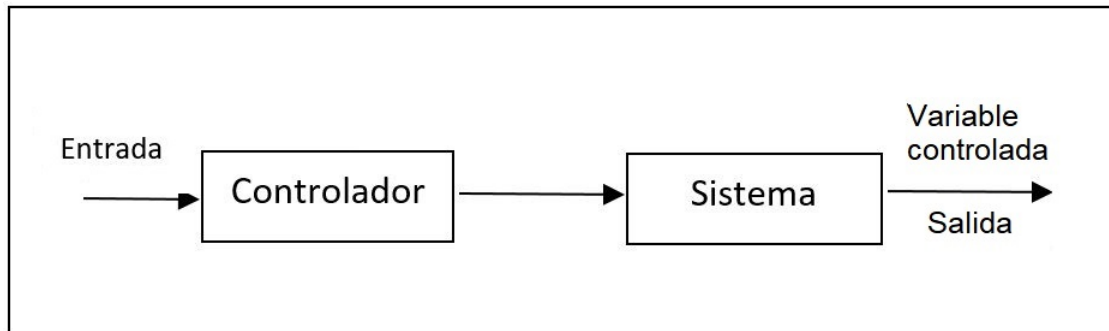
### 2.4.1 Tipos de control

Existen dos tipos de control: en lazo cerrado y en lazo abierto.

Lazo abierto: la acción de control se calcula conociendo la dinámica del sistema, por lo cual las variables de salida no modifican las variables de entrada.

Los componentes básicos de un control en lazo abierto, como en la figura 9, son (Onoro, 2011):

- *Controlador*
- *Planta*

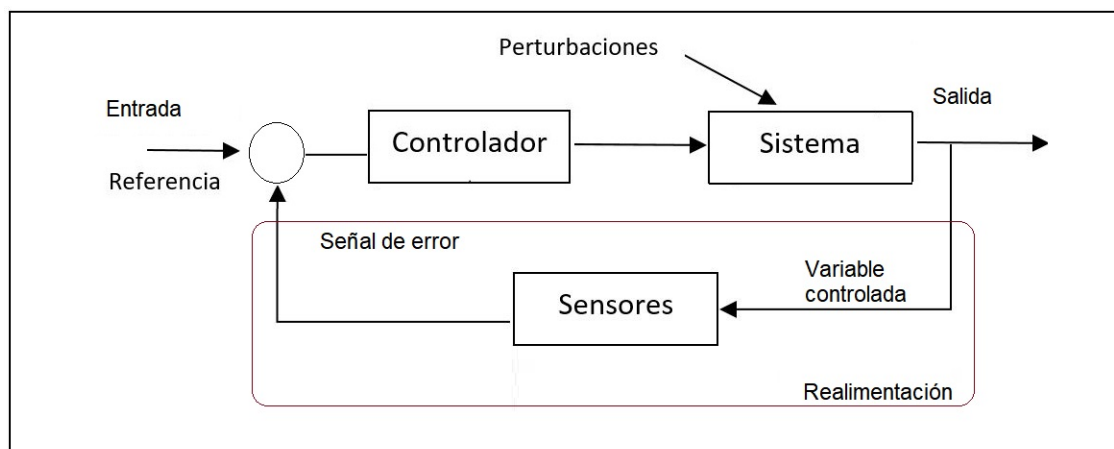


**Figura 9.** Lazo de control abierto (Onoro, 2011)

Lazo cerrado: la acción de control se calcula en función del error entre la variable controlada y la referencia establecida. Las perturbaciones, aunque difíciles de predecir, se pueden conocer por la variación en las variables de salidas. En la actualidad el control en lazo cerrado es utilizado en muchas aplicaciones de control automático (Onoro, 2011).

Los componentes básicos de un control en lazo cerrado se puede observar en la figura 10:

- Referencia, Controlador, Planta, Sensor, Actuador (Salida).



**Figura 10.** Lazo de control cerrado (Onoro, 2011).

## Estrategias de Control

La sintonización de un controlador se realiza basándose en diferentes estrategias ya desarrolladas: control Clásico, control Inteligente o control Moderno.

Este proyecto de investigación en las siguientes secciones, detalla el proceso de sintonización de tres estrategias de control para el convertidor *Cuk*.

### 2.5 Estrategia: Control Proporcional Integral

A inicios de siglo XIX, una vez expirada la patente de Watt y con el afán de varios ingenieros de mejorar el diseño del regulador Watt, se plantearon nuevas ideas a realizar, como disminuir el offset del diseño original.

Con el objetivo fijo, ingenieros como Willians Siemens, desarrollan un regulador (Governors), basados en la acción proporcional del diseño de Watt, añadiendo la acción integral al nuevo diseño (Piedrafito, 1999).

#### 2.5.1 Acción Proporcional

La acción proporcional esencialmente es un amplificador de ganancia regulable que se expresa en el dominio de Laplace, y expresa la relación entre la salida del controlador y su señal de error como (Ortega, 2011)

$$\frac{Y(s)}{E(s)}=K_p \quad (2.28)$$

Donde

$K_p$  Representa la ganancia proporcional del controlador.

$Y(s)$  salida del controlador

$E(s)$  señal de error

### 2.5.2 Acción Integral

La acción integral elimina el error de estado estable pero causa efectos secundarios como aumentar el sobre impulso, el tiempo de establecimiento, etc. Se expresa en el dominio de Laplace como (Vazquez, 2011).

$$K_i = \frac{K_p}{T_i s} \quad (2.29)$$

Así el modelo de la función de transferencia del controlador PI se expresa en la ecuación 2.30:

$$C(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (2.30)$$

Donde

- $K_p$  Es la ganancia proporcional y está afecta tanto a la parte integral como a la parte proporcional del controlador.
- $T_i$  Es tiempo de acción integral, modifica la velocidad de la acción de control.
- $K_i$  Es la ganancia integral del controlador (Kuo, 1996).

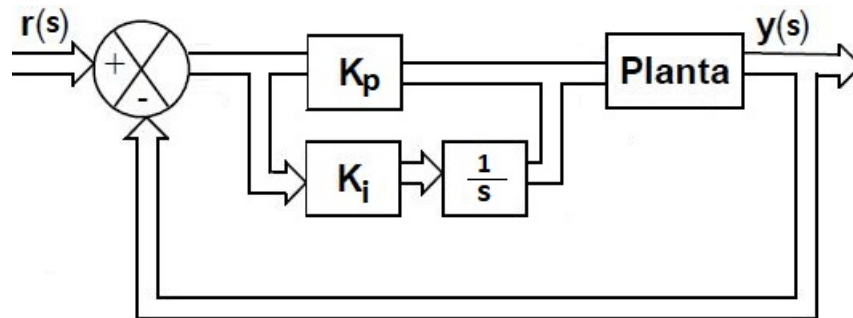
### 2.5.3 Sintonización del Controlador

En 1942 Ziegler y Nichols realizan un descubrimiento importante: las fórmulas para sintonizar los parámetros de las distintas acciones, proporcional, integral y derivativa (Mazzone, 2002).

El método se basa en una respuesta experimental y sin conocer la planta a controlar, para lo existen dos métodos de sintonización:

1. Ziegler y Nichols en lazo abierto.
2. Ziegler y Nichols en lazo cerrado.

La figura 11 muestra el modelo de referencia de un sistema en lazo cerrado con un controlador PI.



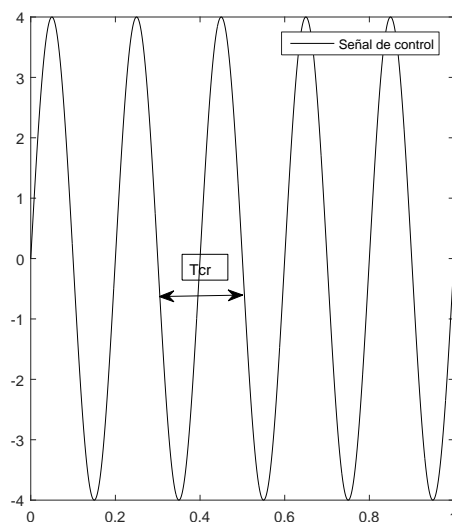
**Figura 11.** Diagrama de Bloques, sistema en lazo cerrado con control PI.

#### Método de Ziegler y Nichols en lazo cerrado (oscilaciones continuas)

Para utilizar este método se debe encontrar dos parámetros:  $T_{cr}$  que corresponden al periodo crítico y  $K_{cr}$  que corresponde a la ganancia crítica, los que representan el límite de la estabilidad en lazo cerrado.

La sintonización se inicia eliminando la parte integral del sistema ( $K_i = 0$ ). Posteriormente se varía la constante proporcional ( $K_p$ ) hasta que el sistema comience a realizar oscilaciones periódicas.

dicas, como en la figura 12, en este punto se encuentra el período crítico  $T_{cr}$  y el valor de  $K_{cr}$  corresponderá al valor de  $K_p$  obtenido en ese instante (Hernández, 2010).



**Figura 12.** Oscilaciones periódicas

Ya localizado los parámetros críticos del sistema, se procede a utilizar las ecuaciones de la Tabla 1, las que permiten encontrar los valores de  $K_p$  y  $T_i$  para desarrollar la ecuación 2.30. De esta manera se encuentra la función del transferencia del controlador PI.

**Tabla 1**

*Ziegler y Nichols en lazo cerrado.*

Tipo de controlador	$K_p$	$T_i$	Td
P	$0.5K_{cr}$		
PI	$0.45K_{cr}$	$\frac{T_{cr}}{1,2}$	
PID	$0.6K_{cr}$	$\frac{T_{cr}}{2}$	$\frac{T_{cr}}{8}$

### **Tiempo de muestreo ( $T_m$ )**

Para obtener el tiempo de muestro se siguen los siguiente paso que son referencia de el Teorema de Nyquist (Ogata, 2010).

1. Graficar la respuesta del sistema ante la entrada escalón.
2. Identifica el primer valor que alcanza el estado estable, a continuación extraer el 63.2% del valor identificado.
3. Observar el tiempo en el cual se produjo el 63.2%, ese valor se divide para cinco, obtenido de esta ultima operación el tiempo de muestreo del sistema.

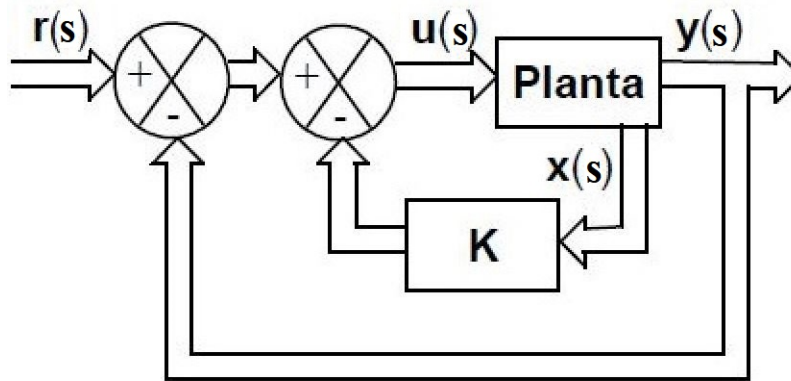
### **2.6 Control por realimentación de estados con Acción Integral.**

#### **Realimentación de estados**

Esta técnica pretende cambiar la dinámica en bucle cerrado del sistema extrayendo un modelo matemático en representación de espacios de estados de un sistema físico (convertidor *Cuk*). El diseño se basa en variables de estado que pueden ser realimentadas.

Existen varios métodos de diseño de este controlador. En esta investigación se utilizó el método de control modal, que admite la ubicación de polos deseados y permitirá cumplir con los requerimientos establecidos (Gijon, 2009).

El diagrama de bloques de la figura 13 describe la realimentación de estados.



**Figura 13.** Diagrama de Bloques, sistema en lazo cerrado con realimentación de estados

### 2.6.1 Diseño del Controlador

Para el diseño del controlador se debe obtener la matriz de ganancias  $K$ , que permite forzar al sistema y llevarlo al comportamiento requerido, lo que se logra con la asignación de los polos deseados.

La dinámica del sistema se expresa por la ecuación 2.2 :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)$$

Se elije la ley de control de la ecuación 2.31 para seleccionar  $K$  :

$$u(t) = -Kx(t) \quad (2.31)$$

- La matriz  $K$  de ganancias: permite la realimentación de estados.
- $u(t)$  Puede tomar cualquier valor sin restricción.

Antes de obtener la matriz  $K$  se debe cumplir con las siguientes condiciones:



1. El sistema debe ser controlable.
2. Todas las matrices de estado se pueden realimentar, por lo cual es sistema debe ser observable.

Una vez analizados los puntos 1, 2 se continua con el diseño del controlador en la subsección 2.6.2.

## 1. Controlable

Permite conocer si un sistema puede ser controlado por sus entradas, llevando al sistema de un estado inicial  $x_0 = x(t_0)$  a un estado final  $x_f = x(t_f)$  en un período de tiempo finito  $t_f > t_0$ .

La matriz de controlabilidad es (Unicauca, 2012):

$$W_c = [ B \quad AB \quad \dots \quad A^{n-1}B ] \quad (2.32)$$

Donde

Las matrices  $A, B$  proviene en referencia de la ecuación 2.2.

$n$ : número de variables de estado, vector  $x(t)$ .

$m$ : número de salidas de sistema, vector  $y(t)$ .

$r$ : número de entradas (referencias) del sistema, vector  $u(t)$ .

Para determinar la controlabilidad del sistema: se obtiene el rango de la matriz  $W_c$  y este valor debe ser igual a la dimensión de la matriz  $A$ , para que el sistema sea controlable.

## 2. Observable

Permite conocer si un sistema puede ser estimado por medio de sus salidas, llevando al sistema de un estado inicial  $x_0 = x(t_0)$  a un estado final  $x_f = x(t_f)$  en un período de tiempo finito  $t_f > t_0$ .

Matriz de observabilidad es (Unicauca, 2012):

$$O_c = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \dots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Donde

Las matrices A, C provienen en referencia de las ecuaciones 2.2 y 2.3.

Para determinar la observabilidad del sistema: el rango obtenido por la matriz  $O_c$  debe ser igual a la dimensión de la matriz A, para concluir que el sistema es observable.

### 2.6.2 Asignación de Polos

El primer paso para obtener la matriz de ganancias  $K$  es designar los polos deseados del sistema, para lo cual se utiliza el método del regulador lineal cuadrático (lqr) que permite determinar los polos estables del sistema, tomando en cuenta los siguientes parámetros: sobre impulso, amortiguamiento y la ganancia del sistema (Rodríguez y Borlódns, 2005).

La ecuación del regulador lineal cuadrático esta dada por:

$$J = \int_0^{\infty} [x^T \times Qx + u^T \times Ru] dt \quad (2.34)$$

Para obtener los valores óptimos para la asignación de polos se establece la siguiente ecuación:

$$u(t) = -R^{-1}B \times Px(t) \quad (2.35)$$

Donde

$Q, R$  son matrices reales positivas.

$P$  es la matriz de polos del sistema.

La solución asociada al regulador lineal cuadrático para la matriz  $P$  es la ecuación de Ricatti:

$$A \times P + PA + Q - PBR^{-1}B \times P = 0 \quad (2.36)$$

Para obtener los polos del sistema se realiza el siguiente procedimiento:

1. Se considerará  $Q = C^T C$  para obtener las raíces estables en lazo cerrado del sistema (DEIC, 2010).
2. Se realiza el lugar de las raíces de  $H$ , para obtener la ganancia  $R^{-1}$  de los polos deseados.

Donde

$$H = G(s)G(-s) \quad (2.37)$$

3. Con los valores de  $Q, R^{-1}$  se reemplaza en la ecuación 2.36 y se obtiene la matriz  $P$ .

Las ecuaciones anteriormente presentadas son referencia de (Palacios, 2017).

### 2.6.3 Matriz de Ganancias de Realimentación de Estados

La matriz  $K$  se determina usando los polos anteriormente diseñados ( $P=p_1, P=p_2, \dots, P=p_n$ ) y suponiendo que los estados son controlables y observables y se procede a encontrar la matriz de realimentación  $K$  a través de (Rosales, 2001):

La ley de control de realimentación de estados expresada en la ecuación 2.31.

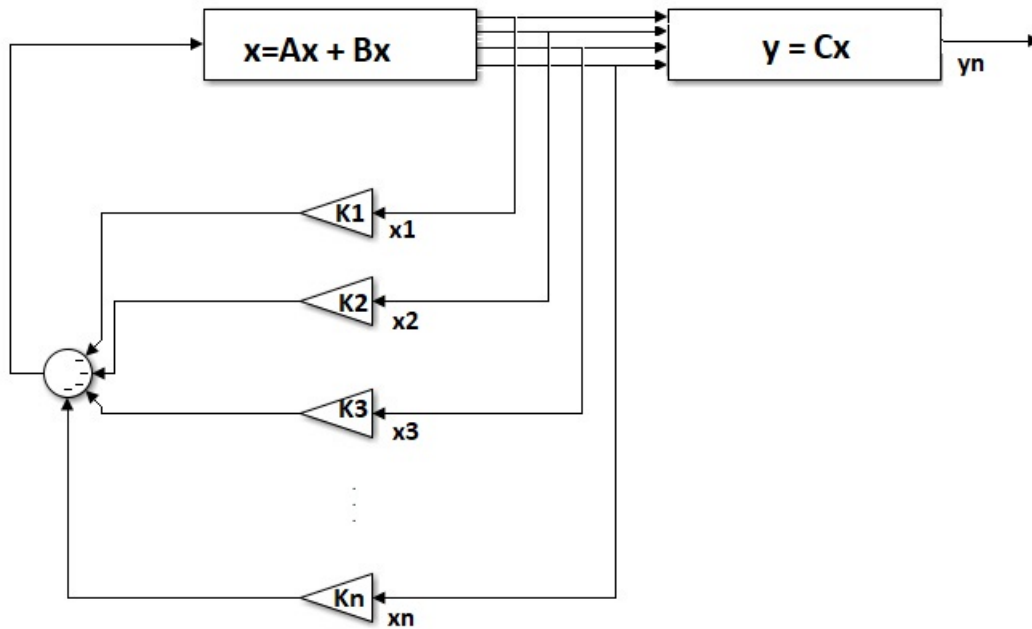
Y con el desarrollo de la ecuación 2.38, que representa la fórmula de Ackermann, se obtiene la matriz de ganancias  $K$ :

$$K = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} B & AB & \dots & A^{n-1}B \end{bmatrix} \cdot P(A) \quad (2.38)$$

Donde

$$P(A) = A^n + p_1A^{n-1} + \dots + p_{n-1}A + p_nI \quad (2.39)$$

En la figura 14 se presenta un esquema ampliado de la realimentación de estados por las componentes de la matriz  $K$ .



**Figura 14.** Esquema de ganancias en realimentación de estados

#### 2.6.4 Acción Integral

Los convertidores de voltaje son dispositivos que mantienen su salida constante y, ante la presencia de perturbaciones internas o externas, se deben reajustar (Valverde, 2010).

