



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**
FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y
AUTOMATISMO

TEMA:

**Implementación de controladores polinómicos y PID digitales para un
convertidor reductor (Buck) usando el entorno Simulink**

AUTOR:

Jaramillo Miranda, Josuell Paul

Trabajo de Titulación previo a la obtención del título de
INGENIERO ELECTRÓNICO EN CONTROL Y AUTOMATISMO

TUTOR:

M. Sc. Córdova Rivadeneira, Luis Silvio

Guayaquil, Ecuador

14 de septiembre del 2020



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y
AUTOMATISMO

CERTIFICACIÓN

Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por el Sr. **Jaramillo Miranda, Josuell Paul** como requerimiento para la obtención del título de **INGENIERO ELECTRÓNICO EN CONTROL Y AUTOMATISMO**.

TUTOR

M. Sc. Córdoba Rivadeneira, Luis Silvio

DIRECTOR DE CARRERA

M. Sc. Heras Sánchez, Miguel Armando

Guayaquil, a los 14 días del mes de septiembre del año 2020



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y
AUTOMATISMO

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

Yo, **Jaramillo Miranda, Josuell Paul**

DECLARÓ QUE:

El trabajo de titulación **“Implementación de controladores polinómicos y PID digitales para un convertidor reductor (Buck) usando el entorno Simulink”** previo a la obtención del Título de **Ingeniero Electrónico en Control y Automatismo**, ha sido desarrollado respetando derechos intelectuales de terceros conforme las citas que constan en el documento, cuyas fuentes se incorporan en las referencias o bibliografías. Consecuentemente este trabajo es de mi total autoría.

En virtud de esta declaración, me responsabilizo del contenido, veracidad y alcance del Trabajo de Titulación referido.

Guayaquil, a los 14 días del mes de septiembre del año 2020

EL AUTOR

JARAMILLO MIRANDA, JOSUELL PAUL



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y
AUTOMATISMO

AUTORIZACIÓN

Yo, **Jaramillo Miranda, Josuell Paul**

Autorizó a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, la publicación, en la biblioteca de la institución del Trabajo de Titulación: **“Implementación de controladores polinómicos y PID digitales para un convertidor reductor (Buck) usando el entorno Simulink”**, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y total autoría.

Guayaquil, a los 14 días del mes de septiembre del año 2020

EL AUTOR

JARAMILLO MIRANDA, JOSUELL PAUL

REPORTE DE URKUND

URKUND Lista de fuentes Bloques Fernando Palacios Meléndez (edwin_palacios)

Documento	TT Josuell Jaramillo.docx (D78432369)
Presentado	2020-08-31 22:30 (-05:00)
Presentado por	fernandopm23@hotmail.com
Recibido	edwin.palacios.ucsg@analysis.orkund.com
Mensaje	Revisión TT Josuell Jaramillo Mostrar el mensaje completo 3% de estas 22 páginas, se componen de texto presente en 3 fuentes.

Lista de fuentes	Categoría	Enlace/nombre de archivo	
+		Modelado e implementación de sistemas de...	☐
+	>	TT-Miguel-Flores-31-08-17 SDA.doc	☐
+		https://www.monografias.com/trabajos93/...	☑
+		https://dspace.uclv.edu.cu/bitstream/handl...	☐
Fuentes alternativas			
+		Modelado e implementación de sistemas de...	☐
+		Tesis_Avance PEV 11.docx	☐

Reiniciar Exportar Compartir

1 Advertencia

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL
FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA

ELECTRÓNICA EN CONTROL Y AUTOMATISMO

TEMA: Implementación de controladores polinómicos y PID
digitales para un convertidor reductor (

Buck) usando el entorno Simulink

AUTOR: Jaramillo Miranda, Josuell Paul

Trabajo de Titulación previo a la obtención del título de
INGENIERO ELECTRÓNICO EN CONTROL Y AUTOMATISMO

TUTOR: M. Sc. Córdova Rivadeneira, Luis Silvio

Guayaquil, Ecuador

10 de Septiembre del 2020

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL
FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y



DEDICATORIA

Dedico este trabajo a mis padres y hermanos ellos son mi fuerza y motor para seguir adelante en la vida ya que con Amor y esfuerzo me dieron el mejor regalo que es la educación.

EL AUTOR

JARAMILLO MIRANDA, JOSUELL PAUL

AGRADECIMIENTO

Agradezco a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil por haberme abierto las puertas y haberme brindado la educación y a mi tutor M. Sc. Córdova Rivadeneira, Luis Silvio por haberme apoyado todo el tiempo en mi trabajo titulación.

EL AUTOR

JARAMILLO MIRANDA, JOSUELL PAUL



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y
AUTOMATISMO

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN

f. 

M. Sc. ROMERO PAZ, MANUEL DE JESUS
DECANO

f. 

M. Sc. ZAMORA CEDEÑO, NESTOR ARMANDO
COORDINADOR DE AREA

f. 

M. Sc. PALACIOS MELÉNDEZ, EDWIN FERNANDO
OPONENTE

Índice General

Índice de Figuras	XII
Resumen	XV
Capítulo 1: Descripción General del Trabajo de Titulación	2
1.1. Introducción.....	2
1.2. Antecedentes.	3
1.3. Definición del Problema.....	3
1.4. Justificación del Problema.....	4
1.5. Objetivos del Problema de Investigación.....	4
1.5.1. Objetivo General.....	4
1.5.2. Objetivos Específicos.	4
1.6. Hipótesis.....	5
1.7. Metodología de Investigación.....	5
Capítulo 2: Fundamentación Teórica	6
2.1. Introducción de los sistemas de control.....	6
2.2. Controladores automáticos.....	6
2.3. Clasificación de controladores industriales.....	7
2.3.1. Controladores de dos posiciones o de encendido y apagado:	8
2.3.2. Controlador proporcional (P).	8
2.3.3. Controlador integral (I).....	9
2.3.4. Controladores proporcional-integral (PI).....	10
2.3.5. Controladores proporcional-derivado (PD).	11
2.3.6. Controladores proporcional-integral-derivado (PID).	11
2.4. Aplicaciones de los controladores PID.	13
2.5. Análisis de convertidores DC-DC	14
2.5.1. Descripción general del sistema de conversión.....	14