La acción integral se desarrolla en un tiempo límite y permite que la salida  $y(k)$  tome el mismo valor que la referencia  $r(k)$ . Este proceso se realiza analizando los valores del vector  $e(k)$  que representa el error del sistema y es la diferencia entre la salida y la referencia. A través del análisis del vector  $e(k)$ , se produce la acción de control (Cappelletti y Adam, 2016).

En las ecuaciones de la 2.42 a la 2.44 se expresa lo antes mencionado.

Para agregar la acción integral a un control por realimentación de estados se digitaliza el sistema. A continuación se expresan las ecuaciones fundamentales en su forma discreta:

La dinámica del sistema de la ecuación 2.2 :

$$\dot{x}(k) = Ax(k) + Bu(k) \quad (2.40)$$

La ley de control expresada de forma discreta:

$$u(k) = -Kx(k) \quad (2.41)$$

El diagrama de bloques de la figura 15 describe la realimentación de estados con acción integral.

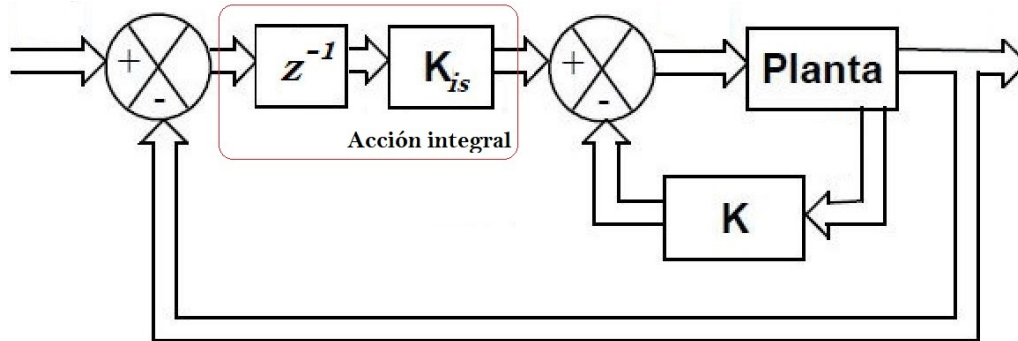
$$\lim_{k \rightarrow \infty} y(k) = r(k) \quad (2.42)$$

$$\dot{x}_e = 0 \quad (2.43)$$

$$\dot{x}_e = y(k) - r(k) \quad (2.44)$$

Donde

- $r(k)$  vector de referencia.
- $y(k)$  vector de salida del sistema.
- $e(k)$  vector de error del sistema.
- $\dot{x}_e$  acción integral en régimen estacionario.



**Figura 15.** Diagrama de Bloques, sistema en lazo cerrado con acción integral

Para agregar la acción integral en el control ya diseñado por realimentación de estado, se aumenta un estado, que se denomina  $x_e$ . El nuevo sistema se denomina sistema aumentado.

### Sistema Aumentado

Descripción del nuevo sistema

$$\dot{x}(k+1) = A_a x(k) + B_a u(k) + F l(k) \quad (2.45)$$

$$y(k) = e(k) = C x(k) + H l(k) \quad (2.46)$$

$$Y(z) = C X(s) + H l(Z) \quad (2.47)$$

Donde

- $l(k)$  vector de perturbaciones del sistema.
- $F$  es la matriz de perturbaciones entrada.

- $H$  es la matriz de perturbaciones salida.

Para llevar al sistema de un estado  $x_1(k)$  hasta un valor  $r(k)$  se utiliza la siguiente ley de control.

$$u(k) = -Kx(k) + K_i e(k) \quad (2.48)$$

Se define

$$e(k) = r(k) - y(k) + e(k-1) \quad (2.49)$$

Donde

$K$  es la matriz de realimentación de ganancias.

$K_{is}$  es la ganancia integral.

A partir de la ecuación 2.49 se tiene

$$e(k) = y(k) = Cx(k) + Hl(k) \quad (2.50)$$

Aumentando el sistema original

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(k) \\ \dot{x}_e(k) \end{bmatrix} = [A_a] \begin{bmatrix} x(k) \\ x_e(k) \end{bmatrix} - [B_a] \begin{bmatrix} K & K_{is} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ x_e(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F \\ H \end{bmatrix} l(t) \quad (2.51)$$

Donde



$$\begin{bmatrix} \dot{x}(k) \\ \dot{x}_e(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ x_e(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K & K_{is} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ x_e(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F \\ H \end{bmatrix} l(t) \quad (2.52)$$

Finalmente la ecuación 2.52 se puede escribir también como:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(k) \\ \dot{x}_e(k) \end{bmatrix} = (\bar{A} - \bar{B}K)\bar{x}(k) + \bar{F}l(k) \quad (2.53)$$

La matriz  $(A-BK)$  da la estabilidad y las características del sistema. Si se seleccionan correctamente los valores de la matriz  $K$ , el sistema será asintóticamente estable (Rodríguez, 2001).

Las ecuaciones anteriores son referencia de (Rodríguez, 2001).

## 2.7 Lógica Difusa

La lógica difusa pretende modelar la toma de decisiones de los humanos que, con frecuencia, se desarrollan en un mundo de conocimientos ambiguos e imprecisos que los fuerza a actuar de acuerdo a la información que obtienen (Jimenez, 2007).

La lógica difusa se crea como alternativa de la lógica clásica para la toma de decisiones a través de entradas o conocimientos ambiguos no bien establecidos. Una de las razones que provocan estos conocimientos ambiguos es la complejidad de modelar un sistema a través de ecuaciones matemáticas (Tibadiza, 2011).

La lógica difusa se desarrolló, a inicios de los años sesenta por el profesor Lotfi A. Zadeh, catedrático de la Universidad de California en Berkeley. En contraposición de la lógica clásica que

permite agrupar a los elementos únicamente en conjuntos cerrados, la lógica difusa pretende dar grados de pertenencia a cada uno de los elementos que corresponden al universo discurso y agrupar todos los elementos en un conjunto difuso donde todos se encuentren relacionarlos (Oyuki, 2016).

### Conceptos Básicos

- Universo de discurso (U): son todos los valores que pueden o no pertenecer al conjunto.
- Función de pertenencia o membresía ( $\mu$ ): varía en un rango de 0 a 1 donde 1, será la mayor pertenencias de la variable al conjunto.

#### 2.7.1 Conjuntos Difusos

Los conjuntos difusos permiten generalizar los conjuntos clásicos. Los valores de pertenencia de los elementos de un conjunto clásico son 1 y 0, donde 1 significa que el elemento pertenece al conjunto y 0 que no pertenece al conjunto, similar a la lógica booleana. Por el contrario, los conjuntos difusos asignan un grado de pertenencia a sus elementos en un rango de 1 a 0, por ejemplo: la temperatura de una habitación es de 19°C y se define que temperaturas mayores a 20°C son temperaturas calurosas. Cualquier valor debajo de la referencia corresponde a valores fríos. A la temperatura de 19°C en el conjunto clásico se le asigna un valor de pertenencia igual 0. Tomando en cuenta un conjunto difuso, la temperatura de 19°C le corresponde un grado de pertenencia de 0.8 al conjunto de temperatura calurosa.

Un conjunto difuso se define

$$R = \{(x, \mu_R(x)) | x \in U\} \quad (2.54)$$

Donde

$\mu_R(x)$  es la función de pertenencia de la variable  $x$ , en el universo de discurso  $U$ .

### 2.7.2 Variables Lingüísticas

Un conjunto difuso tiene límites establecidos que se encuentran relacionados con valores lingüísticos: palabras o adjetivos que representan los posibles valores de las variables de un sistema difuso. Para el ejemplo anterior de la temperatura de una habitación se puede extraer las siguientes variables lingüísticas: caluroso, templado, frío. Así, un elemento del conjunto difuso podrá relacionarse en mayor o menor grado con los términos lingüísticos de acuerdo a su función de pertenencia.

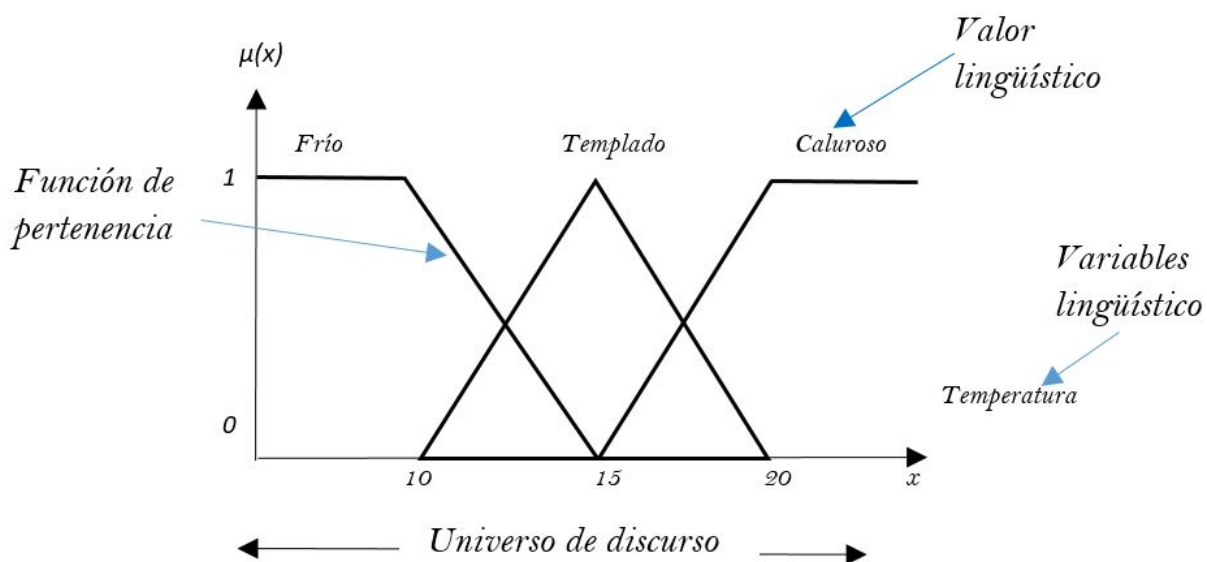
Las variables lingüísticas del ejemplo se representan como (Oyuki, 2016):

$$Temperatura = \{Caluroso, Templado, Frío\}$$

### 2.7.3 Función de pertenencia o Membresía

Esta función es una curva de 0 a 1 que entrega el grado de pertenencia de un elemento en el universo de discurso. Las representaciones más comunes de esta función son: triangulares, trapezoidales, gaussiana, etc (Rairan, 2006).

Para determinar el área de la función se utilizan los conocimientos expertos del operador humano o una colección de datos para determinar el comportamiento del sistema. La cantidad de funciones utilizadas depende del experto tomando en cuenta que, al utilizar mayor número de funciones, se mejora la resolución pero aumenta el gasto computacional (Jimenez, 2007).



**Figura 16.** Ejemplo de un conjunto difuso

En la figura 16 se observa un conjunto difuso representado con las funciones de pertenencia triangular central y trapezoidales abiertas a la izquierda y a la derecha.

### 2.7.4 Operaciones entre Conjuntos Difusos

Las operaciones entre los conjuntos difusos tienen los mismo principios de operación que los conjuntos clásicos. Hay tres operaciones fundamentales que se deben conocer para el desarrollo de este Proyecto: la intersección, la unión y el complemento, como se observa en la tabla 2 (Tibadiza, 2011).

**Tabla 2**

*Operadores para conjuntos difusos.*

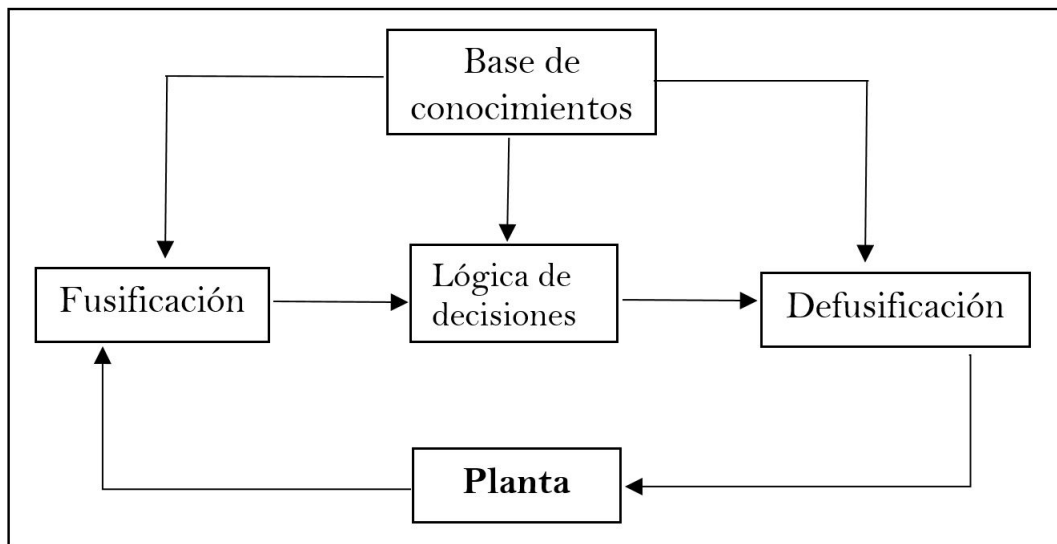
Intersección	$\mu_{R \cap F}(x) = \min\{\mu_R(x), \mu_F(x)\}$
Unión	$\mu_{R \cup F}(x) = \max\{\mu_R(x), \mu_F(x)\}$
Complemento	$\mu_{\bar{R}}(x) = 1 - \mu_R(x)$

Donde

$R$  y  $F$  son conjuntos difusos,  $\min$  operación de mínimos,  $\max$  operación de máximos.

## 2.8 Control con Lógica Difusa

Este tipo de controlador utiliza las técnicas de lógica difusa expuestas a lo largo de la sección 2.7. La técnica de Mamdani es uno de los modelos más utilizados como estrategia de control con lógica difusa. Sus principales componentes son: fusificación, la base de conocimientos, lógica de decisiones y la defusificación. En la figura 17 se presenta el diagrama de bloques ampliado de un controlador difuso (Chin, 1990).



**Figura 17.** Diagrama de bloques de un control con lógica difusa

### 2.8.1 Fusificación

La fusificación permite captar los datos numéricos entregados por el comportamiento de la planta y convertirlos en datos difusos. Este proceso se logra asignando funciones de pertenencia a

cada dato de entrada para relacionarlos así con los conjuntos difusos y sus variables lingüísticas previamente establecida (Morales, 2009).

### 2.8.2 Base del Conocimiento y Lógica de Decisiones

La aplicación de la experiencia del operador y los conocimientos de ingeniería de control permiten desarrollar la base de reglas, que, en conjunto con la lógica de decisión o método de inferencia, calculan la salida difusa (Jimenez, 2007).

#### La base de reglas

Se calcula principalmente por la relación entre las operaciones AND y OR como se expresa en el siguiente ejemplo:

- Si  $x_1$  es R AND  $x_2$  es F entonces  $v$  es W
- Si  $x_1$  es R OR  $x_2$  es F entonces  $v$  es W

Donde R, F, W son conjuntos difusos de las variables de entrada  $x_1$  y  $x_2$ , con la salida  $v$ .

#### Lógica de decisión o método de inferencia

La inferencia es la etapa en la cual se calcula la salida difusa utilizando la base de reglas. el método de inferencia que se utiliza en el desarrollo de este proyecto de investigación es Mamdani o también conocido como MAX/MIN (Díaz, 2000).

Se conoce que cada regla debe tener su consecuencia y que cada variable difusa se asocia a un nivel de pertenencia. Por lo tanto la salida se calcula a través de la evaluaciones de las funciones de pertenencia para cada una de las reglas del conjunto difuso (Oyuki, 2016).

A continuación en la tabla 3 (Tibadiza, 2011) se presenta la relación entre las operaciones de lógica difusa y los conectores lógico lingüísticos (AND, OR, NOT) que permiten operar las funciones de pertenencia.

**Tabla 3**

*Relación de Operadores para conjuntos difusos y conectores lógico lingüísticos.*

Intersección	AND	$\mu_{R \cap F}(x) = \min\{\mu_R(x), \mu_F(x)\}$
Unión	OR	$\mu_{R \cup F}(x) = \max\{\mu_R(x), \mu_F(x)\}$
Complemento	NOT	$\mu_{\bar{R}}(x) = 1 - \mu_R(x)$

### 2.8.3 Defusificación

Finalmente la defusificación es la conclusión del controlador difuso. En este paso el defusificador recibe los datos de la etapa anterior y los transforma en valores numéricos. Para este proyecto de investigación se utilizará el método de los centros de áreas, el cual corta las funciones de membresía y sus términos lingüísticos y los conjuga para formar nuevas áreas, de la cual se obtiene el centro de masa y ese valor será tomado como la salida del controlador (Rairan, 2006; Díaz, 2000).

# Capítulo 3

## DISEÑO DEL CONVERTIDOR Y SUS CONTROLADORES

### 3.1 Principio de funcionamiento

Una vez comprendido el funcionamiento del convertidor *Cuk* y con el objetivo de diseñar y controlar un convertidor *Cuk* de 100W se procederá a dimensionar sus componentes.

Para el diseño del convertidor se han establecido los parámetros expuestos en la tabla 4. Como requerimientos de control: un máximo pico  $M_p < 3.5\%$  y un tiempo de establecimiento  $T_s < 20[\text{ms}]$ .

**Tabla 4**

*Parámetros de diseño del Convertidor.*

Tensión de entrada ( $V_{in}$ )	100[V]
Tensión de salida( $V_{out}$ )	-70[V]
Potencia de salida	100[W]
Frecuencia (f)	50[KHz]
Carga(R)	49[ $\Omega$ ]
Rizado de Voltaje( $V_1$ )	$\Delta_{L_1} = 0,1I_1$
Rizado de Voltaje( $V_2$ )	$\Delta_{L_2} = 0,15I_2$
Rizado de corriente( $L_1$ )	$\Delta_{C_1} = 0,1V_1$
Rizado de corriente( $L_2$ )	$\Delta_{C_2} = 0,02V_2$

El convertidor *Cuk* de conducción continua presenta dos estados de conmutación, como se



observa en la figura 5 y la figura 6.

Al emplear las leyes de Kirchhoff se analiza al convertidor en los estados Ton y Toff, obteniendo las siguientes ecuaciones para el dimensionamiento de los elementos del convertidor.

$$D = \frac{|V_{out}|}{|V_{out}| + |V_{in}|}, 0 \leq D \leq 1 \quad (3.1)$$

$$D = \frac{70}{100 + 70} = 0,41$$

$$L_1 = \frac{V_{in} \times D}{2 \Delta_{L_1} \times f} \quad (3.2)$$

$$L_1 = \frac{100 \times 0,41}{2,01 \times 1 \times 50 \times 10^3} = 4,1[mH]$$

$$L_2 = \frac{(V_1 + V_2)D}{2 \Delta_{L_2} \times f} \quad (3.3)$$

$$V_1 = |V_{out}| + |V_{in}| \quad (3.4)$$

$$V_1 = 70 + 100 = 170[V]$$

$$L_2 = \frac{(170 - 70)(0,41)}{2 \times 0,15(-1,42) \times 50 \times 10^3} = 1,92[mH]$$

Se obtiene el limite de la corriente con las siguiente ecuaciones:

$$I_{max1} = I_{L1} + \frac{V_1}{2L_1} \times DT \quad (3.5)$$

$$I_{max1} = 1,178[A] \quad (3.6)$$

$$I_{min1} = I_{L1} - \frac{V_1}{2L_1} \times DT \quad (3.7)$$

$$I_{min1} = 0,978[A] \quad (3.8)$$

$$I_{max2} = I_{L2} + \frac{V_2}{2L_2} \times DT \quad (3.9)$$

$$I_{max2} = 1,393[A] \quad (3.10)$$

$$I_{min2} = I_{L2} + \frac{V_2}{2L_2} \times DT \quad (3.11)$$

$$I_{min2} = 1,052[A] \quad (3.12)$$

$$C_1 = \frac{I_2 \times D}{2 \Delta C_2 \times f} \quad (3.13)$$

$$C_1 = \frac{(-1,42)0,41}{2 \times 0,1 \times 170 \times 50 \times 10^3} = 342[nF]$$

$$C_2 = \frac{\Delta L_2}{8f \times \Delta C_2} \quad (3.14)$$

$$C_2 = \frac{0,15(-1,42)}{8 \times 50 \times 10^3 \times 0,002(-70)} = 3,8[uF]$$

Los inductores son calculados en el limite de su régimen de operación, por lo cual se agrega 25% al valor calculado para evitar que el convertidor entre modo de conducción discontinua.

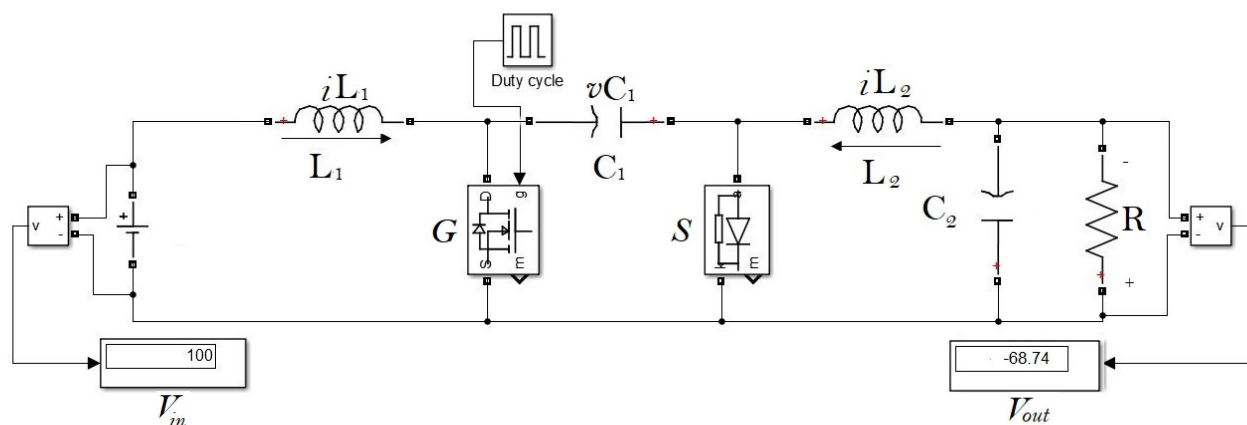
**Tabla 5**

*Elementos del Convertidor*

Elemento	Valor calculado	Valor comercial
Ciclo de trabajo	0.41	41 %
Bobina 1	$L_1=4.1[mH]$	5[mH]
Bobina 2	$L_2 = 1,92[mH]$	2.5[mH]
Capacitor 1	$C_1 = 342[nF]$	0.4[uF]
Capacitor 2	$C_2 = 3,8[uF]$	4.7[uF]

### 3.1.1 Simulación del convertidor

Esta simulación del convertidor *Cuk* se representa con los parámetros encontrados en el diseño anterior. La figura 18 presenta al convertidor que se encuentra en lazo abierto y sin control.

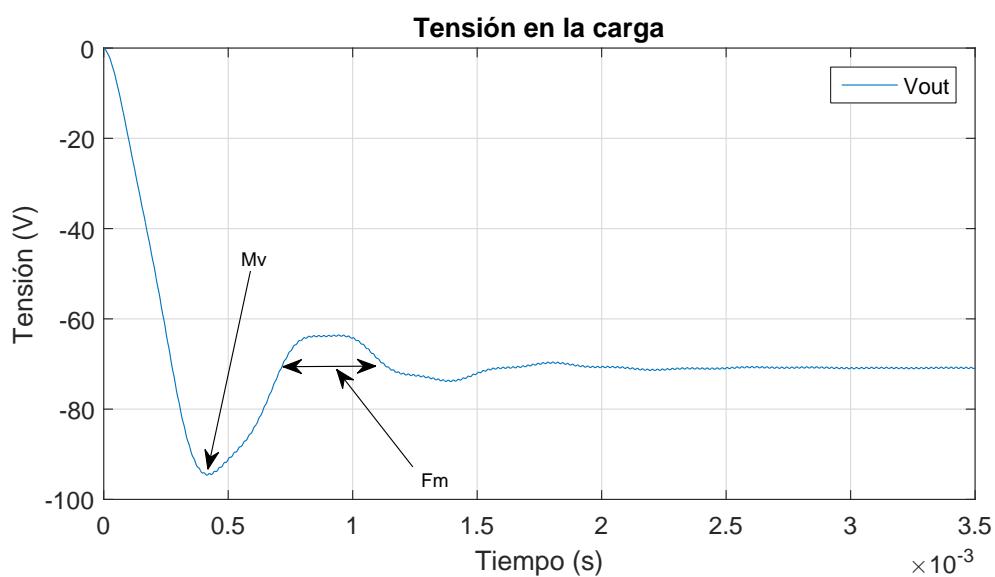


**Figura 18.** Simulación del convertidor *Cuk*

En estado estacionario los valores obtenidos por el convertidor *Cuk* son  $V_{out} = -68.74$ .

La figura 19 representa el comportamiento de la tensión sobre la carga en su estado transitorio.

Se presenta un máximo valle:  $M_v = 35.17\%$  y un tiempo de establecimiento aproximado de:  $t_s = 3$  [ms].



**Figura 19.** Tensión sobre la carga

### 3.1.2 Modelo Promediado del Convertidor *Cuk* en el Espacio de Estados

Para representar el comportamiento del convertidor, se define el estado de trabajo Ton o Toff. De acuerdo a ello se analiza el comportamiento de los circuitos equivalentes para así representar el vector de las variables de estados (Valdez y Sánchez, 2014):

#### Ecuaciones que describen el estado Ton

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{1}{L_1} \times V_{in} \quad (3.15)$$

$$\frac{dv_{C_1}}{dt} = \frac{1}{C_1} \times (-i_{L_2}) \quad (3.16)$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{1}{L_2} \times (v_{C_1} - v_{C_2}) \quad (3.17)$$

$$\frac{dv_{C_2}}{dt} = \frac{1}{C_2} \times \left( -\frac{v_{C_2}}{R} + i_{L_2} \right) \quad (3.18)$$

$$V_{out} = -V_{C_2} \quad (3.19)$$

#### Ecuaciones que describen el estado Toff

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{1}{L_1} \times (V_{in} - v_{C_1}) \quad (3.20)$$

$$\frac{dv_{C_1}}{dt} = \frac{1}{C_1} \times (i_{L_1}) \quad (3.21)$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{1}{L_2} \times (-v_{C_2}) \quad (3.22)$$

$$\frac{dv_{C_2}}{dt} = \frac{1}{C_2} \times \left( -\frac{v_{C_2}}{R} + i_{L_2} \right) \quad (3.23)$$

$$V_{out} = -V_{C_2} \quad (3.24)$$

Los conjuntos de ecuaciones dinámicas representan las variables de los elementos que almacenan energía en el convertidor,  $i_{L_1}$  e  $i_{L_2}$  son las corrientes en los inductores mientras que  $v_{C_1}$ ,  $v_{C_2}$  son las tensiones en los capacitores (Valdez y Sánchez, 2014).

A continuación, la obtención de las ecuaciones discutidas en la capítulo 2, sección 2.3.1.

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & \frac{r_{C_2} \times R}{r_{C_2} + R} & 0 & \frac{R}{r_{C_2} + R} \end{bmatrix}$$

$$E = [0]$$

$$A = A_1 \times d + A_2 \times (1 - d) \quad (3.25)$$

$$B = B_1 \times d + B_2 \times (1 - d) \quad (3.26)$$

**Estado Ton: d**

$$A_1 = \begin{bmatrix} \frac{-r_{L1}}{L1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-(r_{L2}+r_{C1}+r_{C2}||R)}{L2} & \frac{1}{L2} & \frac{-(\frac{r_{C2}}{R+r_{C2}}-1)}{C2} \\ \frac{1}{C1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{(r_{C2}+R)C2} & 0 & \frac{-1}{(r_{C2}+R)C2} \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}, E_1 = [0]$$

**Estado Toff:**

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L2} \\ \frac{1}{C1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C2} & 0 & \frac{-1}{RC2} \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{r_{C2} \times R}{r_{C2} + R} & 0 & \frac{R}{r_{C2} + R} \end{bmatrix}, E_2 = [0]$$

Utilizando la ecuaciones 2.17 del método promedio en espacio de estado se obtiene:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-r_{L1}+r_{C1}}{L1} & 0 & \frac{-1}{L2} & 0 \\ 0 & \frac{-(r_{L2}+r_{C2}||R)}{L2} & 0 & \frac{(\frac{r_{C2}}{R+r_{C2}}-1)}{C2} \\ \frac{1}{C1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{(r_{C2}+R)C2} & 0 & \frac{-1}{(r_{C2}+R)C2} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & \frac{r_{C2} \times R}{r_{C2}+R} & 0 & \frac{R}{r_{C2}+R} \end{bmatrix}, E = [0]$$

Las ecuaciones de estado son referencia de (Brijesh y Anirudha, 2012)

Presentación de la función de transferencia en función del ciclo de trabajo obtenida del cálculo sobre la ecuación 2.21 y reemplazando los valores de la tabla 5, se determinó:

$$G(s) = \frac{1,47 \times 10^8 s + 6,371 \times 10^{18}}{s^4 + 1823s^3 + 8,806 \times 10^7 s^2 + 9,64 \times 10^{10} s + 1,85 \times 10^{15}} \quad (3.27)$$

Y la función de transferencia discreta es:

$$G_z(z) = \frac{-580,7z^3 + 4539z^2 + 7052z - 1120}{z^4 + 1,592z^3 + 0,4865z^2 - 0,2181z + 0,01814} \quad (3.28)$$

### 3.2 Controlador Proporcional Integral (PI)

En el controlador PI de retro-alimentación su diseño depende del error, que se obtiene con la diferencia del valor real y el valor deseado. El error se disminuye al cruzar por el controlador que va ajustando la variable de control hasta obtener el valor deseado. Para el diseño del controlador PI se deben tener en consideración la ganancia proporcional ( $K_p$ ) y la ganancia integral ( $K_i$ ) las

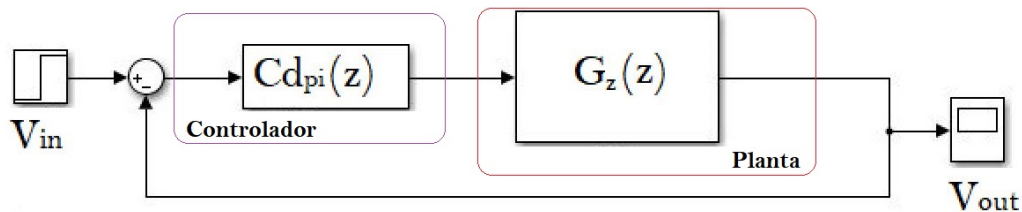


mismas que tiene una consecuencia en la variación del error.

### 3.2.1 Diseño del controlador

En la figura 20 se observa el diagrama de bloques de sistema en lazo cerrado, se debe tomar en cuenta que  $G_z(z)$  representa la función de transferencia de la planta digital y  $Cd_{pi}(z)$  es la función de transferencia del controlador PI digital.

Para la simulación del controlador Proporcional Integral se utiliza el código del Anexo A para obtener la Función de transferencia.



**Figura 20.** Diagrama de Bloques, sistema en lazo cerrado

La ecuación 2.30 describe al modelo del controlador PI .

$$C(s) = K_p + K_i \times \frac{1}{s}$$

Se debe añadir que para lograr una mejor sintonización de los parámetros de las constantes  $K_i$ ,  $K_p$  se toman los criterios mostrados en la tabla 6 que permiten mejorar el diseño de Ziegler-Nichols.

**Tabla 6***Criterios para ajuste de los parámetros del controlador*

Respuesta bucle cerrado	$K_p$	$K_i$
Tiempo de subida	Disminuye	Disminuye
Sobreoscilación	Aumenta	Aumenta
Tiempo de establecimiento	Cambio pequeño	Aumenta
Error en régimen permanente	Disminuye	Se elimina

Una vez obtenidas las constantes  $K_p, K_i$ , se determina la ecuación del controlador:

$$K_p = 9,85 \times 10^{-9}$$

$$K_i = 0,027805$$

$T_m$  tiempo de muestreo,

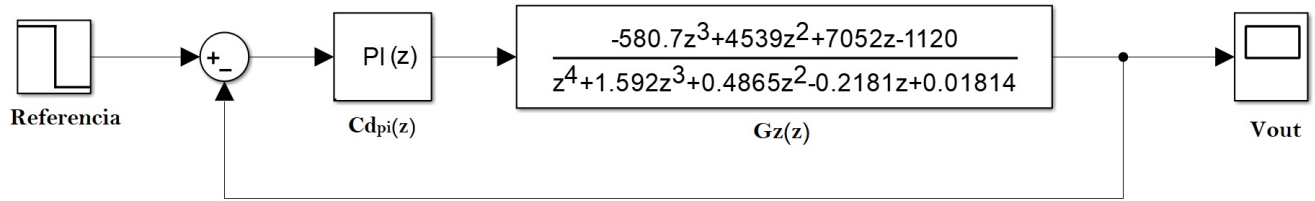
$$T_m = 2,2[ms]$$

En la ecuación 3.29 se presenta al controlador PI digital.

$$Cd_{pi}(z) = 9,4542 \times 10^{-9} + 0,0014587z \quad (3.29)$$

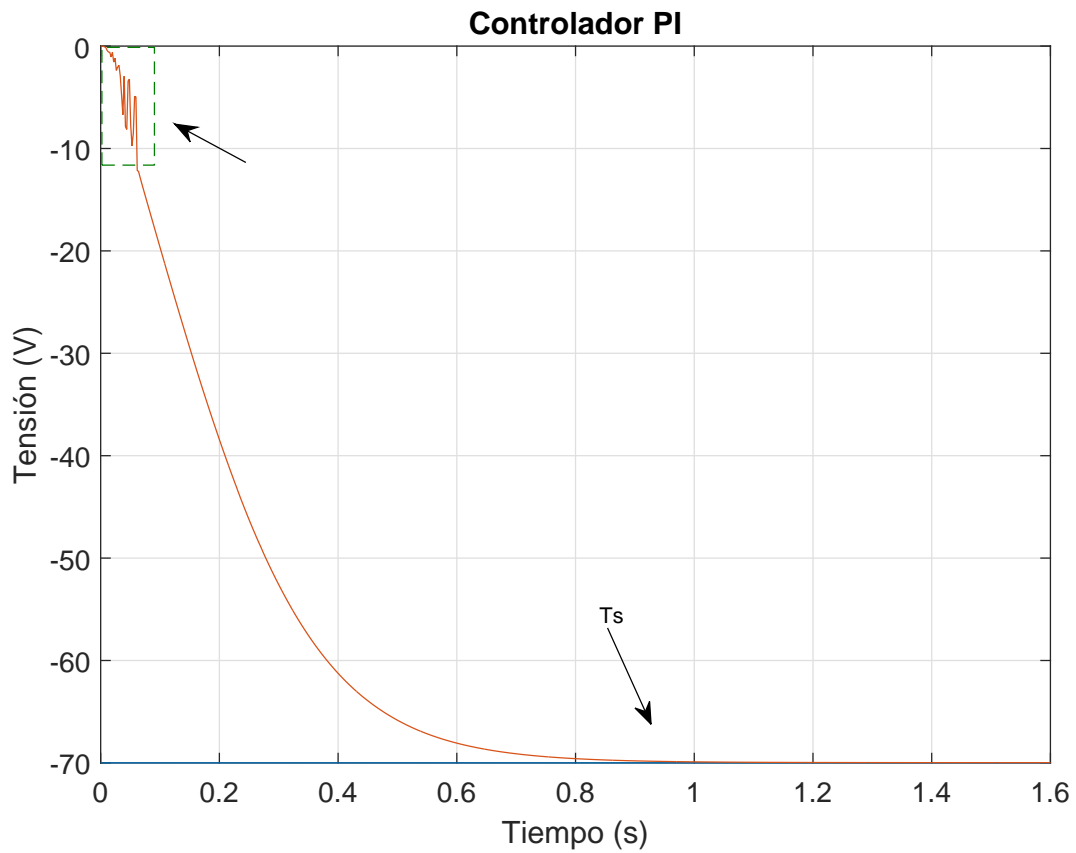
### 3.2.2 Simulación del controlador.

En la figura 21 se representa la simulación del sistema en lazo cerrado, incluida la función de transferencia  $G_z(z)$  de la ecuación 3.28 y el controlador  $Cd_{pi}(z)$  de la ecuación 3.29.



**Figura 21.** Simulación control PI.

En la figura 22 se encuentra la respuesta del sistema en lazo cerrado con el controlador PI :



**Figura 22.** Respuesta sistema con el controlador PI.

El sistema en lazo cerrado presenta un tiempo de establecimiento 0.9[s], no se observan sobre picos y el valor en estado estable es de -70[V], pero existen oscilaciones en el rango de la tensión

entre  $[0, -10]$  por lo cual el controlador diseñado tiene inconvenientes en eliminar el comportamiento de fase no mínima del convertidor.

### 3.3 Espacio de Estados

En las teorías de control clásico se restringe a la ubicación de los polos en lazo cerrado de los sistemas de orden superior, no es así, el caso de controladores diseñados por realimentación de estados, donde existen los parámetros necesarios para ubicar de manera autónoma cada uno de los polos en lazo cerrado y así diseñar la dinámica del sistema deseado (Villota, 2009).