2.5.2. Estructura del circuito de potencia.....	16
Capítulo 3: Diseño, Implementación y resultados	18
3.1. Controlador de colocación de polinomios.....	18
3.2. Simulación del controlador polinómico.	24
3.3. Diseño del controlador polinomial en Simulink.	24
3.4. Resultados obtenidos del controlador polinómico.	25
3.4.1. Resultados de la simulación del modelo continuo y discreto.	25
3.4.2. Resultados de la simulación del sistema conmutado sin utilizar perturbación y ruido.	27
3.4.3. Resultados de la simulación del sistema conmutado sin perturbación y con ruido.	29
3.4.4. Resultados de la simulación del sistema conmutado con perturbación y sin ruido.	30
3.4.5. Resultados de la simulación del sistema conmutado con perturbación y sin ruido.	31
3.4.6. Resultados de la simulación del sistema conmutado con resistencias de alto valor.	32
3.5. Visión general del controlador PID.	33
3.6. Función de transferencia para el controlador PID.	34
3.7. Estructura del controlador PID digital.	38
3.8. Resultados de simulación del modelo continuo y discreto para el controlador PID.	40
3.9. Resultados obtenidos del controlador PID digital.	42
3.9.1. Resultados de la simulación del controlador PID digital sin perturbaciones y sin ruido.	43
3.9.2. Resultados de la simulación del controlador PID digital sin perturbaciones y con ruido.	44
3.9.3. Resultados de la simulación del controlador PID digital con perturbación y sin ruido.	46

3.9.4. Resultados de la simulación del controlador PID digital con perturbación y ruido.....	47
Conclusiones.....	49
Recomendaciones.....	50
Bibliografía.....	51

Índice de Figuras

Capítulo 2

Figura 2. 1: Diagrama de bloques de un microcontrolador.	6
Figura 2. 2: Control de retroalimentación del controlador proporcional.....	8
Figura 2. 3: Control de retroalimentación del controlador integral.....	9
Figura 2. 4: Control de retroalimentación del controlador PI.....	10
Figura 2. 5: Control de retroalimentación del controlador PD.	11
Figura 2. 6: Control de retroalimentación del controlador PID.	12
Figura 2. 7: Ejemplo básico de un circuito convertidor Buck.....	15
Figura 2. 8: Componentes pasivos de potencia básica en un convertidor DC-DC.....	16

Capítulo 3

Figura 3. 1: Diagrama de bloques del sistema convertidor Buck $H(z)$ con controlador polinómico.....	18
Figura 3. 2: Resultados de la simulación del Caso 1 para el controlador polinomial.....	22
Figura 3. 3: Resultados de la simulación del Caso 2 para el controlador polinomial.....	23
Figura 3. 4: Diagrama de bloques del controlador polinomial en tiempo discreto.	24
Figura 3. 5: Resultados del sistema discretizado para el voltaje de salida y salida del controlador.....	25
Figura 3. 6: Diagrama de bloques del controlador polinomial en tiempo continuo.	26
Figura 3. 5: Resultados del sistema continuo para el voltaje de salida y salida del controlador.	26
Figura 3. 8: Resultado de la simulación, sin perturbaciones y ruidos.	27
Figura 3. 9: Diagrama de bloques del modelado de PWM con controlador.	28

Figura 3. 10: Representación de la señal de la magnitud del ruido.	29
Figura 3. 11: Resultado de la simulación, con ruido y sin molestias.....	30
Figura 3. 12: Resultado de la simulación del sistema conmutado que incluye perturbación, pero sin ruido.	31
Figura 3. 13: Resultado de simulación del sistema conmutado, con perturbación y ruido.	32
Figura 3. 14: Resultado de la simulación, sin perturbaciones ni ruidos.	33
Figura 3. 15: Diagramas de bloques equivalente de un controlador PID digital.	38
Figura 3. 16: Diagramas de bloques equivalente de un bucle de control digital utilizando el controlador PID digital.....	38
Figura 3. 17: Resultados de la simulación del Caso 1 para el controlador PID digital.	39
Figura 3. 18: Resultados de la simulación del Caso 2 para el controlador PID digital.	40
Figura 3. 19: Salida discretizada del controlador PID digital.....	41
Figura 3. 20: Modelo de tiempo discreto sin saturación.....	41
Figura 3. 21: Salida del sistema en tiempo continuo.....	42
Figura 3. 22: Modelo de tiempo continuo sin saturación.....	42
Figura 3. 23: Modelo PWM con controlador PID en Simulink.	43
Figura 3. 24: Resultado de la simulación del controlador PID sin perturbaciones y sin ruido.....	44
Figura 3. 25: Salida de simulación del controlador PID digital sin perturbación y con ruido.	45
Figura 3. 26: Salida de simulación para la medición de tensión con ruido y sin perturbaciones.	45
Figura 3. 27: Salida de simulación del controlador PID digital con perturbación y ruido.....	46
Figura 3. 28: Salida de simulación para el controlador PID digital con perturbación y ruido.	47

Figura 3. 29: Salida de simulación del controlador PID digital con perturbación y ruido, con gran resistencia. 48

Resumen

Los convertidores Buck son convertidores reductores, donde el voltaje de salida es menor que el voltaje de entrada. El convertidor Buck DC a DC es un circuito de electrónica de potencia que convierte un valor de voltaje en otro valor con un nivel de reducción. El voltaje en este tipo de convertidores se controla mediante conmutación almacenando energía en el circuito y luego liberándola a la salida a un nivel de voltaje dado. Las investigaciones de los controladores requieren del uso de herramientas computacionales ya que no se requiere de mayor inversión en la implementación simulada. Por tanto, en este trabajo de titulación se explica la implementación de sistemas de control polinomial y PID (Proporcional-Integral-Derivativo) para convertidores Buck DC a DC conocido como un convertidor reductor utilizando la herramienta de simulación MatLab/Simulink. Donde el propósito principal de esta investigación fue controlar el voltaje de salida mediante el empleo de dos técnicas de control, polinomial y PID.