#### 3.3.1 Sistemas en Espacios de Estados.

En la sección 3.1.2 se explica la obtención del modelo promediado del convertidor con lo cual las matrices A,B,C,E que se expone a continuación.

$$A_1 = \begin{bmatrix} \frac{-r_{L1}}{L1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-(r_{L2}+r_{C1}+r_{C2}||R)}{L2} & \frac{1}{L2} & \frac{-(\frac{r_{C2}}{R+r_{C2}}-1)}{C2} \\ \frac{1}{C1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{(r_{C2}+R)C2} & 0 & \frac{-1}{(r_{C2}+R)C2} \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{-r_{L1}+r_{C1}}{L1} & 0 & \frac{-1}{L2} & 0 \\ 0 & \frac{-(r_{L2}+r_{C2}||R)}{L2} & 0 & \frac{(\frac{r_{C2}}{R+r_{C2}}-1)}{C2} \\ \frac{1}{C1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{(r_{C2}+R)C2} & 0 & \frac{-1}{(r_{C2}+R)C2} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & \frac{r_{C2} \times R}{r_{C2} + R} & 0 & \frac{R}{r_{C2} + R} \end{bmatrix}$$

$$E = [0]$$

$$A = A_1 \times d + A_2 \times (1 - d) \quad (3.30)$$

$$B = B_1 \times d + B_2 \times (1 - d) \quad (3.31)$$

Las matrices A , B, C, E, son la relación de los componentes físicos (bobinas, capacitores, etc) y el comportamiento del convertidor, estas matrices se utilizan para el modelo del controlador en realimentación de estados.

### 3.3.2 Diseño del controlador

Para el diseño del controlador se debe obtener una matriz de ganancias  $K_{ss}$ , la cuál permite la reubicación de los polos en lazo cerrado y agrega el seguimiento integral.

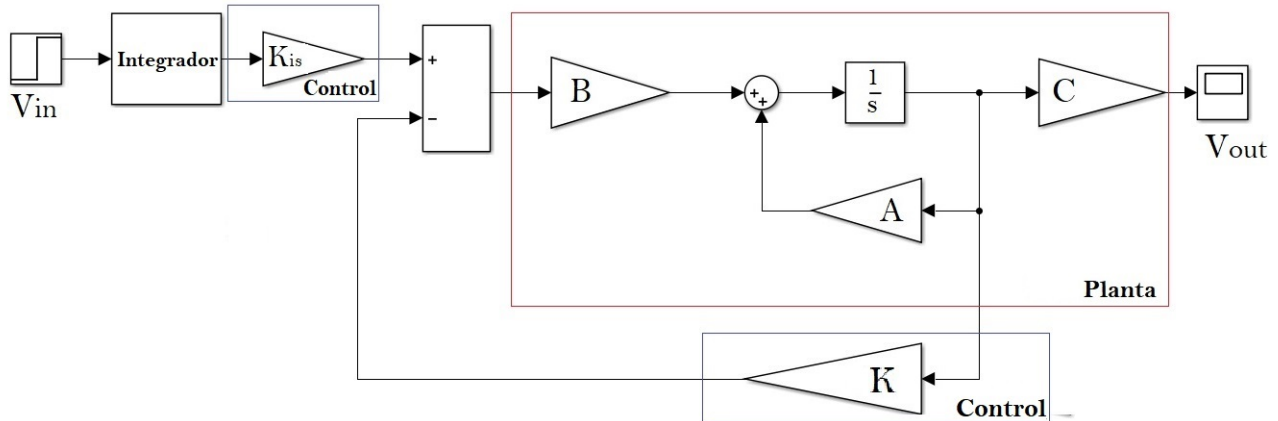
Donde

$$K_{ss} = [ K \quad K_{is} ]$$

$K_{is}$  es la ganancia integral.

$K$  es la matriz de ganancia de realimentación de estados.

Para el desarrollo del controlador se utilizó el diagrama de bloques de la figura 23.



**Figura 23.** Diagrama de bloques del sistema en realimentación de estados.

A continuación se realiza el diseño del controlador en base a la guía expuesta en la subsección 2.6.1 y las especificaciones de la sección 3.1.

1. Se determina si el sistema es controlable y observable.

### Controlable

Verificar que el rango de la matriz de controlabilidad  $W_c$  sea igual al orden del sistema (cuarto orden) y distinto de cero.

$$W_c = [ B \quad AB \quad \dots \quad A^{n-1}B ] \quad (3.32)$$

$$W_c = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0,0004 \times 10^{15} \\ 0 & 0 & 0 & -0,006 \times 10^{15} \\ 0 & 0 & 0 & -4,779 \times 10^{15} \\ 0 & 0 & 0 & 1,2873 \times 10^{15} \end{bmatrix}$$

$$\implies \text{rango}(W_c) = 4$$

- El sistema es controlable.

### Observabilidad

Verificar que el rango de la matriz de observabilidad  $O_c$  sea igual al orden del sistema (cuarto orden) y distinto de cero.

$$O_c = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \dots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

$$O_c = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -3,18 \times 10^{16} & -1,36 \times 10^{16} & -0,0128 \times 10^{16} & 0,0591 \times 10^{16} \end{bmatrix}$$

$$\implies \text{rango}(O_c) = 4$$

- El sistema es observable.

2. Una vez concluido que el sistema es controlable y observable se puede proceder con la obtención de los polos del sistema

### Asignación de polos

Se realiza el lugar de las raíces de la función H.

Donde

$$H = G(s)G(-s)$$

$G(s)$  y  $G(-s)$  Representan la función de Transferencia

Al observar y analizar la gráfica 24 del lugar de las raíces de la función H, se designa como polo dominante  $-7,89 \times 10^9 + 1,45 \times 10^{10}i$ , para el cual se obtiene un valor de ganancia  $R^{-1} = 1,49 \times 10^{44}$  y su máximo sobre impulso  $Mp = 18,2\%$ .

Se asigna el valor de matriz  $Q$ .

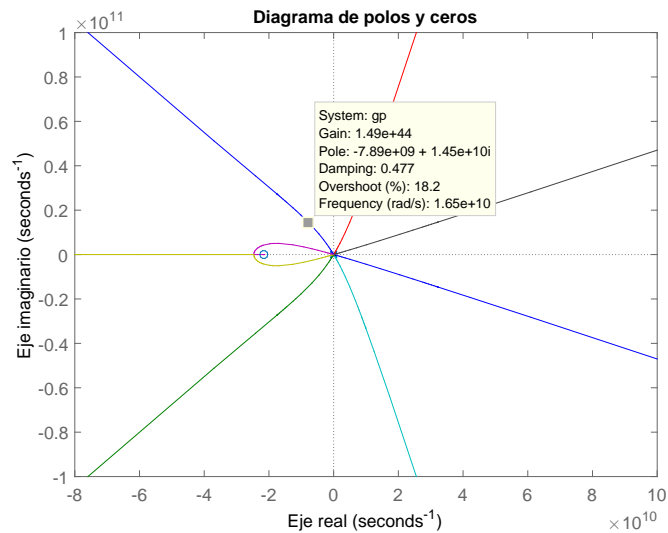


Donde

$$Q = C^T C \quad (3.34)$$

$$Q = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Con los datos adquiridos se dará solución a la ecuación 2.36. Para la implementación en Matlab® se utiliza el comando:  $[P] = lqr(A, B, Q, R)$ .



**Figura 24.** Esquema de ganancias en realimentación de estados.

La matriz P obtenida como solución de la ecuación 2.36 se presenta a continuación:

$$P = \begin{bmatrix} -0,9016 \times 10^3 & 5,84 \times 10^3 i \\ -0,9016 \times 10^3 & -5,84 \times 10^3 i \\ -0,0097 \times 10^3 & 7,2870 \times 10^3 i \\ -0,0097 \times 10^3 & -7,2870 \times 10^3 i \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

3. Para el diseño del Controlador con acción integral se realiza el siguiente procedimiento:

- Discretizar las matrices A, B, C, E.

Las matrices se discretizan utilizando el tiempo de muestreo  $T_m = 2,2[ms]$ , las matrices discretas son:

$$A_d = \begin{bmatrix} 0,9972 & 0 & -0,0012 & 0 \\ 0,0037 & 0,9980 & 0,016 & -0,0040 \\ 4,4996 & 0 & 0,9973 & 0 \\ 0 & 0,8643 & 0,0007 & 0,9806 \end{bmatrix}$$

$$B_d = \begin{bmatrix} 0,0020 \\ 0 \\ 0,0045 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_d = \begin{bmatrix} 0 & -0,045 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$E_d = [0]$$

Donde

$A_d$  es la matriz discreta de la matriz A

$B_d$  es la matriz discreta de la matriz B

$C_d$  es la matriz discreta de la matriz C

$E_d$  es la matriz discreta de la matriz E

- Obtener las matrices ampliadas discretas ( $A_d, B_d, C_d$ ) para así agregar la acción integral, lo que implica aumentar el orden al sistema (5<sup>to</sup>).

$$A_{ad} = \begin{bmatrix} 0,9972 & 0 & -0,0012 & 0 & 0 \\ 0,0037 & 0,9980 & 0,016 & -0,0040 & 0 \\ 4,4996 & 0 & 0,9973 & 0 & 0 \\ 0 & 0,8643 & 0,0007 & 0,9806 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_{ad} = \begin{bmatrix} 0,0020 \\ 0 \\ 0,0045 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_{ad} = \begin{bmatrix} 0 & -0,045 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Donde

$A_{ad}$  es la matriz ampliada de la matriz  $A_d$

$B_{ad}$  es la matriz ampliada de la matriz  $B_d$

$C_{ad}$  es la matriz ampliada de la matriz  $C_d$

- Agregar un polo, la matriz P calculada es de dimensión 4 y al calcular la matriz de ganancias  $K_{ss}$  con la fórmula de Ackerman 2.38, la matriz P debe ser de la misma dimensión del sistema ampliado (*5<sup>to</sup> orden*) lo que implica llevarlo a dimensión 5, para esto se agrega un polo el cual permite ampliar la matriz P.

Toda acción integral esta acompañada de una constante integral, la misma que acelera el proceso de integración del error, en este tipo de controlador la constante integral  $K_{is}$  se obtiene al aumentar la matriz P. Hay que tomar en cuenta que el polo de acción integral no modifique el comportamiento del controlador en espacio de estado ya diseñado en los pasos anteriores, por ello el nuevo polo será un polo no dominante y de primer orden lo que implica que se encuentre de dos a diez veces alejado del los polos dominantes de acuerdo con el diseño del controlador, pero tomando en cuenta que una constante integral baja hace un sistema lento y una constante muy alta un sistema inestable.

El polo seleccionado para el calculo de la constante integral  $K_{is}$  es:  $-1078 + 0,0i$ ,

a continuación se procede a aumentar la matriz P añadiendo el polo de la acción integral, la nueva matriz será:

$$P_a = \begin{bmatrix} -1078 & 0,0i \\ -0,9016 \times 10^3 & 5,84 \times 10^3 i \\ -0,9016 \times 10^3 & -5,84 \times 10^3 i \\ -0,0097 \times 10^3 & 7,2870 \times 10^3 i \\ -0,0097 \times 10^3 & -7,2870 \times 10^3 i \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

$P_a$  es la matriz ampliada de la matriz P

- Finalmente obtener la matriz de ganancia  $K_{ss}$

Para obtener la matriz  $K_{ss}$  se utiliza la ecuación 2.38, para el sistema ampliado discreto la ecuación se expresa de la siguiente forma:

$$K_{ss} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} B_{ad} & A_{ad}B_{ad} & \dots & A_{ad}^{n-1}B_{ad} \end{bmatrix} \cdot P_a(A_{ad}) \quad (3.38)$$

La sintaxis de Matlab® que permite resolver la ecuación 3.38:

$$KSS = \text{acker}(Aad, Bad, Pad)$$

El resultado es:

$$K_{ss} = \begin{bmatrix} 5,34 & 3,845 & -0,0012 & 0,008096 & -3,112 \times 10^{-6} \end{bmatrix}$$

Donde

$$K = \begin{bmatrix} 5,34 & 3,845 & -0,0012 & 0,008096 \end{bmatrix}$$

y

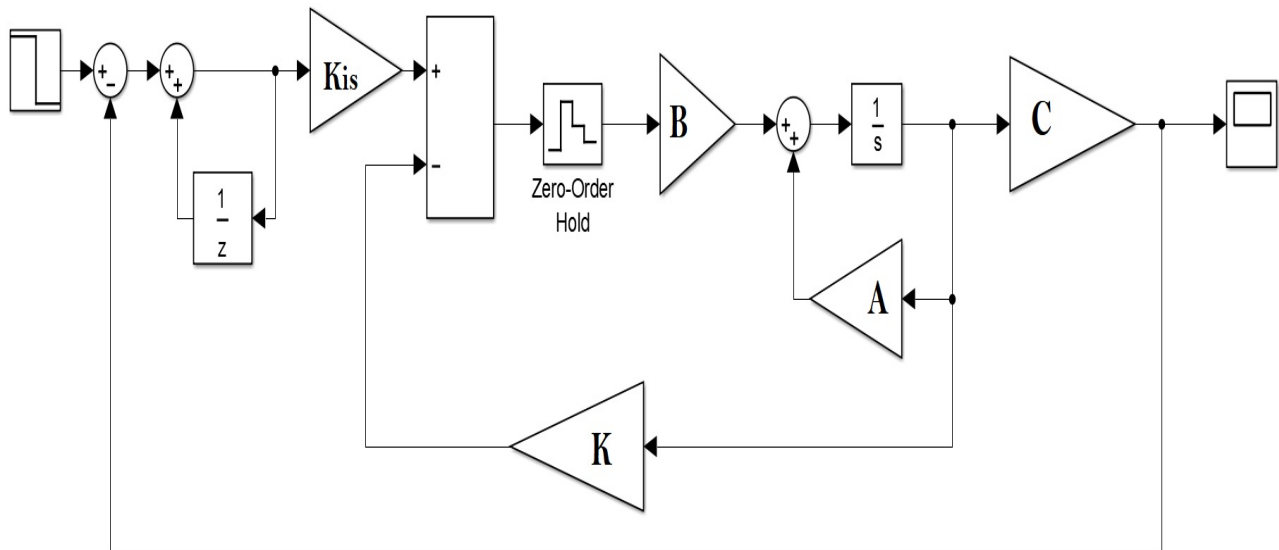
$$K_{is} = [3,112 \times 10^{-6}]$$

### 3.3.3 Simulación del controlador

En la figura 25 se representa el diagrama de bloques para la simulación del sistema, donde se encuentra incluido el sistema en espacios de estados con las matrices A, B, C, la matriz la

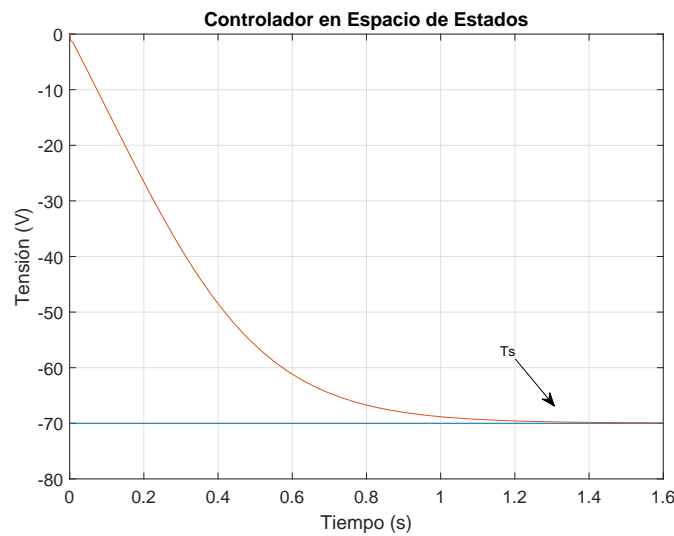
realimentación  $K$  y la acción integral todo ya diseñado en la sección 3.3.2.

Para la simulación del controlador en Espacio de Estados se utiliza el código del Anexo B.



**Figura 25.** Diagrama de bloques en espacio de estados.

En la figura 26 se encuentra la respuesta del sistema en lazo cerrado con realimentación de estados y la acción integral :



**Figura 26.** Respuesta del sistema en lazo cerrado.

En la simulación se observa un tiempo de establecimiento  $t_s=1.3[s]$ , no existen sobre picos y el valor en estado estable =  $-70[V]$ , con lo que se puede concluir que el controlador diseñado cumple con los parámetros establecidos en la sección anterior.

### 3.4 Control difuso

El control difuso proviene de la lógica clásica, pero este permite el desarrollo de conceptos imprecisos (Tibadiza, 2011).

Para el desarrollo del controlador difuso se seguirán una serie de pasos que permiten el desarrollo del controlador:

1. Elegir el tipo de controlador difuso y su lógica de decisión.
2. Seleccionar las variables de entradas y salida, así como la cantidad necesarias de estas con referencia al tipo de controlador seleccionado.

3. Delimitar los universos de discursos y con ello crear las variables lingüísticas y su semántica asociada para cada variable.
4. Para el proceso de la fusificación elegir la cantidad y el tipo de funciones de membresía para las variables de entras y de salida.
5. Crear la base de reglas para determinar el comportamiento de las variables de salida.
6. Finalmente realizar la defusificación para obtener la salida del controlador.

Se debe añadir que cada uno de los ítems anteriores se encuentran ya detallados en la sección 2.8.

### 3.4.1 Diseño del Controlador

En este proyecto de investigación se desarrolla un controlador difuso PI, para este tipo de diseño se debe realizar un control difuso de seguimiento de variables ( $K_p$ ,  $K_i$ ) y adicionarle un control proporcional integral, para explicarlo mejor, las salidas del control difuso serán las entradas del control proporcional integral por lo tanto la salida ( $Fz$ ) será la señal de control que gobierne la planta (Rafiei y Ghazi, 2003).

La expresión matemática 3.39 que se muestra a continuación describe al control difuso PI:

$$Fz = k_p \times e + k_i \times de \quad (3.39)$$

Donde

Las variables del controlador difuso son:

- Las variables de entrada son el error:  $e$  y la variación del error:  $de$



- Las variables de salida son la constante proporcional:  $k_p$  y la constante integral:  $k_i$

La variable del controlador difuso PI es:

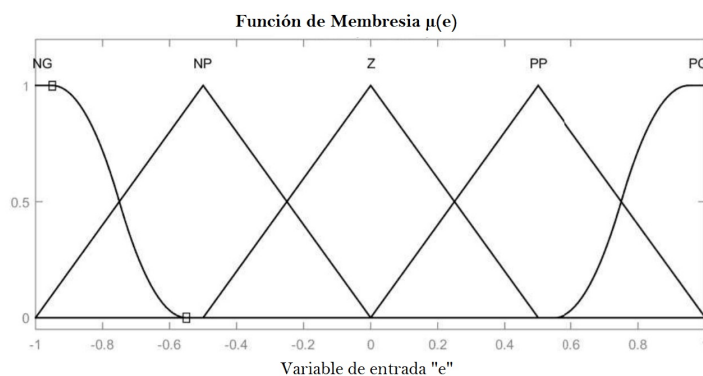
- La variable  $F_z$  representa las salida del controlador difuso PI por lo tanto la entrada de control a la planta.