Palabras claves: CONTROLADORES, CONVERTIDOR, REDUCTOR, VOLTAJE, POLINOMIAL, PID

Capítulo 1: Descripción General del Trabajo de Titulación

1.1. Introducción.

Hoy en día, los requisitos para tensiones o voltajes más bajos pero corrientes más altas y viceversa son muy comunes. Este es un desafío para el diseñador moderno además de la viabilidad económica y la confiabilidad. Los convertidores de potencia se pueden clasificar en convertidores AC-AC, convertidores AC-DC, convertidores DC-AC, y convertidores DC-DC. (Caldo & Yap, 2013; Swathy et al., 2018)

Por ejemplo, una aplicación muy utilizada por investigadores es el diseño de convertidores DC-DC, normalmente se consideraría la estabilidad de la salida deseada con un buen valor de eficiencia. Por otro lado, según Xiao & Dunford, (2004) la no linealidad es a menudo un tema clave en el diseño de este tipo de convertidores DC-DC.

El convertidor DC-DC es un dispositivo de electrónica de potencia que convierte un voltaje DC de un nivel de voltaje a otro. Varios tipos de convertidores DC-DC tienen una amplia aplicación industrial en sistemas eléctricos, específicamente se utilizan para la transformación de fuente de voltaje DC constante a variable. Es posible intercambiar un sistema no lineal por uno lineal utilizando el método de promediado. (Maity et al., 2019)

La elección de los métodos de control influye significativamente en el rendimiento de los convertidores de potencia. El diseño del controlador puede ser analógico o digital o de modo mixto. Los controladores analógicos tradicionales pueden verse afectados por variaciones de temperatura de los componentes e interferencias electromagnéticas. Otros controladores incluyen controladores proporcional-integral-derivado (PID), polinómicos, de modo deslizante y ritmo muerto (dead beat). (Caldo & Yap, 2013)

Muchos de los métodos se basan en la separación de las variables del sistema y el diseño del controlador PID. En la ubicación del polo se han definido algunos métodos de control. El control de bucle de retroalimentación

es uno de los métodos de control y justamente esta parte se desarrolla en el capítulo 3 del presente trabajo de titulación. Aunque, existen diversos modelos de convertidores DC-DC para administrar diferentes métodos de control, los cuales tienen respuestas satisfactorias.

Los convertidores DC-DC de modo conmutado convierten la fuente de corriente continua (DC) de un nivel de voltaje a otro variando el ciclo de trabajo de los interruptores más importantes de los circuitos. Estos convertidores se derivan de la mejora de los convertidores Boost modulados por ancho de pulso (*Pulse Width Modulated, PWM*). Los convertidores DC-DC son importantes también en el área de las telecomunicaciones y la electrónica de consumo modernas. (Durgadevi & Karthik, 2018)

Por ejemplo, los voltajes de salida de las baterías son generalmente en términos de 12 V que deben incrementarse hasta 180 V o 220 V durante el funcionamiento en estado estable. El sistema de alimentación de batería a menudo se conecta en serie o en combinación en paralelo para obtener aplicaciones de alto voltaje y alta potencia, lo que no es posible en el caso de un gran número de celdas. Los convertidores DC-DC se utilizan para reducir la cantidad de celdas necesarias aumentando el voltaje de salida. Por lo tanto, los convertidores DC-DC se utilizan en muchas aplicaciones de energía de batería como los vehículos eléctricos híbridos (HEV).

1.2. Antecedentes.

La electrónica de potencia ha sido objeto de numerosas investigaciones. Junto con estas investigaciones, los sistemas de control con énfasis en la viabilidad económica y la confiabilidad se están convirtiendo en un desafío para el diseñador. Los diseños modernos se enfrentan a un desafío mayor, como un voltaje más bajo, pero un requisito de corriente más alto.

1.3. Definición del Problema.

Un convertidor reductor es un convertidor reductor de voltaje DC-DC. Debido a su alta eficiencia en un amplio rango de corriente de carga, este dispositivo es una de las topologías de convertidor DC-DC más utilizadas en

sistemas de administración de energía. Para estos requisitos, los convertidores Buck se utilizan para una respuesta transitoria de línea de carga rápida y también para una alta eficiencia en un amplio rango de corriente de carga.

Por ejemplo, en una placa base de computadora, el voltaje de carga se puede regular a 5 V o 3.3 V para satisfacer los requisitos de los circuitos integrados (IC) o subcircuitos. Aquí el voltaje es constante a diferencia de las baterías, donde el voltaje disminuye después de un cierto período de funcionamiento.

1.4. Justificación del Problema.

En las últimas décadas, la investigación sobre el uso de la energía fotovoltaica como fuente alternativa de energía ha cobrado protagonismo en el campo de la ingeniería eléctrica. Un sistema típico de energía fotovoltaica compromete el valor de CC en su lado de salida. Son una tecnología prometedora y la demanda de energía del futuro de forma sostenible y respetuosa con el medio ambiente.

1.5. Objetivos del Problema de Investigación.

1.5.1. Objetivo General.

Realizar la implementación de controladores polinómicos y PID digitales para un convertidor reductor (Buck) utilizando el software de simulación MatLab/Simulink.

1.5.2. Objetivos Específicos.

- Describir las bases fundamentales de los tipos de controladores y del convertidor Buck.
- Deducir el modelado matemático del sistema convertidor Buck mediante controladores polinomiales y PID digital.
- Implementar los sistemas de control polinomial y PID para el convertidor Buck mediante el entorno de simulación MatLab/Simulink.
- Analizar los resultados obtenidos de los sistemas de control implementados en MatLab/Simulink.

1.6. Hipótesis.

El propósito principal del trabajo de titulación es diseñar un controlador convertidor reductor (Buck) basado en la teoría del controlador polinomial discreto y PID y esto permitirá evaluar sus rendimientos. A través del diseño del control deberá comprobarse por medio de la precisión en el nivel de voltaje de salida dados algunos tipos diferentes de perturbaciones que son cambios de corriente de carga, ruido de medición y variaciones de parámetros.

1.7. Metodología de Investigación.

La investigación fundamental es una investigación sobre los principios básicos y las razones de la ocurrencia de un evento, proceso o fenómeno en particular. También se le llama investigación teórica. El estudio o investigación de algún fenómeno natural o relacionado con la ciencia pura se denomina investigación básica. Las investigaciones básicas a veces pueden no conducir a un uso o aplicación inmediatos. No se ocupa de resolver ningún problema práctico de interés inmediato. Pero es de carácter original o básico. Proporciona una visión sistemática y profunda de un problema y facilita la extracción de explicaciones científicas y lógicas y conclusiones sobre él. Ayuda a construir nuevas fronteras de conocimiento. Los resultados de la investigación básica forman la base de muchas investigaciones aplicadas.

Capítulo 2: Fundamentación Teórica

2.1. Introducción de los sistemas de control.

En los últimos años, el sistema de control ha asumido un papel cada vez más importante en el desarrollo y avance de la civilización y la tecnología modernas. Prácticamente todos los aspectos de nuestras actividades diarias se ven afectados por algún tipo de sistemas de control. Los sistemas de control automático se encuentran en abundancia en todos los sectores de la industria, como el control de calidad de los productos manufacturados, la línea de montaje automática, el control de máquinas-herramienta, la tecnología espacial y el sistema de armas, el control informático, los sistemas de transporte, los sistemas de potencia, la robótica y muchos otros. Es esencial en operaciones industriales como el control de presión, temperatura, humedad y flujo en las industrias de proceso.

La aplicación reciente de la teoría del control moderna incluye sistemas que no son de ingeniería, como los sistemas biológicos, biomédicos, de control de inventarios, económicos y socioeconómicos. Los principios básicos de un sistema de control (véase la figura 2.1) pueden describirse mediante:

- a. Objetivos de control.
- b. Componentes del sistema de control.
- c. Resultados o salida.

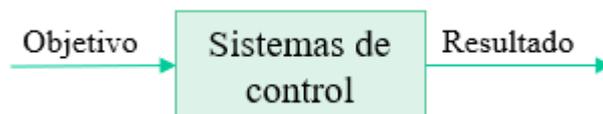


Figura 2. 1: Diagrama de bloques de un microcontrolador.

Fuente:

2.2. Controladores automáticos.

Se utiliza un controlador automático para comparar el valor real del resultado de la planta con el comando de referencia, determina la diferencia y produce una señal de control que reducirá esta diferencia a un valor insignificante. La forma en que el controlador automático produce tal señal de

control se denomina acción de control. Un sistema de control industrial consta de un controlador automático, un actuador, una planta y un sensor (elemento de medición).

El controlador detecta el comando de error de actuación, que normalmente se encuentra en un nivel de potencia muy bajo, y lo amplifica a un nivel muy alto. La salida del controlador automático se alimenta a un actuador, como un motor hidráulico, un motor eléctrico o un motor neumático o válvula (o cualquier otra fuente de energía). El actuador es un dispositivo de potencia que produce entrada a la planta de acuerdo con la señal de control de modo que la señal de salida apunte a la señal de entrada de referencia.

El sensor o el elemento de medición es un dispositivo que convierte la variable de salida en otra variable óptima, como un desplazamiento, presión o voltaje, que se puede utilizar para comparar la salida con el comando de entrada de referencia. Este elemento está en una ruta de retroalimentación del sistema de circuito cerrado. El controlador de punto de ajuste (set point) debe convertirse a entrada de referencia con la misma unidad que la señal de retroalimentación del elemento sensor.

2.3. Clasificación de controladores industriales.

Los controladores industriales pueden clasificarse según su acción de control como:

- a. Controladores de dos posiciones o de encendido y apagado
- b. Controladores proporcionales
- c. Controladores integrales
- d. Controladores proporcional-integral (PI)
- e. Controladores proporcional-derivado (PD)
- f. Controladores proporcional-integral-derivado (PID)

El tipo de controlador que se utilizará debe decidirse en función de la naturaleza de la planta y las condiciones de funcionamiento, incluidas consideraciones tales como seguridad, costo, disponibilidad, confiabilidad, precisión, peso y tamaño.

2.3.1. Controladores de dos posiciones o de encendido y apagado:

En un sistema de control de dos posiciones, la parte de actuación tiene solo dos posiciones fijas que, en muchos casos simples, simplemente se encienden y apagan. Debido a su simplicidad y bajo costo, está siendo muy utilizado en sistemas de control tanto industriales como domésticos. Sea la señal de salida del controlador $u(t)$ y la señal de error de accionamiento sea $e(t)$. Entonces matemáticamente,

$$u(t) = \begin{cases} U_1, & \text{para } e(t) > 0 \\ U_2, & \text{para } e(t) < 0 \end{cases}$$

Donde, U_1 y U_2 son constantes y el valor mínimo de U_2 suele ser cero o $-U_1$.

2.3.2. Controlador proporcional (P).

Un sistema de control proporcional es un tipo de sistema de control de retroalimentación lineal, tal como se muestra en la figura 2.2. El control proporcional es la forma en que la mayoría de los conductores controlan la velocidad de un automóvil. Si el automóvil está a la velocidad objetivo y la velocidad aumenta ligeramente, la potencia se reduce ligeramente, o en proporción al error (la velocidad real versus la velocidad objetivo), de modo que el automóvil reduce la velocidad gradualmente y alcanza el punto objetivo con muy poco, si cualquier, "exceso", por lo que el resultado es un control mucho más suave que el control on-off (apagado-encendido). (Palaniyappan et al., 2018)

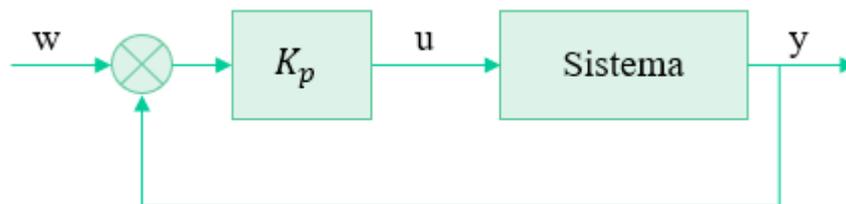


Figura 2. 2: Control de retroalimentación del controlador proporcional.

Fuente: (Gawthrop & McGookin, 2004)

En el algoritmo de control proporcional, la salida del controlador es proporcional a la señal de error, que es la diferencia entre el punto de ajuste y la variable del proceso. En otras palabras, la salida de un controlador

proporcional es el producto de la multiplicación de la señal de error y la ganancia proporcional. Esto se puede expresar matemáticamente como,

$$P_{out} = K_p e(t)$$

Donde, P_{out} es la salida del controlador proporcional, K_p es la ganancia proporcional, $e(t)$ es el error de proceso instantáneo en el tiempo 't', por ejemplo, $e(t) = SP - PV$. Siendo el SP el punto de ajuste (Set Point, SP) y PV la variable de proceso (Process Variable, PV)

Con el aumento de K_p se logra que:

- la velocidad de respuesta del sistema aumente.
- incremente el sobreimpulso (exceso) del sistema de circuito cerrado.
- disminuya el error de estado estacionario.