Se a tomado como referencia a (Fudoli y Vechia, 2018).

Para la fusificación se asignan las siguientes variables lingüísticas y su valor semántico.

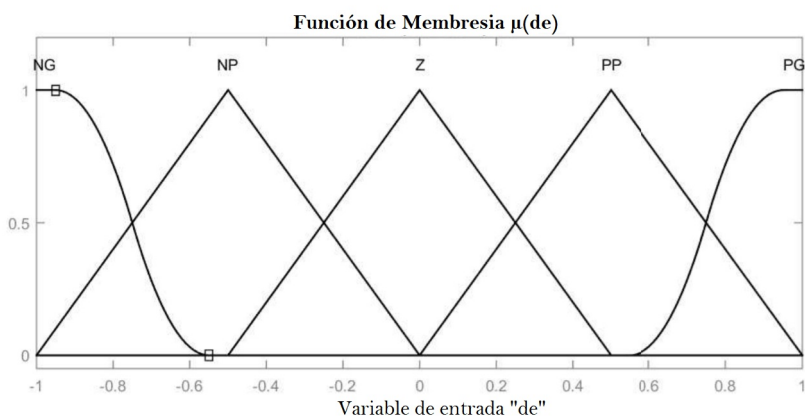
- Negativo Grande: “NG”
- Negativo Pequeño: “NP”
- Cero: “Z”
- Positivo Pequeño: “PP”
- Positivo Grande: “PG”

En la figura 27 se encuentra la gráfica de las cinco funciones de membresía asignadas para la variable de entrada error:  $e$ , tres son de tipo triangular cerrada (centro de la figura) y dos son las funciones S, Z las mismas que se encuentran abiertas a la derecha y a las izquierda respectivamente (extremos de la figura), así también se puede observar ya ubicadas las variables lingüísticas difusas: NG, NP, Z, PP, PG, el universo de discurso para la variable de entrada error esta en el rango de -1 a 1, este rango se elije para obtener un error máximo de 1 voltio y mínimo de -1 voltio.



**Figura 27.** Funciones de membresía para la variable de entrada error ( $e$ ).

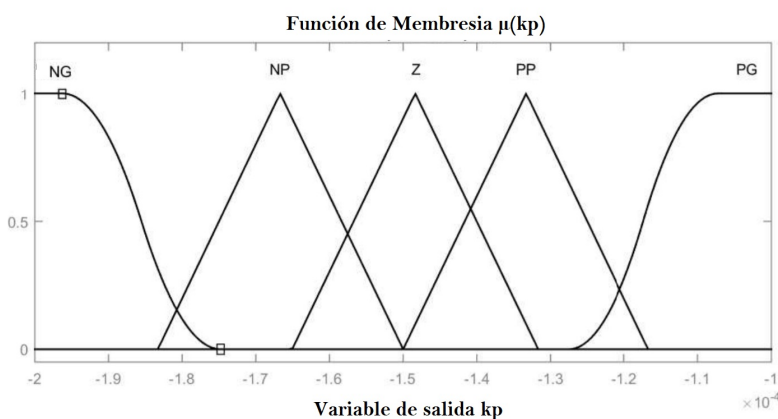
En la figura 28 se encuentra la gráfica de las cinco funciones de membresía asignadas para la variable de entrada variación del error:  $de$ , tres son de tipo triangular cerrada (centro de la figura) y dos son las funciones S, Z las mismas que se encuentran abiertas a la derecha y a las izquierda respectivamente (extremos de la figura), así también se puede observar ya ubicadas las variables lingüísticas difusas: NG, NP, Z, PP, PG, el universo de discurso para la variable de entrada variación del error esta en el rango de -1 a 1.



**Figura 28.** Funciones de membresía para la variable de entrada variación del error ( $de$ ).

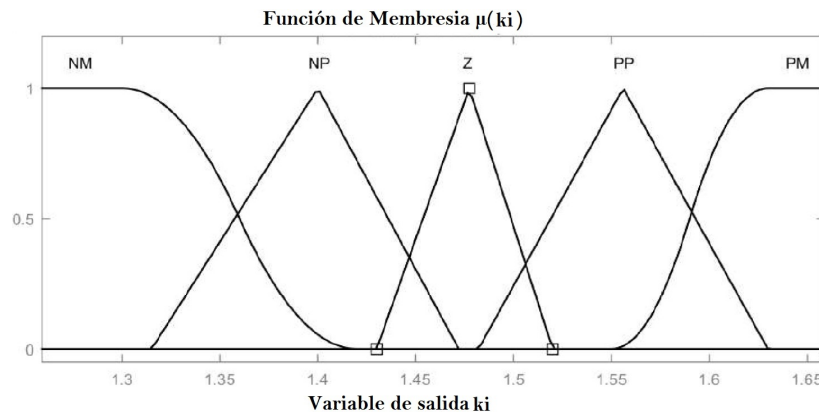
En la figura 29 se encuentra la gráfica de las cinco funciones de membresía asignadas para la variable de salida constante proporcional:  $kp$ , tres son de tipo triangular cerrada (centro de la

figura) y dos son las funciones S, Z las mismas que se encuentran abiertas a la derecha y a las izquierda respectivamente (extremos de la figura), así también se puede observar ya ubicadas las variables lingüísticas difusas: NG, NP, Z, PP, PG, el universo de discurso para la variable de salida constante proporcional esta en el rango de  $4,92 \times 10^{-9}$  a  $1,97 \times 10^{-8}$ , este rango es consecuencia a la experiencia adquirida en el desarrollo del controlador PI explicado en la subsección 3.2.1.



**Figura 29.** Funciones de membresía para la variable de salida constante proporcional ( $k_p$ ).

En la figura 30 se encuentra la gráfica de las cinco funciones de membresía asignadas para la variable de salida constante integral:  $k_i$ , tres son de tipo triangular cerrada (centro de la figura) y dos son las funciones S, Z las mismas que se encuentran abiertas a la derecha y a las izquierda respectivamente (extremos de la figura), así también se puede observar ya ubicadas las variables lingüísticas difusas: NM, NP, Z, PP, PM, el universo de discurso para la variable de salida constante integral esta en el rango de 0,001259 a 0,001659, este rango es consecuencia a la experiencia adquirida en el desarrollo del controlador PI explicado en la subsección 3.2.1.



**Figura 30.** Funciones de membresía para la variable de salida constante integral ( $k_i$ ).

Considerando el método de inferencia de Mamdani, el formato para la base de reglas será:

*SI* error =  $e$  *Y* variación de error =  $de$  *ENTONCES* constante proporcional =  $kp$  *Y* constante integral =  $ki$

La cantidad de reglas es proporcional a la cantidad de funciones de membresía en relación con el número de entradas, como se explica a continuación (Ali y Longowal, 2006):

1. El número de funciones de membresía para las variables de entrada son: 5 por ello existen 5 variables lingüísticas.
2. La cantidad de variables de entrada es: dos ( $e$ ,  $de$ ).

entonces:

- Cantidad de reglas para constante proporcional e integral es:  $5^2 = 25$ .

Las reglas proviene del conocimiento del operador:

**Tabla 7**

*Base de reglas para la variable de salida constante proporcional.*

e/de	NG	NP	Z	PP	PG
NG	NG	NG	NG	NP	NP
NP	NG	NG	NG	NP	Z
Z	NP	Z	Z	Z	PP
PP	Z	Z	PP	PP	PG
PG	NP	PP	PG	PG	PG

**Tabla 8**

*Base de reglas para la variable de salida constante integral.*

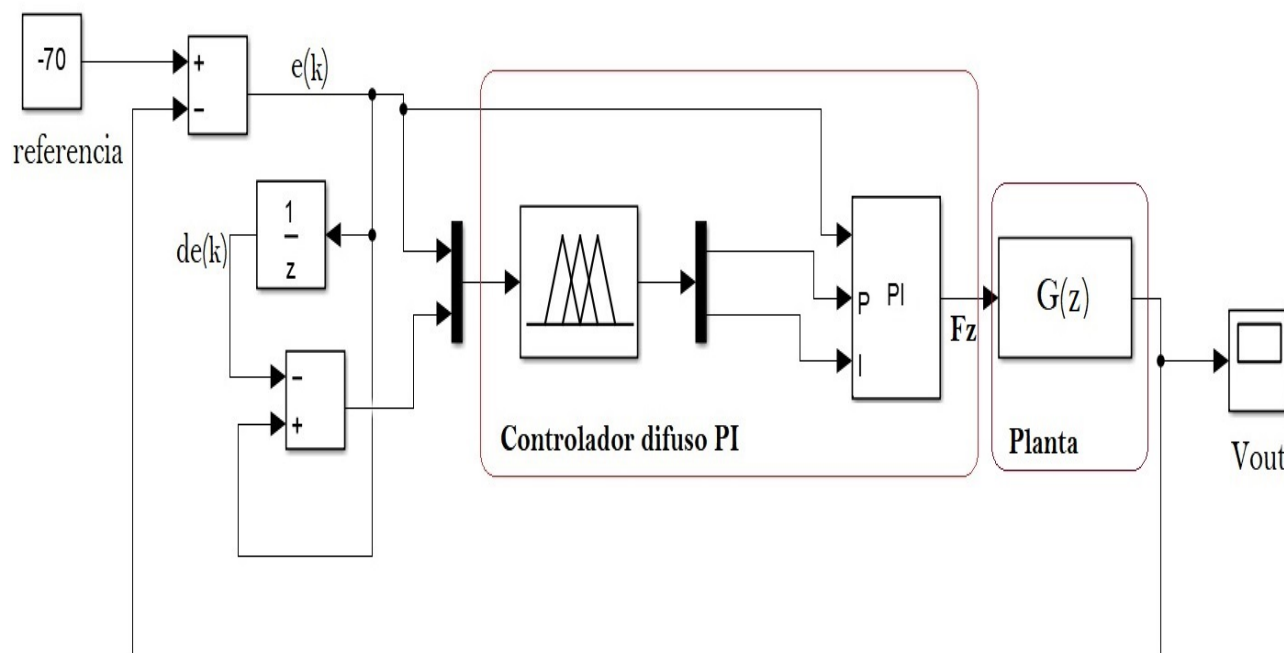
e/de	NG	NP	Z	PP	PG
NG	NG	NG	NG	NP	NP
NP	NG	NG	NG	NP	Z
Z	NP	Z	Z	Z	PP
PP	Z	Z	PP	PP	PG
PG	NP	PP	PG	PG	PG

Finalmente dado que la salida inferida es un resultado lingüístico, se utiliza el método de defusificación de centro de áreas como proceso final para convertir el resultado lingüístico en un resultado legible para el controlador PI.

### 3.4.2 Simulación del Controlador

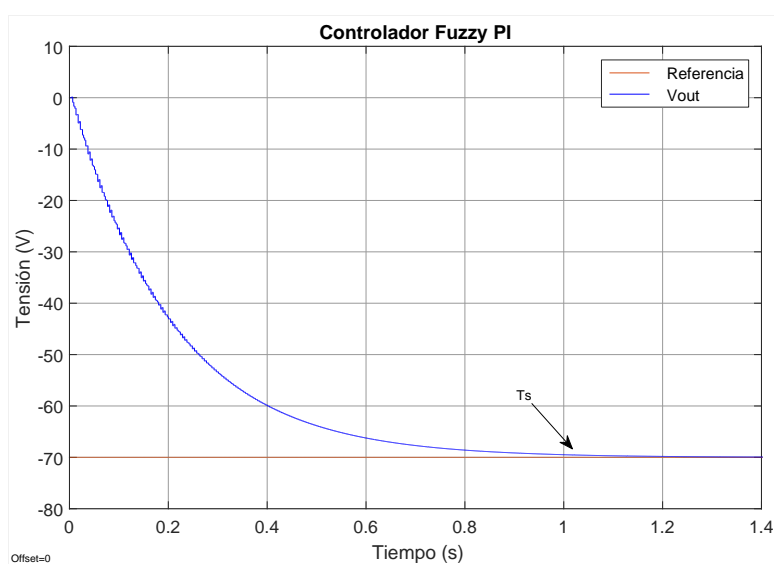
En la figura 31 se representa el diagrama de bloques para la simulación del sistema, donde se encuentra incluida la planta (convertidor *Cuk*) y el controlador difuso PI.

Para la simulación del controlador Difuso PI se utiliza el código del Anexo C.



**Figura 31.** Diagrama de bloques para el controlado difuso PI

En la figura 32 se encuentra la respuesta del sistema en lazo cerrado utilizando el controlador difuso PI diseñado en la sección 3.4.1:



**Figura 32.** Respuesta del sistema en lazo cerrado.

En la simulación se observa un tiempo de establecimiento  $t_s=1.02[s]$ , no existen sobre picos y el valor en estado estable =  $-70[V]$ , con lo que se puede concluir que el controlador diseñado cumple con los parámetros establecidos en la sección anterior.

# Capítulo 4

## ANÁLISIS DE DESEMPEÑO DEL CONTROLADOR

En este capítulo se presenta las pruebas de desempeño realizadas al convertidor *Cuk*. También un análisis cuantitativo utilizando indicadores de desempeño que permiten observar y establecer una decisión, para conocer cual de los controladores posee las mejores características.

### 4.1 Indicadores de desempeño

Para evaluar el desempeño de los controladores se utilizan indicadores de desempeño que sirven para el análisis y comparación de cada una de las estrategias de control. Como indicadores de desempeño se han establecido los siguientes:

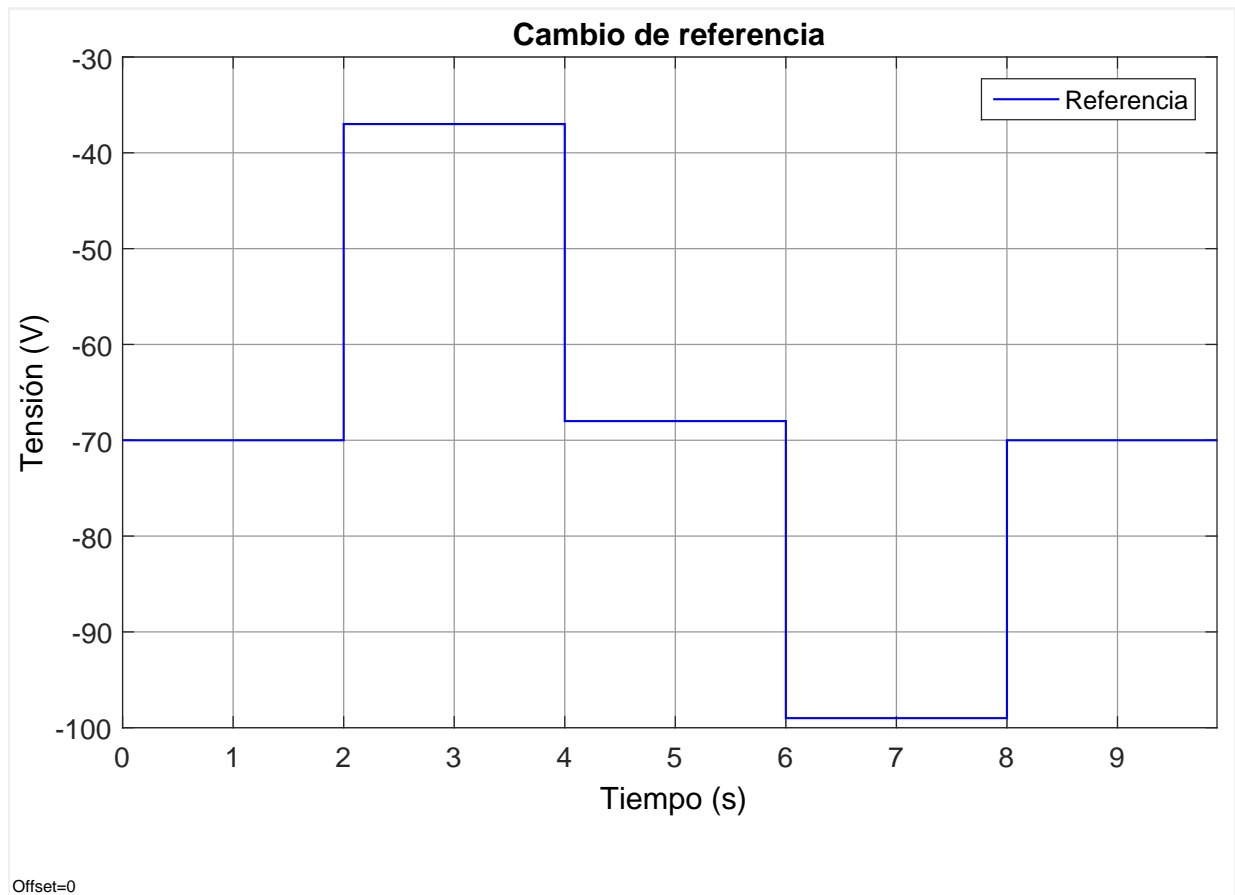
#### 4.1.1 Perturbaciones y Pérdidas

- Cambio de referencia

Se analiza el comportamiento del convertidor al realizar un cambio a la referencia, los mismo que varían en el rango del 50% del valor diseñado (-70 [V]) (Verdeza, 2016). Para este proyecto de investigación los valores de cambio de referencia serán: -37 [V], -68 [V], -99 [V] en intervalos de tiempo de 2[s], se ve en la figura 33. Para esta prueba se analiza el tiempo de establecimiento y los



sobre picos que se producen en la tensión de salida del convertidor ( $V_{out}$ ).



**Figura 33.** Tensión de cambio de referencia.

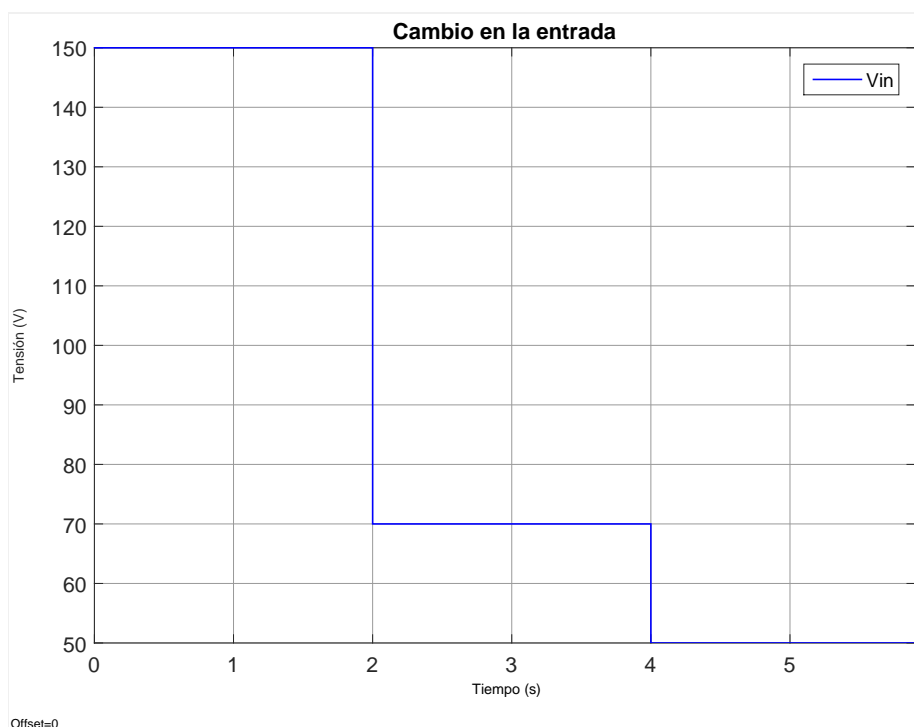
- Cambio en la carga

Se analiza el comportamiento del convertidor al realizar cambios en la carga, los mismos que varían en el rango del 30% del valor diseñado (49 [ $\Omega$ ]) (Ocampo, 2003), para esta sección los valores son: 63.7[ $\Omega$ ], 51[ $\Omega$ ], 34.3[ $\Omega$ ]

- Cambio de la entrada

Se analiza el comportamiento del convertidor al realizar cambios al voltaje de entrada, los mismos que varían en el rango del 50% del valor diseñado (100 [V]) (Verdeza, 2016), para este proyecto

de investigación los valores de cambio en la entrada son: 150[V], 70[V], 50[V] en intervalos de tiempo de 2[s], se ve en la figura 34. Para esta prueba se analiza el tiempo de establecimiento y los sobre picos que la tensión de salida del convertidor ( $V_{out}$ ) produce.