Pero con un valor alto de K_p , el sistema de circuito cerrado se vuelve inestable.

2.3.3. Controlador integral (I).

En un control proporcional de una planta cuya función de transferencia no posee un integrador $1/s$, hay un error de estado estable, o compensación, en la respuesta a una entrada escalonada (step). Tal compensación se puede eliminar si se incluye un controlador integral en el sistema. En el control integral de una planta, la señal de control, la señal de salida del controlador, en cualquier instante es el área bajo la curva de la señal de error de actuación hasta ese instante. Pero mientras se elimina el error de estado estable, puede conducir a una respuesta oscilatoria de amplitud que disminuye lentamente o incluso amplitud en aumento, los cuales generalmente son indeseables.

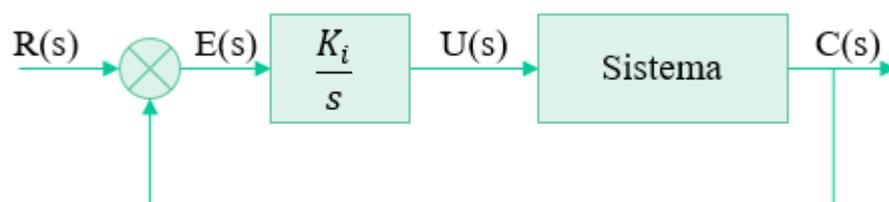


Figura 2. 3: Control de retroalimentación del controlador integral.

Fuente: (Ogata, 2010; Pinheiro & Silva, 2018)

2.3.4. Controladores proporcional-integral (PI).

En ingeniería de control, un controlador PI (controlador proporcional-integral) es un controlador de retroalimentación que impulsa la planta para ser controlada por una suma ponderada del error (diferencia entre la salida y el punto de ajuste deseado) y la integral de ese valor, tal como se muestra en la figura 2.4. Es un caso especial del controlador PID en el que no se utiliza la parte derivada (D) del error. El controlador PI se denota matemáticamente como,

$$G_c = K_p + \frac{K_i}{s}$$
$$G_c = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right)$$

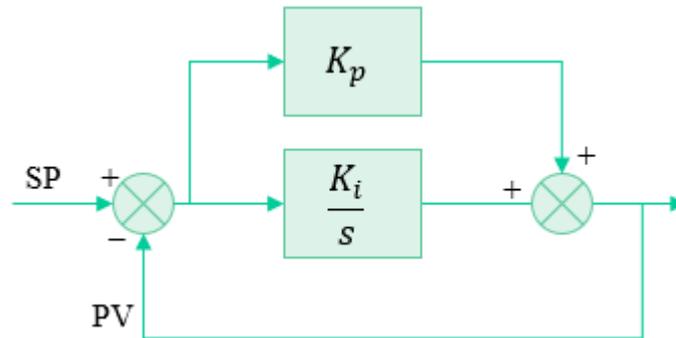


Figura 2. 4: Control de retroalimentación del controlador PI.
Fuente: (Riley & Celenk, 2017)

La acción de control integral agregada al controlador proporcional convierte el sistema original en uno de orden superior. Por lo tanto, el sistema de control puede volverse inestable para un valor elevado de K_p , ya que las raíces de la ecuación característica pueden tener una parte real positiva. En este control, la acción de control proporcional tiende a estabilizar el sistema, mientras que la acción de control integral tiende a eliminar o reducir el error de estado estable en respuesta a varias entradas.

Finalmente, del diagrama de bloques de la figura 2.4 se puede resumir que a medida que aumenta el valor de T_i ,

- a. el sobreimpulso tiende a ser menor
- b. la velocidad de respuesta tiende a ser más lenta.

2.3.5. Controladores proporcional-derivado (PD).

El control proporcional-derivado o PD combina el control proporcional y el control derivado en paralelo. La acción derivada actúa sobre la derivada o tasa de cambio del error de control. Esto proporciona una respuesta rápida, a diferencia de la acción integral, pero no puede acondicionar errores constantes (es decir, la derivada de un error constante distinto de cero es 0). (Palaniyappan et al., 2018)

Los derivados tienen una fase de $+90^\circ$ que conduce a una respuesta anticipatoria o predictiva. Sin embargo, el control derivado producirá grandes señales de control en respuesta a errores de control de alta frecuencia tales como cambios de punto de ajuste (comando de paso) y el ruido de medición. Para utilizar el control derivado, las funciones de transferencia deben ser adecuadas. Esto a menudo requiere que se añada un polo al controlador. De la figura 2.5 se obtiene la ecuación matemática que expresa al controlador PS,

$$G_{pd}(s) = K_p + sK_d$$
$$G_{pd}(s) = K_p(1 + sT_d)$$

Con el aumento de T_d ,

- el sobreimpulso tiende a ser menor
- el tiempo de subida más lento, pero tiempo de asentamiento similar.

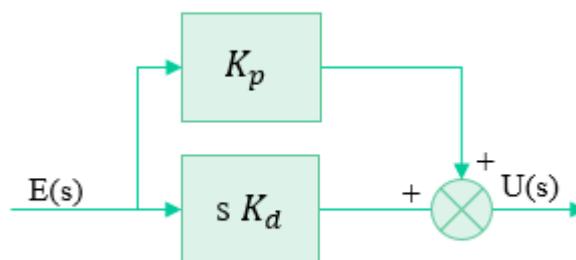


Figura 2. 5: Control de retroalimentación del controlador PD.
Fuente: (Riley & Celenk, 2017)

2.3.6. Controladores proporcional-integral-derivado (PID).

El controlador PID se comercializó por primera vez en 1939 y ha sido el controlador más utilizado en el control de procesos hasta la actualidad. Una investigación realizada en 1989 en Japón indicó que más del 90% de los controladores utilizados en las industrias de proceso son controladores PID y

versiones avanzadas del controlador PID. Los controladores PI son bastante comunes, ya que la acción derivada es sensible al ruido de medición. (Cova, 2005)

El “control PID” es el método de control de retroalimentación que utiliza el controlador PID como herramienta principal. La estructura básica de los sistemas de control de retroalimentación convencionales se muestra en la figura 2.6, usando una representación de diagrama de bloques. En esta figura, el proceso es el objeto por controlar. El propósito del control es hacer que la variable de proceso y siga el valor del punto de ajuste r . Para lograr este propósito, la variable manipulada u se cambia a la orden del controlador. (Palaniyappan et al., 2018)

Por ejemplo, considere un tanque de calentamiento en el que un líquido se calienta a la temperatura deseada quemando gas combustible. La variable de proceso “ y ” es la temperatura del líquido y la variable manipulada “ u ” es el flujo del gas combustible. La "perturbación" es cualquier factor, distinto de la variable manipulada, que influye en la variable del proceso. La figura 2.6 asume que solo se agrega una perturbación a la variable manipulada.