**Figura 34.** Tensión de cambio de referencia.

### Consumo Computacional

Para obtener este Indicador de Desempeño se evalúa el tiempo de ejecución y el espacio de memoria utilizadas en el desarrollo de los controladores.

- Los Scripts de programación en Matlab® con extensión *.m*, así como los archivos de la simulación creados en Simulink con extensión *.slx*, son analizados a través del comando *Tic Toc*, el que entrega la información del tiempo de ejecución de los archivos en segundos. Para obtener la cantidad de espacio utilizado por los archivos se observa el Explorador de Documentos.

### Pérdidas de conducción

Cuando el mosfet se encuentra en su estado de conducción su comportamiento es el de una resistencia, generando pérdidas de conducción que dependen del valor de la resistencia del mosfet (López, 2017).

$$P_{cd} = I_m^2 \times D \times R_{DS} \quad (4.1)$$

Donde

$I_m$  corriente del mosfet

$D$  ciclo de trabajo

$R_{DS}$  resistencia del mosfet (*drain-source*)

### Pérdidas de conmutación

El estado de bloqueo del mosfet se presenta cuando se suministra una tensión positiva en el *drain* con respecto al *source*, provocando que el mosfet no conduzca y su tensión sea cero idealmente. En el momento cuando el mosfet pasa del estado de bloqueo a sus estado de conducción se producen las pérdidas de conmutación (López, 2017).

$$P_{cn} = \frac{1}{2}(V_m) \times I_m \times f \times (tr + tf) \quad (4.2)$$

Donde

$V_m$  voltaje del mosfet

$f$  frecuencia

$t_r$  tiempo de conmutación de subida

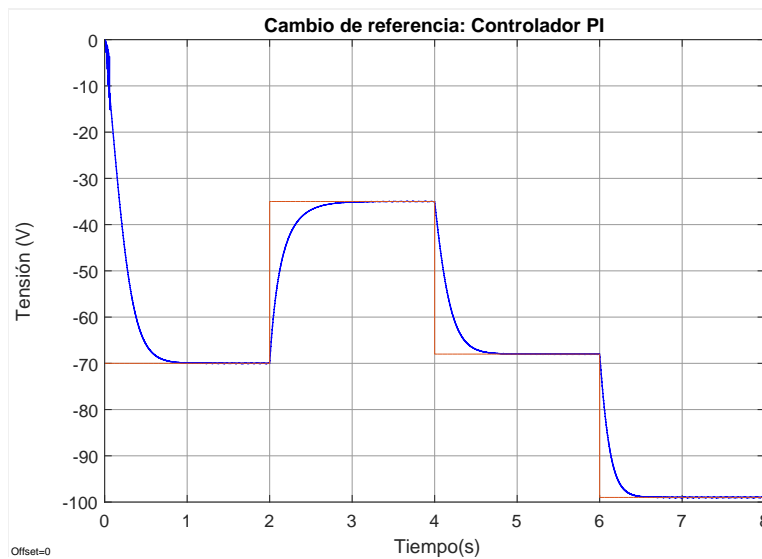
$t_f$  tiempo de conmutación de baja

#### 4.1.2 Análisis y resultados

##### Cambio de referencia

*Controlador Proporcional Integral (PI).*

En la figura 35 se muestra la respuesta del controlador PI con cambio de referencia, se observa discontinuidad en el primer intervalo, el controlador no presenta sobre picos o comportamientos de fase no mínima.

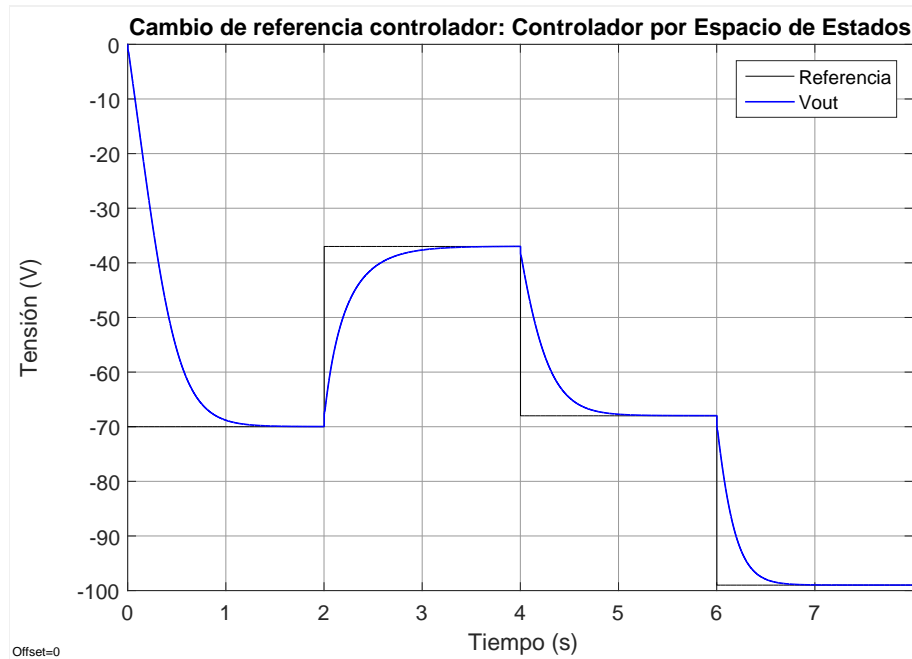


**Figura 35.** Respuesta del sistema utilizando un controlador PI.

##### Controlador en Espacio de Estados

La figura 36 muestra la respuesta del controlador Espacio de Estados con cambio de referencia,

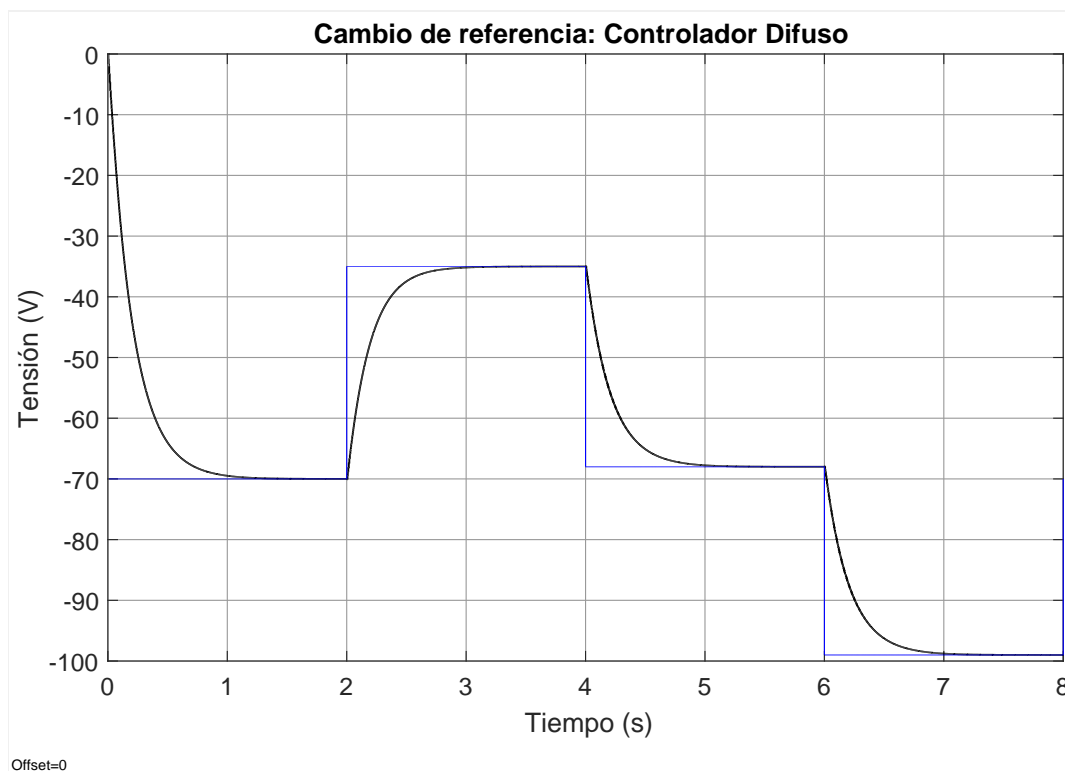
se observa que para ninguno de los intervalos el controlador presenta, sobre picos o comportamientos de fase no mínima.



**Figura 36.** Respuesta del sistema utilizando el controlador en Espacio de estados.

## Controlador Difuso

La figura 37 muestra la respuesta del controlador Difuso con cambio de referencia, se observa que para ninguno de los intervalos el controlador presenta sobre picos o comportamientos de fase no mínima.



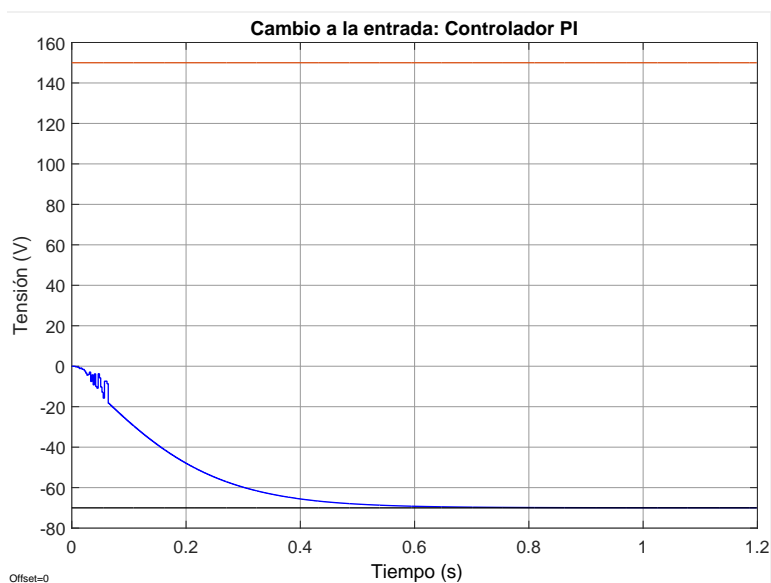
**Figura 37.** Respuesta del sistema utilizando el controlador Difuso.

Analizando las gráficas anteriores el controlador PI a partir de su segundo cambio de referencia elimina la discontinuidad y en su cuarto intervalo mejora en tiempo de estabilización llegando en 0.5[s], el controlador Difuso y el controlador en Espacio de Estados mejoran con cada intervalo, sus tiempos de estabilización para el último cambio de referencia son de 0.9[s] y 0.7[s] respectivamente. Se observa que para ninguno de los intervalos los controladores presenta sobre picos o comportamientos de fase no mínima

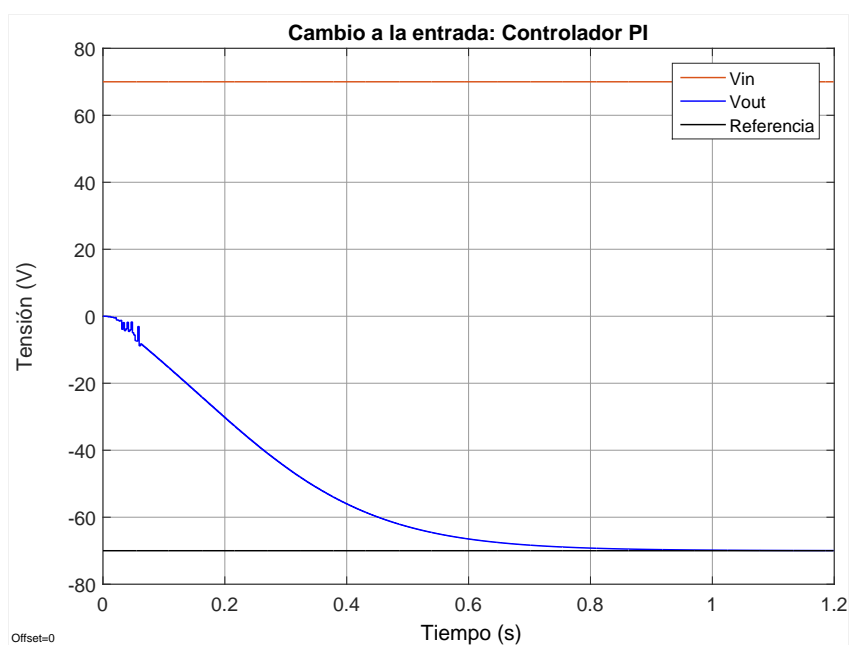
### **Cambio a la entrada**

#### **Controlador Proporcional Integral (PI).**

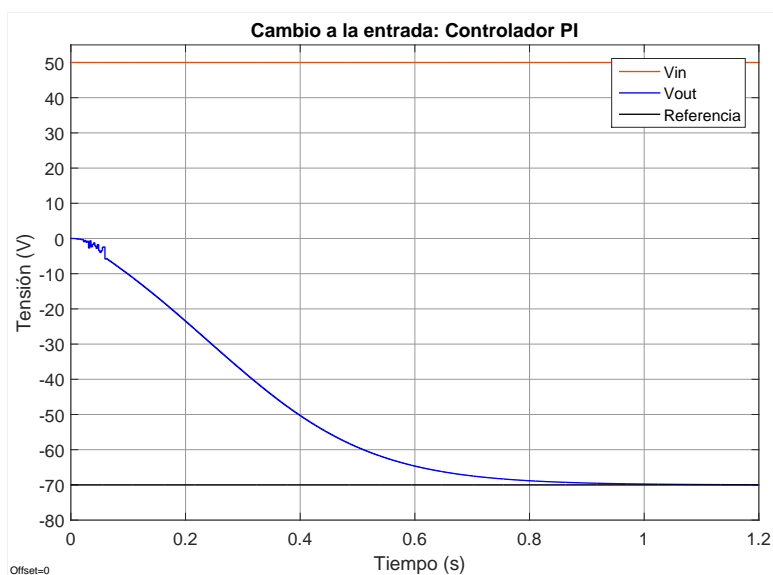
Las figuras 38, 39, 40, muestran la respuesta del controlador PI con cambio en su entrada ( $V_{in}$ ).



**Figura 38.** Cambio de la entrada con un valor 150 [V]



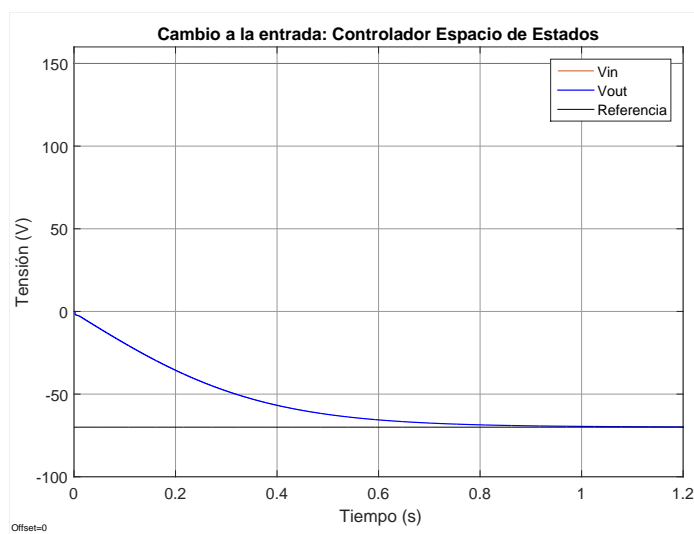
**Figura 39.** Cambio de la entrada con un valor 70 [V]



**Figura 40.** Cambio de la entrada con un valor 50 [V]

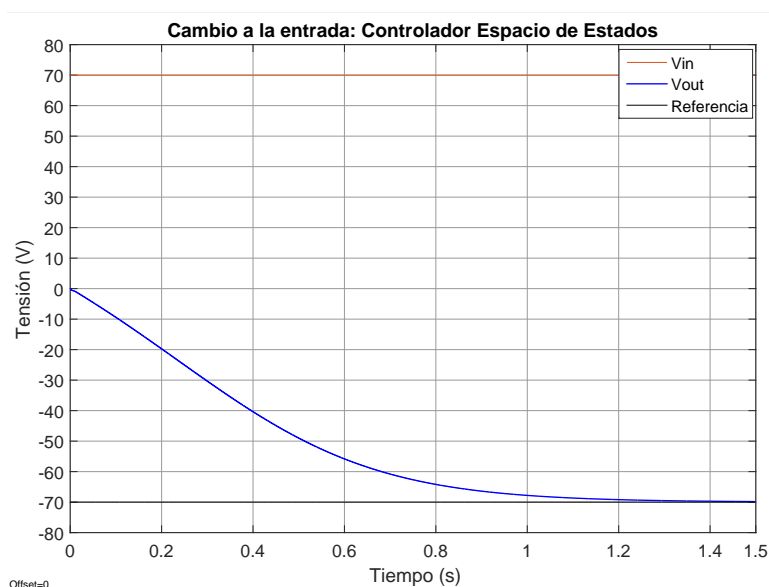
### Controlador en Espacio de Estados

La figura 41, 42, 43, muestra la respuesta del controlador Espacio de Estados con cambio a la entrada ( $V_{in}$ ).

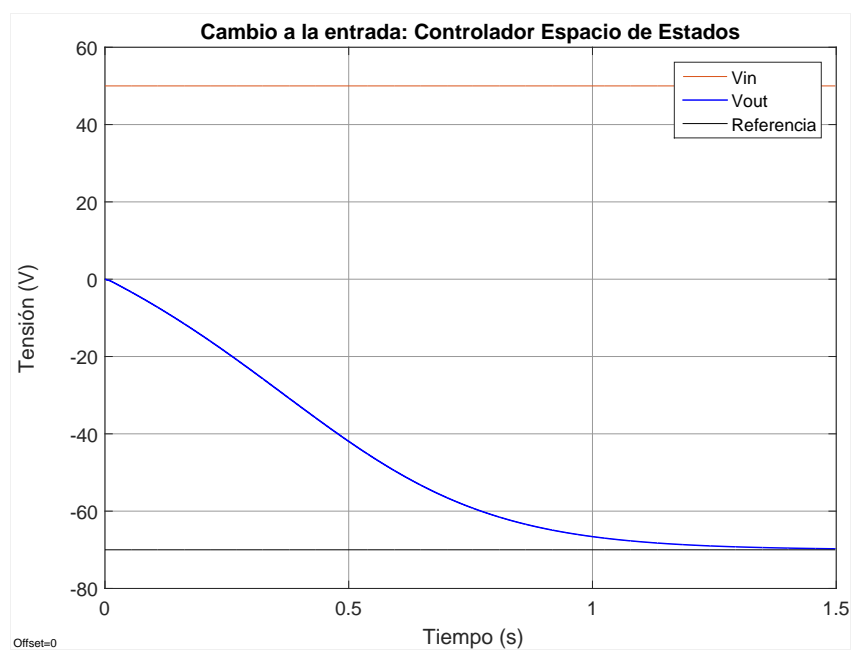


**Figura 41.** Cambio de la entrada con un valor 150 [V]





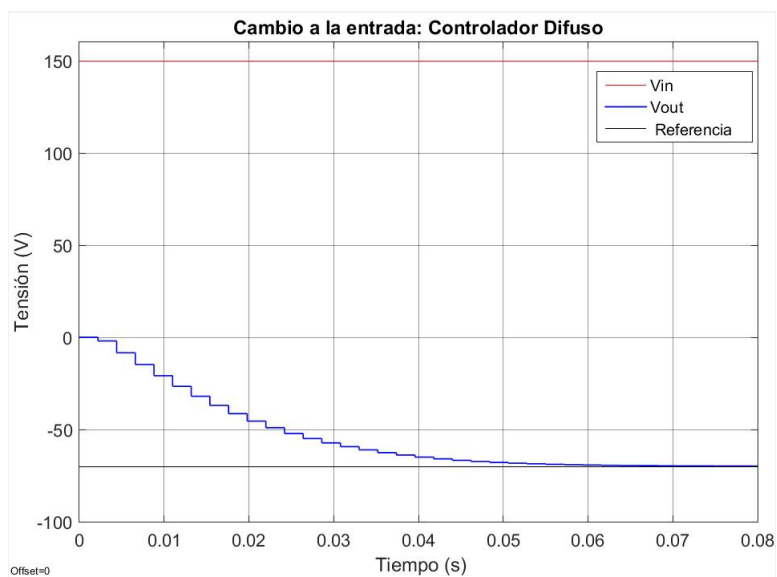
**Figura 42.** Cambio de la entrada con un valor 70 [V]



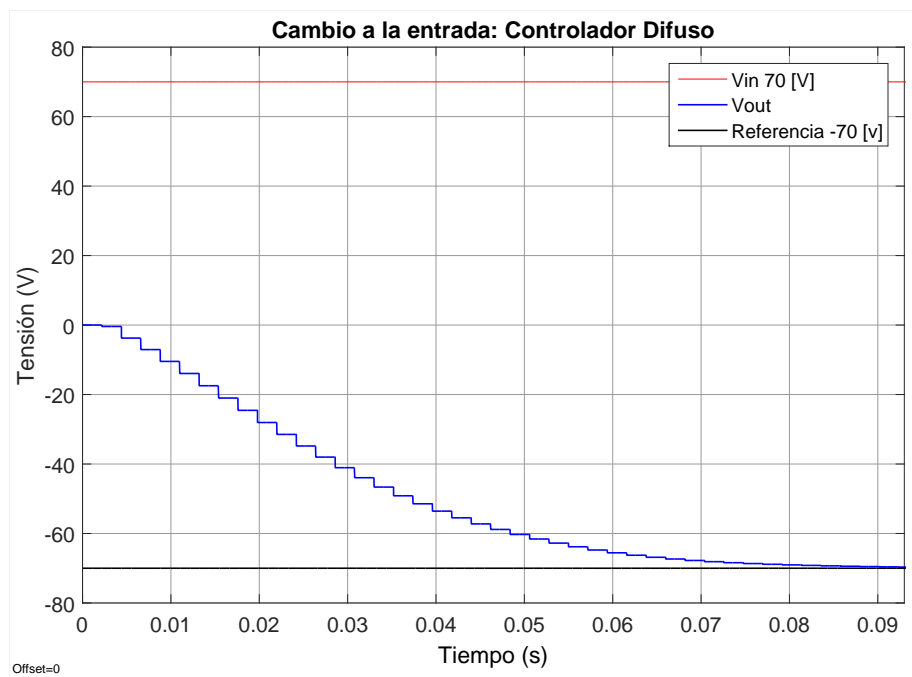
**Figura 43.** Cambio de la entrada con un valor 50 [V]

## Controlador Difuso

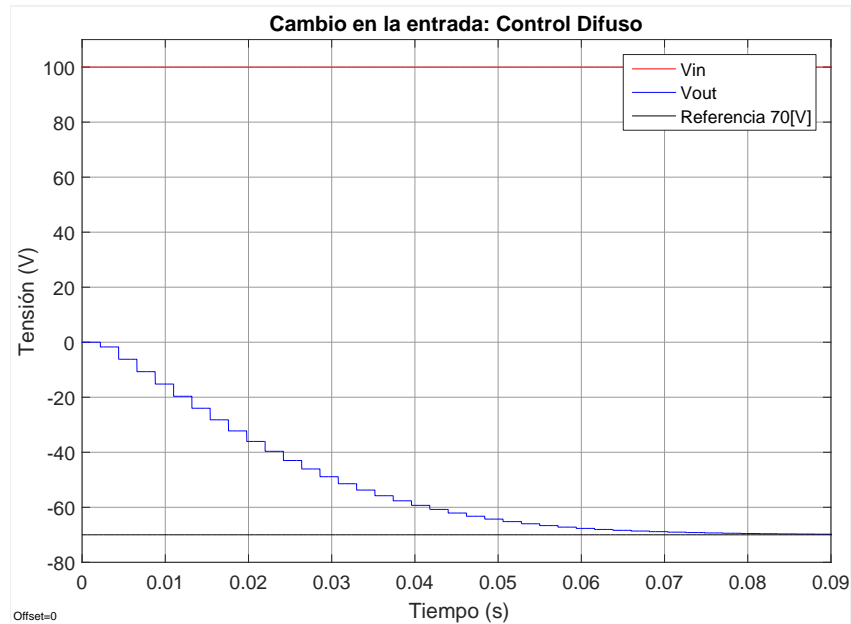
La figura 44, 45, 46, muestra la respuesta del controlador Difuso con cambio a la entrada ( $V_{in}$ ).



**Figura 44.** Cambio de la entrada con un valor 150 [V]



**Figura 45.** Cambio de la entrada con un valor 70 [V].



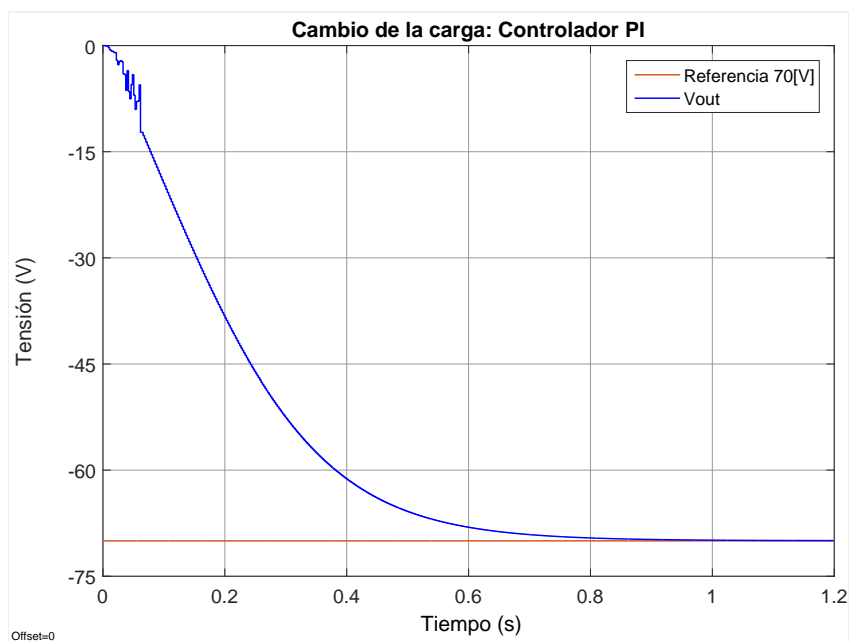
**Figura 46.** Cambio de la entrada con un valor 50 [V].

Analizando las gráficas anteriores de la respuesta de los controlador ante el cambio de entrada ( $V_{in}$ ), se observa que para el controlador PI la discontinuidad presente en la curva de tensión hasta alcanzar el valor de estado estable disminuye al reducir la tensión de entrada (comparar las figuras 41, 43). Para ninguno de los voltajes simulados el convertidor presenta sobre picos o comportamientos de fase no mínima.

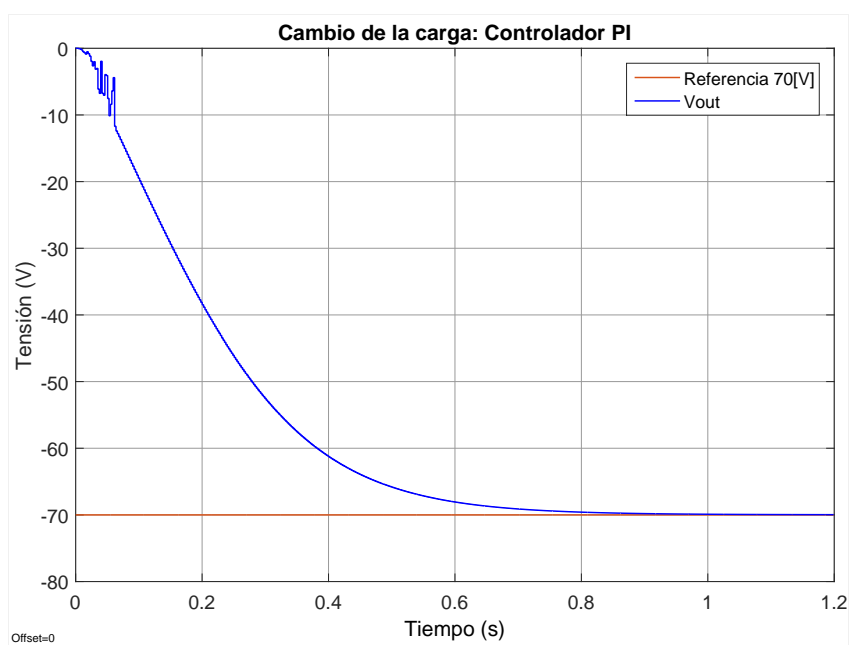
## Cambio en la Carga

### Controlador Proporcional Integral (PI).

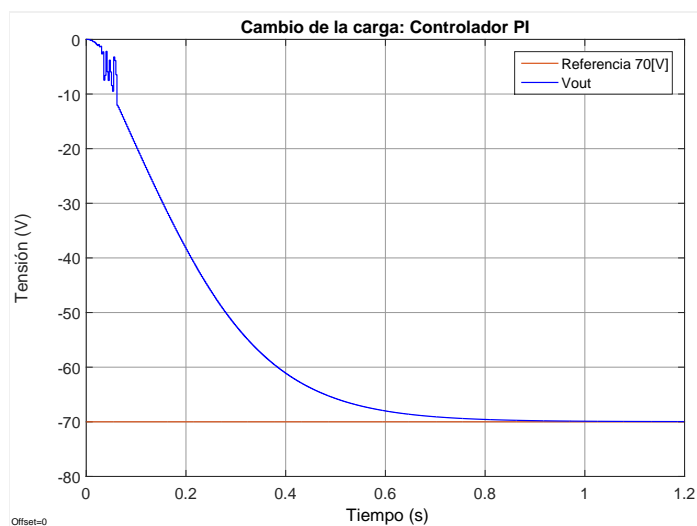
Las figuras 47, 48, 49, muestran la respuesta del controlador PI con cambio en la carga (R).



**Figura 47.** Cambio en carga con un valor 63.7 [ $\Omega$ ].



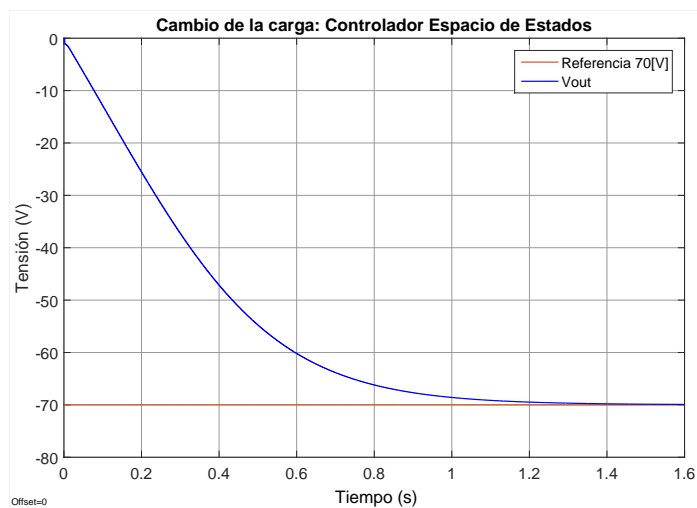
**Figura 48.** Cambio en carga con un valor 51 [ $\Omega$ ].



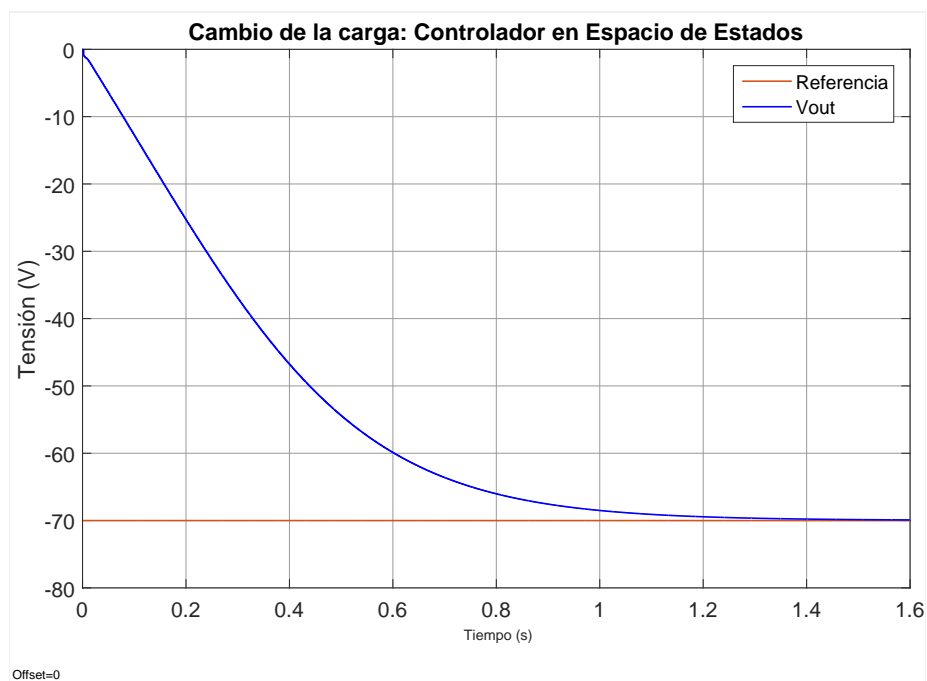
**Figura 49.** Cambio en carga con un valor  $34.3 [\Omega]$ .

## Controlador en Espacio de Estados

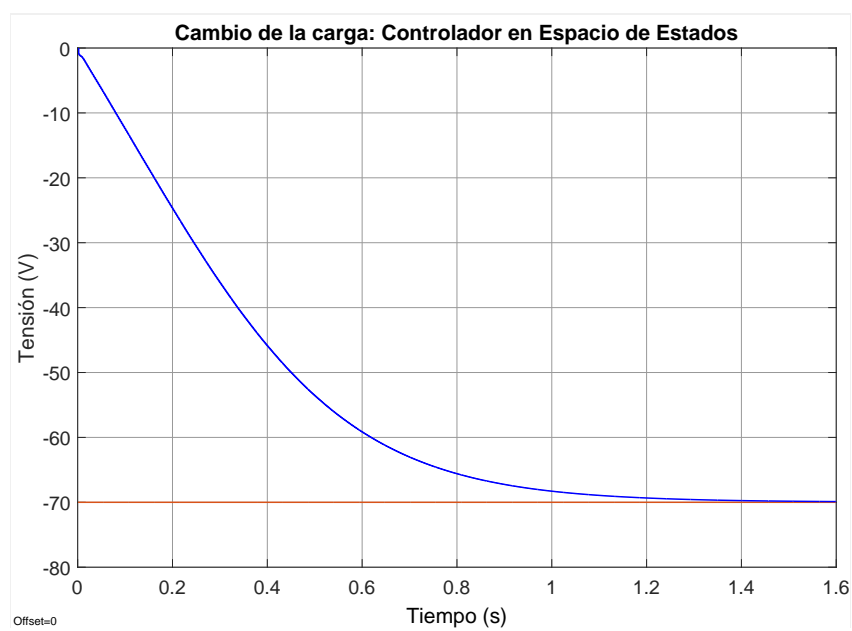
Las figuras 50, 51, 52, muestran la respuesta del controlador Espacio de Estados con cambio en la carga (R).



**Figura 50.** Cambio en carga con un valor  $63.7 [\Omega]$ .



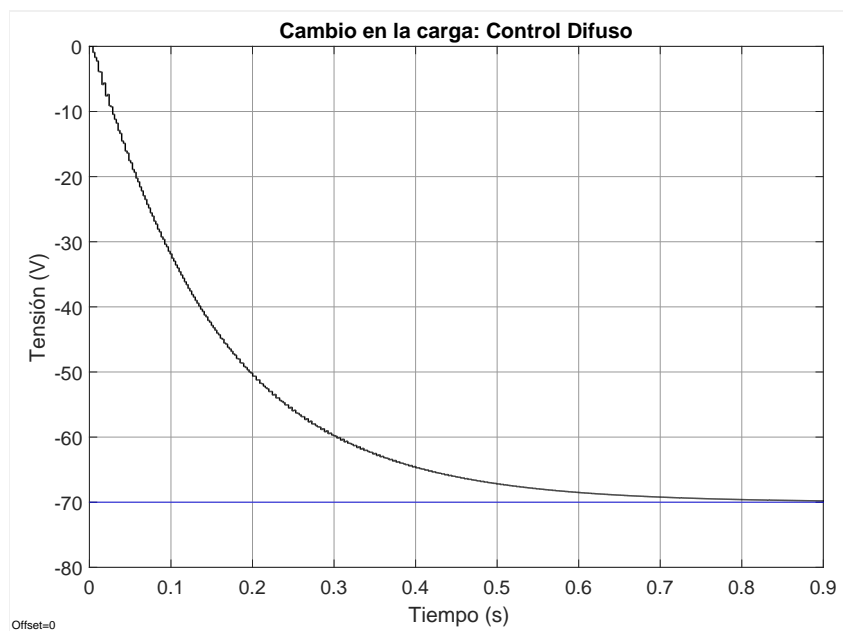
**Figura 51.** Cambio en carga con un valor 51 [ $\Omega$ ].