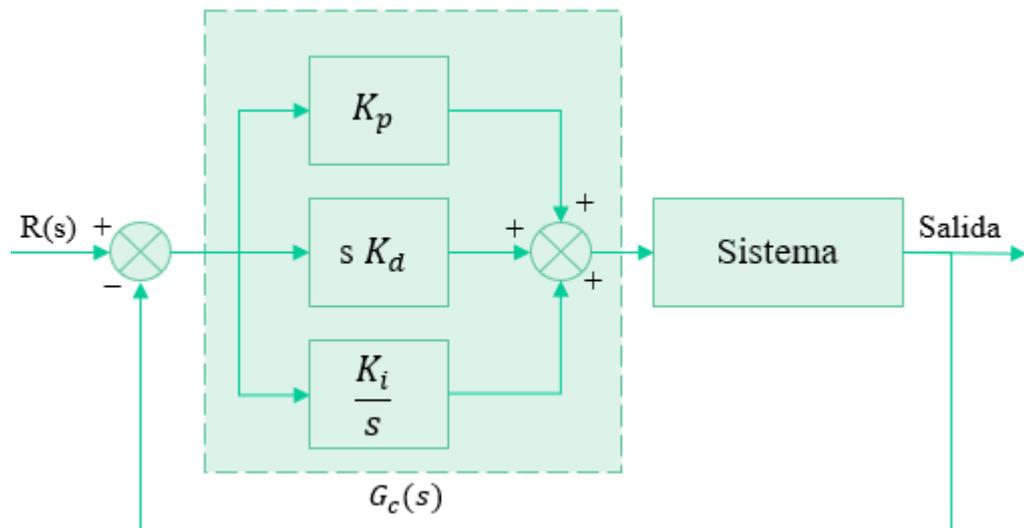


Figura 2. 6: Control de retroalimentación del controlador PID.
Fuente: (Patel & Chaphekar, 2012)

En algunas aplicaciones, sin embargo, una perturbación importante ingresa al proceso de una manera diferente, o es necesario considerar varias

perturbaciones. El error “e” está definido por $e = r - y$. El compensador $C(s)$ es la regla de cálculo que determina la variable manipulada “u” en función de sus datos de entrada, que es el error “e” en el caso de la figura 2.6. Lo último que hay que notar sobre la figura 2.6 es que se supone que la variable de proceso “y” es medida por el detector (sensor), que no se muestra explícitamente aquí, con suficiente precisión instantáneamente para que la entrada al controlador pueda considerarse exactamente igual a “y”.

Cuando se usa de esta manera, los tres elementos de PID producen salidas con la siguiente naturaleza:

- a. Elemento P: proporcional al error en el instante t, este es el error “presente”.
- b. Elemento I: proporcional a la integral del error hasta el instante t, que puede interpretarse como la acumulación del error “pasado”.
- c. Elemento D: proporcional a la derivada del error en el instante t, que puede interpretarse como la predicción del error "futuro".

Así, el controlador PID puede entenderse como un controlador que tiene en cuenta el presente, el pasado y el futuro del error. La función de transferencia $G_c(s)$ del controlador PID es,

$$G_c = K_p + \frac{K_i}{s} + sK_d$$
$$G_c = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right)$$

2.4. Aplicaciones de los controladores PID.

En la historia temprana del control automático de procesos, el controlador PID se implementó como un dispositivo mecánico. Estos controladores mecánicos usaban una palanca, un resorte y una masa y a menudo se energizaban con aire comprimido. Estos controladores neumáticos alguna vez fueron el estándar de la industria. Los controladores electrónicos analógicos pueden estar hechos de un amplificador de tubo o de estado sólido, un condensador y una resistencia. Los lazos de control PID analógicos electrónicos se encontraban a menudo dentro de sistemas electrónicos más

complejos, por ejemplo, el posicionamiento del cabezal de una unidad de disco, el acondicionamiento de energía de una fuente de alimentación o incluso el circuito de detección de movimiento de un sismómetro moderno. Hoy en día, los controladores electrónicos han sido reemplazados en gran medida por controladores digitales implementados con microcontroladores o FPGA's.

La mayoría de los controladores PID modernos de la industria se implementan en controladores lógicos programables (*Programmable Logic Controllers, PLC*) o como un controlador digital montado en panel. Las implementaciones de software tienen la ventaja de que son relativamente baratas y flexibles con respecto a la implementación del algoritmo PID.

2.5. Análisis de convertidores DC-DC

Los convertidores DC-DC, a saber, los convertidores de conmutación consisten en dispositivos de potencia semiconductores, inductores y condensadores en forma de una red eléctrica para transformar la energía eléctrica. Para estabilizar el voltaje de salida, el control de circuito cerrado negativo es el enfoque más común y efectivo. Debido a la característica de alta eficiencia de los convertidores DC-DC, han sido ampliamente aceptados en la gestión de fuentes de energía. En esta sección, se presentan varias estructuras y características básicas de los convertidores CC-CC.

2.5.1. Descripción general del sistema de conversión.

Los sistemas convertidores DC-DC generalmente se combinan con un circuito de potencia y un circuito de control. El circuito de potencia supervisa la conversión de energía y tiene un voltaje y una clasificación de corriente más altos que el circuito de control. Por el contrario, el circuito de control genera un voltaje de bajo nivel y una señal de corriente para activar los dispositivos de potencia, y la señal contiene información, como el ciclo de trabajo y la frecuencia de conmutación.

La figura 2.7 muestra un ejemplo de un convertidor reductor llamado también convertidor Buck. En el circuito de potencia, el transistor conmuta

periódicamente el inductor para conectar entre el voltaje de entrada V_g y GND. El valor medio del equilibrio voltaje-segundo está determinado por el ciclo de trabajo D de la señal de control. El inductor y el condensador consisten en una red de filtros LC para transformar el voltaje de onda cuadrada del extremo positivo del transistor en un voltaje de DC para alimentar la carga.

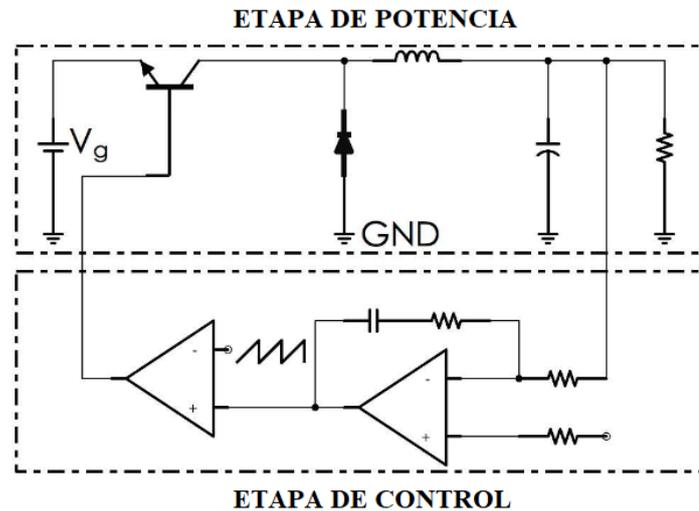


Figura 2. 7: Ejemplo básico de un circuito convertidor Buck.
Fuente: (Patel & Chaphekar, 2012)

El voltaje pasa de DC a onda cuadrada a transformarla a DC. Desde el punto de vista del circuito de control, el circuito de potencia se puede simplificar como un sistema con una señal de entrada D y una señal de salida V_{out} . El circuito de control aplica el control de retroalimentación con un amplificador de error que detecta y amplifica la señal de retroalimentación. La salida del amplificador se compara con la onda de diente de sierra para generar una señal modulada en ancho de pulso (*Pulse Width Modulated, PWM*) que impulsa el interruptor de potencia, constituyendo así un circuito cerrado.

Como se muestra en la figura 2.7, la fuente de alimentación del interruptor es un sistema de control de retroalimentación lineal, y la retroalimentación mantiene constante el voltaje de salida y no se ve afectada por factores como la fuente de alimentación, la carga y el entorno externo. Sin embargo, la retroalimentación también causa problemas de estabilidad del sistema, por lo que la compensación es la clave para el diseño del sistema de suministro de energía del interruptor.

Los parámetros principales de los convertidores DC-DC son:

- Eficiencia: El porcentaje de potencia de salida y potencia de entrada de la eficiencia de conversión.
- Ganancia de voltaje: Relación de conversión de voltaje de voltaje de salida a voltaje de entrada.
- Rizado de salida: amplitud de la fluctuación del voltaje de salida cuando el rizado del voltaje de salida está en estado estable.
- Capacidad de corriente de salida: el convertidor de capacidad de corriente de salida proporciona el rango de corriente para la carga.
- Respuesta de carga transitoria: después de que cambia la corriente de carga, el tiempo para recuperar el voltaje de salida referenciado representa la capacidad de respuesta de carga transitoria.

2.5.2. Estructura del circuito de potencia

Esta sección enumera todos los componentes que se utilizan para la transformación de energía en el convertidor DC-DC y explica sus mecanismos.

Dispositivo de no consumo

La fuente de alimentación del interruptor, el nivel de potencia de procesamiento en forma de transformación de energía se compone de un interruptor y componentes de inductancia y capacitancia (que a veces incluyen diodos, cuya acción se puede utilizar para cambiar al equivalente). Los componentes básicos de potencia se enumeran en la figura 2.8.

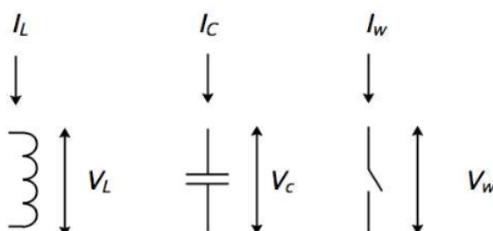


Figura 2. 8: Componentes pasivos de potencia básica en un convertidor DC-DC.
Fuente: (Patel & Chaphekar, 2012)

Para el componente inductor, el gradiente de corriente I_L es proporcional al voltaje V_L a través de él; en el dominio de la frecuencia, la relación se puede expresar como,

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt}$$

Para el componente del condensador, el gradiente de voltaje V_C es proporcional a la corriente I_C que lo carga o descarga; en el dominio de la frecuencia, la relación se puede expresar como,

$$I_C = C \frac{dV_C}{dt}$$

El voltaje del inductor siempre es ortogonal a la señal de corriente del capacitor y la potencia consumida es el producto del voltaje y la corriente. Por lo tanto, los inductores y condensadores ideales no consumen energía, solo almacenan o liberan energía. Para un interruptor ideal, no hay resistencia conductora y el voltaje a través de él es 0 cuando se enciende. La resistencia conductora es infinita y la corriente que pasa a través del interruptor es 0 cuando se apaga.

Capítulo 3: Diseño, Implementación y resultados

En este capítulo se realiza el diseño del controlador polinómico aplicados a sistemas convertidores Buck. También se presentan y analizan los resultados obtenidos.

3.1. Controlador de colocación de polinomios.

En esta sección se explica el diseño de un controlador polinómico con colocación de polos para la planta de tercer orden, tal como se muestra en la figura 3.1. De la figura se observa, al controlador polinomial y la planta. El modelado del sistema será implementado a nivel de software y para eso es necesario trabajar en tiempo discreto.