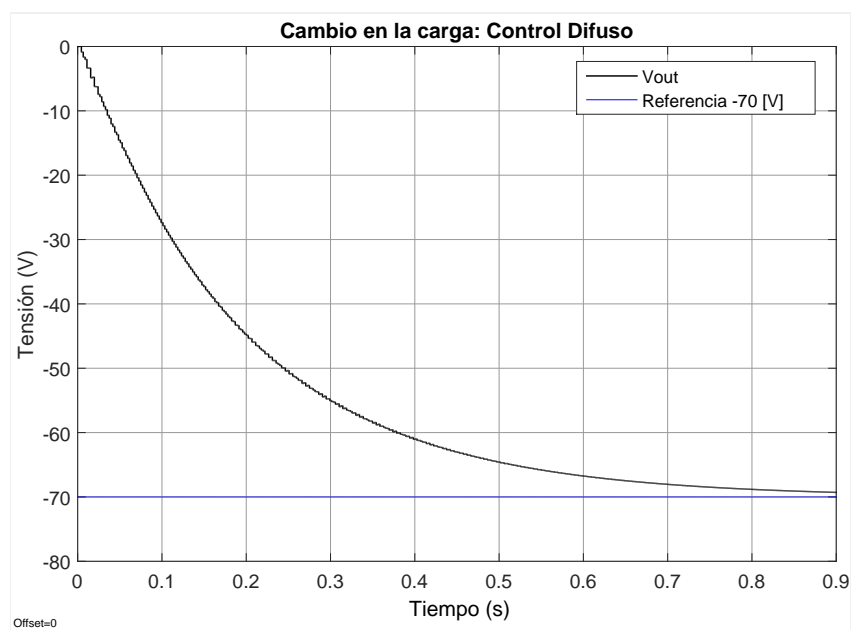
**Figura 52.** Cambio en carga con un valor 34.3 [ $\Omega$ ].

## Controlador Difuso

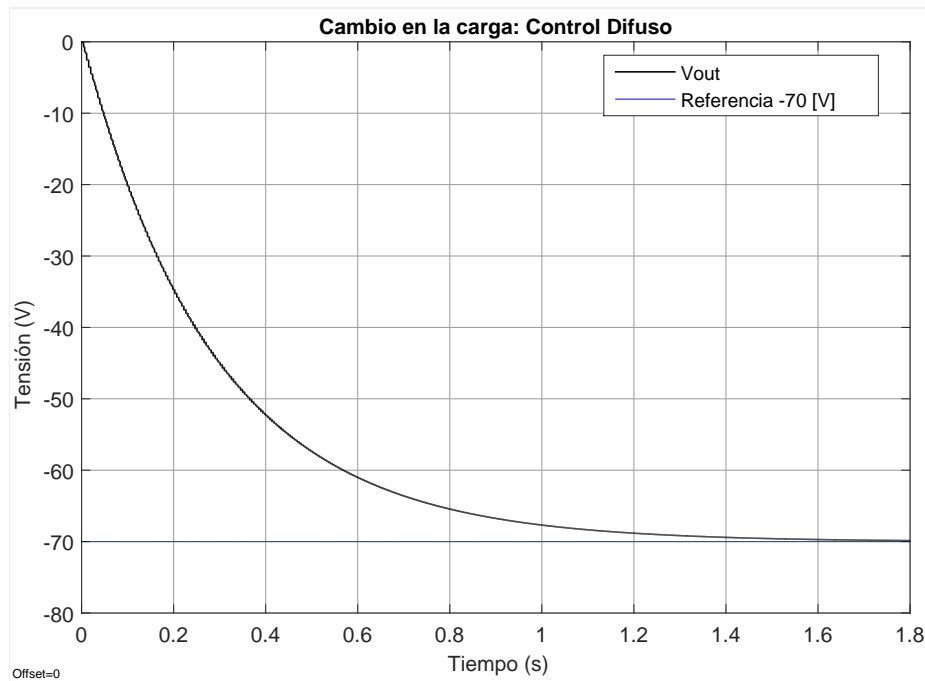
La figuras 53, 54, 52, muestran la respuesta del controlador Difuso con cambio en la carga (R).



**Figura 53.** Cambio en carga con un valor 63.7 [ $\Omega$ ].



**Figura 54.** Cambio en carga con un valor 51 [ $\Omega$ ].



**Figura 55.** Cambio en carga con un valor  $34.3 \text{ } [\Omega]$ .

Analizando las gráficas anteriores de la respuesta de los controladores para cambio en la carga (R), el controlador PI reduce las oscilaciones de discontinuidad al aumentar la carga de prueba, el controlador en Espacio de Estados no sufre cambios y mantiene sus características de desempeño. Para el control Difuso se observa una leve discontinuidad en el rango de  $(0,-10)[V]$  producida al reducir la carga, esta se presentaría por que su diseño es referencia del control PI, hay que agregar que el controlador Difuso logra atenuar exitosamente estas oscilaciones de tensión.



## Pérdidas de conducción

**Tabla 9**

*Pérdidas de conducción del convertidor con las diferentes estrategias de control.*

Controlador	Im [A]	D	Pcd [KW/h]
Control PI	1.165	0.4357	5.53
Espacio de Estados	1.158	0.4378	5.49
Control Difuso	1.211	0.44	6.03

## Pérdidas de conmutación

**Tabla 10**

*Pérdidas de conmutación del convertidor con las diferentes estrategias de control.*

Controlador	Im [A]	D	Pcn [KW/h]
Control PI	1.165	0.4357	0.356
Espacio de Estados	1.158	0.4378	0.354
Control Difuso	1.211	0.44	0.370

## Consumo Computacional

Para obtener este indicador de desempeño se observa en la tabla 11:

**Tabla 11**

*Consumo computacional relacionado con el tiempo de ejecución de los archivos para ejecución de los controladores.*

Tiempo de ejecución [s]	Archivos .m	Archivos .slx	Tiempo total
Control PI	0.21[s]	1.10[min]	1.31[min]
Espacio de Estados	0.55[s]	2.16[min]	2.71[min]
Control Difuso	1.77[s]	4.36[min]	4.37[min]

En la tabla 12 se observa el espacio de memoria requerido para la implementación de los controladores antes diseñados

**Tabla 12**

*Consumo computacional relacionado con la cantidad de memoria en uso de los archivos para ejecución de los controladores*

Espacio de memoria [KB]	Archivos <i>.m</i>	Archivos <i>.slx</i>	Espacio total [KB]
Control PI	0.345	22	22.345
Espacio de Estados	2.23	22.6	24.9
Control Difuso	1.42	24.9	26.32

#### 4.1.3 Matriz de decisión

Es una matriz que permite identificar y analizar la tasa de fuerza de cada uno de los controladores. La matriz tendrá los siguientes ponderaciones numéricas:

–1: Presenta el menor desempeño de los controladores.

0: Presenta un desempeño medio en referencia a los otros controladores.

1: Presenta el mejor desempeño de los controladores.

Para cada estrategia se realiza una suma algebraica de las ponderaciones obtenidas, para calificar el desempeño de los controladores.

**Tabla 13***Matriz de decisión, analizando indicadores de desempeño*

Indicadores de desempeño	Control PI	Control Espacio de Estados	Control Difuso
Comportamiento cambio de referencia	-1	0	1
Comportamiento cambio a la entrada	-1	0	1
Comportamiento cambio de la carga	-1	1	0
Consuma computacional	1	0	-1
Tiempo de ejecución	1	0	-1
Complejidad en el desarrollo	1	-1	0
Pérdidas de conducción y conmutación	0	1	-1
Total	0	1	-1

## CONCLUSIONES

### Conclusiones

- Se realizó la búsqueda de información para comprender el comportamiento, funcionamiento, avances y desarrollo, del convertidor *Cuk* y sus tres estrategias de control, esta investigación permitió conocer la importancia y la necesidad de realizar este proyecto de investigación.
- El convertidor *Cuk* posee la capacidad de variar su voltaje de salida de acuerdo con el ciclo de trabajo establecido. Se conoce que este tipo de convertidor posee un comportamiento de fase no mínima que causa variaciones de voltaje bruscas en la salida del convertidor, por lo cual, se implementaron tres estrategias de control que permitieron regular el ciclo de trabajo para que el voltaje a la salida del convertidor sea el adecuado, y además estas estrategias lograron eliminar el comportamiento de fase no mínima del convertidor
- Las estrategias de control implantadas consisten en un controlador clásico PI, y dos estrategias de control moderno que son: controlador Difuso y control en Espacio de Estados, concluyendo que los controladores diseñados para el convertidor son idóneos para mantener el voltaje de salida constante de acuerdo con la referencia establecida y todos los controladores cumplen con los requerimientos impuestos al inicio del Capítulo 3.

- En el análisis de resultados del controlador PI se observa que este control obtiene buenos resultados, pero no logra eliminar las oscilaciones de voltaje debido al comportamiento de fase no mínima del convertidor, lo que provoca un comportamiento inestable del convertidor durante un corto periodo de tiempo, por este comportamiento no es el controlador recomendado.
- Sin importar que los parámetros de sintonización para el controlador Difuso fueron basados en los obtenidos para el controlador PI, el controlador Difuso logra estabilizar al convertidor sin oscilaciones en su tensión de salida ( $V_{out}$ ), por lo cual se concluye que el controlador Difuso supera al control PI.
- El controlador en Espacio de Estados presenta mayor complejidad en la comprensión y en el desarrollo del mismo, en referencia con el controlador Difuso que solo necesita la experiencia del operador, pero este control tiene la desventaja de utilizar mayor cantidad de recursos computacionales con respecto al control en Espacio de Estados, para una implementación real se deben tomar en cuenta los costos computacionales ya que estos implican más costo económico para el presupuesto de un Proyecto.
- Finalmente basados en los análisis y resultados de las pruebas realizadas, se puede concluir que el controlador diseñado en Espacio de Estados cumple con los requerimientos impuestos y basados en los resultados expuestos en la sección anterior es el controlador recomendado para controlar al convertidor *Cuk*.

## Referencias

- Albea, C. (2010), *Control design for electronic power converters*, en Universidad de Sevilla.
- Ali, A. y Longowal, S. (2006), *Fuzzy pid controller: Design, tuning and comparison with conventional pid controllers*, en IEEE International Conference on Engineering of Intelligent Systems.
- Arevalo, V. (2005), *Análisis de la respuesta frecuencial de sistemas lti*, en Universidad de Malaga.
- Bernabe. (2012), *Breve descripción de los convertidores electrónicos de potencia*, URL [http://catarina.udlap.mx/u\\_dl\\_a/tales/documentos/lep/bernabe\\_a\\_e/capitulo2.pdf](http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lep/bernabe_a_e/capitulo2.pdf).
- Biswal, M. (2011), *Control techniques for dc-dc buck*, en .
- Brijesh y Anirudha (2012), *Controller design for cuk converter using model order reduction*, en Control and Embedded Systems.
- Cappelletti, C. y Adam, E. (2016), *Diseño de sistemas de control con restricciones por realimentación de salida aplicado a un sistema hidráulico*, en RIAI.
- Cheng, X. y Wenzheng (2015), *Application of cuk converter together with battery technologies on the low voltage dc supply for electric vehicles.*, en University, Hong Kong.

- Chiacchiarini, J. y Ceci, G. (2006), *Cuk converters for balanced power extraction in photovoltaic panels*, en IEEE.
- Chin, L. C. (1990), *Fuzzy logic controller*, en IEEE Transactions on Systems.
- Christiansen, D. (1996), *Electronics engineers handbook*, McGraw-Hill Professional.
- DEIC (2010), *Introducción al control óptimo*, en Universidad del Cauca.
- Díaz, R. (2000), *Control difuso con capacidad de emulación pid*, en Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey.
- Domínguez, S., y otros. (2006), *Control en espacio de estados.*, Pearson Educación S.A.
- Fudoli, F. y Vechia, D. (2018), *Design, simulation and comparative evaluation of both a classic and a fuzzy logic pi controller applied to a dc-dc converter*, en Federal University of Technology Parana.
- Fumio, U. (1995), *Regulation of cuk converters using fuzzy controllers*, en Faculty of Engineering, Kmoto University, Kmoto.
- García, . N. y Pedro, R. (2004), *Apuntes de sistemas de control*, en Club Universitario.
- García, L. (2015), *Sistemas de control avanzado*, en Politécnico Colombiano.
- Gargl y Yogesh (2012), *Leverrier.s algorithm based modeling of higher-order de-de converters*, en Indian Institute of Technology.
- Gijon, J. (2009), *Diseño de un sistema de control por computador*, en Universidad de Oviedo.

- Gonzales, M. y Alzate, A. (2009), *Diseño estático de un convertidor dc/dc*, en Universidad Tecnológica de Pereira.
- Gopinath, M. (2014), *Fuzzy based cuk converter fed dc drives*, en Australian Journal of Basic and Applied Sciences.
- Guidino, M. (2017), *Tipos de convertidores interruptores de cc a cc*, en Arrow, URL <https://www.arrow.com/es-mx/research-and-events/articles/types-of-switching-dc-dc-converters>.
- Hagglund, K. y Astrom, T. (1988), *Automatic tuning of pid controllers*, en Instrument Society of America (ISA).
- Hernández, R. (2010), *Introducción a los sistemas de control: Conceptos, aplicaciones y simulación con matlab*, en Pearson.
- Jimenez, R. (2007), *Diseño de un controlador lógico difuso, aplicado al control de posición de un servomoto de c.d*, en Universidad Veracruzana.
- Kuo, B. (1996), *Sistema Automático de Control.*, Prentice Hall.
- López, M. (2017), *Análisis de pérdidas en semiconductores de potencia generadas por controladores difusos de velocidad en motores de cd sin escobillas*, en Instituto Politécnico Nacional, Ciudad de México.
- Mazzone, V. (2002), *Controladores pid*, en Universidad Nacional de Quilmes.



- Morales, L. (2009), *Análisis y comparación entre un controlador pi difuso y un controlador pi óptimo convencional para un convertidor reductor*, en Universidad Nacional de Colombia.
- Nachez, A. (2014), *Aplicaciones de la conversión CC-CC, Convertidor de Cuk*, Universidad Nacional de Rosario, URL <https://diegoclimbing.files.wordpress.com/2014/11/fuentes-conmutadas-cc-a-cc.pdf>.
- Ocampo, C. (2003), *convertor de un convertor de potencia como modulador de ancho de pulso centrado usando modos deslizantes*, en Universidad Nacional de Colombia.
- Ogata, K. (2010), *Ingeniería de control moderna*, Pearson.
- Onoro, U. (2011), *¿Qué es un sistema de control?*, URL <https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2099.1/3330/34059-5.pdf>.
- Ortega, G. (2011), *Acciones básicas de control*, en .
- Ortiz, L. y Grillo, D. (2014), *Diseño e implementación de un convertidor utilizando celdas de hidrogeno como fuente de energía*, Pontificia Universidad Javeriana, Bogotá, pontificia universidad javeriana Aufl., URL <https://repository.javeriana.edu.co/bitstream/handle/10554/16520/OrtizSerranoLunaJuliana2014.pdf>.
- Oyuki, M. (2016), *Control difuso para apoyar el aprendizaje en video juegos a través de reconocimiento de emoción por voz*, en Centro de investigación en matemáticas.
- Pagano, D., y otros. (2005), *Autonomous oscillation generation in the boost converter*, en In Proc. IFAC World Congress.

- Palacios, A. (2017), *Controlador con observador de estados de orden completo para un motor de dc mediante dspace*, en Escuela Politécnica Nacional.
- Piedrafita, R. (1999), *Evolución histórica de la ingeniería de control*, en UNIZAR, URL <http://automata.cps.unizar.es/regulacionautomatica/historia.PDF>.
- Quezada, A. (2012), *Diseño e implementación de inversor fotovoltaico de bajo costo*, en Universidad de Chile.
- Rafiei, S. y Ghazi, R. (2003), *Robust control of dc/dc pwm converters: A comparison of h, u, and fuzzy logic based approaches*, en IEEE Conference.
- Rairan, D. (2006), *Implementación de un controlador difuso para la regulación de posición de un cilindro hidráulico lineal*, en Universidad Nacional de Colombia.
- Rodríguez, D. y Borlódns, C. (2005), *Análisis y control de sistemas en espacio de estados*, en Depto. de Ingeniería de Sistemas y Automática.
- Rodriguez, J. (2001), *Controlabilidad y observabilidad*, en Universidad Nacional Experimental del Táchira.
- Rosales, J. (2001), *Análisis y diseño en el espacio de estados utilizando matlab*, en Escuela Politécnica Nacional.
- Shodhganga (2016), *Performance analysis of cuk converterr using optimal controller*, en Electronic Theses & Dissertations, URL [http://shodhganga.inflibnet.ac.in/bitstream/10603/175626/16/16\\_chapter%206.pdf](http://shodhganga.inflibnet.ac.in/bitstream/10603/175626/16/16_chapter%206.pdf).

Singh, V. (2016), *Applications of cuk converters*, en Quora, URL <https://www.quora.com/What-are-the-applications-of-cuk-converters>.

Tibadiza, D. (2011), *implementación de un control fuzzy para el control cinemático directo en un robot manipulador*, en Revista chilena de ingeniería.

Unicauca (2012), *Sistemas dinámicos*, URL [ftp://ftp.unicauca.edu.co/Documentos\\_Publicos/Facultades/FIET/DEIC/Materias/Sistemas20Dinamicos/Conferencias/Cap6.pdf](ftp://ftp.unicauca.edu.co/Documentos_Publicos/Facultades/FIET/DEIC/Materias/Sistemas20Dinamicos/Conferencias/Cap6.pdf).

Valdez y Sánchez (2014), *Modelo dinámico promediado del convertidor cuk multiplicador*, en CLCA.

Valverde, P. (2010), *Diseño e implementación de un control no lineal de conversores conmutados dc-dc, utilizando técnicas de deslizamiento*, en Escuela Politécnica nacional.

Vazquez, I. (2011), *Acción de control proporcional integral*, en .

Verdeza, A. (2016), *Diseño de ecuaciones de sintonía para controladores pid (proporcional-integral-derivativo) implementados en fotobiorreactores*, en Universidad del Norte, Barranquilla-Colombia.

Villota, E. (2009), *Control moderno y optimo*, en Universidad Nacional de Ingeniería Mecánica.