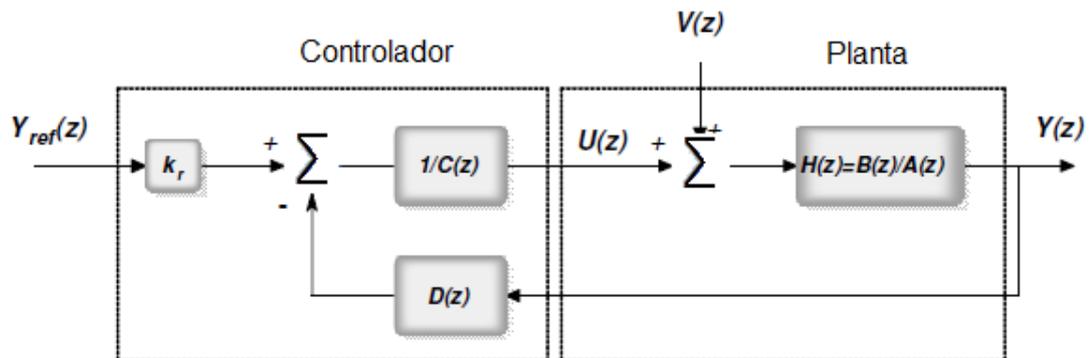


Figura 3. 1: Diagrama de bloques del sistema convertidor Buck $H(z)$ con controlador polinómico.

Elaborado por: Autor.

Se desarrolla la estructura del controlador desde el controlador de colocación de polos, que se da en el sistema cerrado de polos exactos definidos por características dinámicas propias. Esto no incluye ninguna comparación directa entre el punto de ajuste (set-point) y el valor real según las reglas de error. Pero expone el valor del punto de ajuste y el valor real para el tratamiento más individual al hacerlo, son polinomios $C(z)$ y $D(z)$ con el operador de retardo z^{-1} .

En este caso la planta convertidora Buck es de tercer orden, para lo cual se han considerado cinco parámetros, desde el diseño y la salida del

controlador de colocación de ceros, es decir, c_1, c_2, d_0, d_1 y d_2 para lograr la libertad de diseño necesaria.

$$C(z) = 1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} \quad (3.1)$$

$$D(z) = d_0 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} \quad (3.2)$$

A continuación, se describe la ecuación que representa al sistema propuesto en la figura 3.1:

$$C(z) \cdot U(z) = K_r \cdot Y_{ref}(z) - D(z) \cdot Y(z)$$

Que según las ecuaciones 3.1 y 3.2 anteriores, la interpretación del operador de retardo z^{-1} da la siguiente ecuación diferencial:

$$u(k) = K_r \cdot Y_{ref}(k) - c_1 y(k-1) - c_2 y(k-2) - d_0 y(k) - d_1 y(k-1) - d_2 y(k-2) \quad (3.3)$$

La relación del controlador en la ecuación 3.3 define la señal de control en el k –ésimo tiempo de muestreo en función del punto de ajuste y la medición de salida. La función de transferencia correspondiente del sistema de control cerrado (véase la figura 3.1), viene dada por:

$$\frac{Y(z)}{Y_{ref}(z)} = K_r \frac{H(z)}{C(z) + H(z)D(z)} \quad (3.4)$$

Se sabe que,

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)}$$

Donde, $H(z)$ es una función de transferencia continua de tiempo discretizada, y la discretización se realiza con un circuito de retención de orden cero con la ayuda de la función Matlab c2d. Sustituyendo la función de transferencia $H(z)$ en la ecuación 3.4, se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{Y(z)}{Y_{ref}(z)} &= K_r \frac{\frac{B(z)}{A(z)}}{C(z) + \frac{B(z)}{A(z)}D(z)} = K_r \frac{\frac{B(z)}{A(z)}}{\frac{A(z)C(z) + B(z)D(z)}{A(z)}} \\ \frac{Y(z)}{Y_{ref}(z)} &= K_r \frac{B(z)}{A(z)C(z) + B(z)D(z)} \end{aligned} \quad (3.5)$$

Como se puede ver de la ecuación 3.4, el diseño se compone de los polinomios C y D. El polinomio característico se denomina $P(z)$, y está definido por:

$$P(z) = A(z)C(z) + B(z)D(z)$$

Reescribiendo la ecuación 3.5, para lo cual la nueva expresión queda definida como,

$$\frac{Y(z)}{Y_{ref}(z)} = K_r \frac{B(z)}{P(z)} \quad (3.6)$$

A continuación, se describe el procedimiento completo de diseño analítico para el sistema propuesto en la figura 3.1. Elegir el orden de la planta: aquí se tiene una planta convertidora Buck de tercer orden, y esta planta tiene la siguiente función de transferencia:

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{z^3 + a_1 z^2 + a_2 z + a_3} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + z^{-3}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3}}$$

Para lo cual la ecuación polinómica característica del sistema propuesto está definida como,

$$P(z) = A(z)C(z) + B(z)D(z) \quad (3.7)$$

Sustituyendo los valores de los polinomios $C(z)$ y $D(z)$ en la ecuación 3.7 anterior, luego esto queda definido como,

$$\begin{aligned} C(z^{-1}) &= (1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}) \\ D(z^{-1}) &= (d_0 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2}) \\ P(z) &= (1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3})(1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}) + (b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} \\ &\quad + z^{-3})(d_0 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2}) \end{aligned} \quad (3.8)$$

Multiplicando la ecuación anterior entre cada polinomio, queda,

$$\begin{aligned} A(z)C(z) + B(z)D(z) &= 1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + a_1 c_1 z^{-3} + a_2 c_2 z^{-4} + \dots \\ &\quad + a_2 c_1 z^{-3} + a_2 c_2 z^{-4} + a_3 z^{-3} + a_3 c_1 z^{-4} + a_3 c_2 z^{-5} + b_1 d_0 z^{-1} + \dots \\ &\quad + b_1 d_1 z^{-2} + b_1 d_2 z^{-3} + b_2 d_0 z^{-2} + b_2 d_1 z^{-3} + b_2 d_2 z^{-4} + b_3 d_0 z^{-3} + \dots \\ &\quad + b_3 d_1 z^{-4} + b_3 d_2 z^{-5} \end{aligned} \quad (3.9)$$

De la ecuación 3.9 se pueden ver los términos semejantes $z^{-1}, z^{-2}, z^{-3}, z^{-4}, z^{-5}$, en consecuencia, la ecuación resultante queda definida,

$$\begin{aligned}
 A(z)C(z) + B(z)D(z) &= 1 + (c_1 + a_1 + b_1d_0)z^{-1} + \dots \\
 &+ (c_2 + a_1c_1 + a_2 + b_1d_1 + b_2d_0)z^{-2} + \dots \\
 &+ (a_1c_2 + a_2c_1 + a_3 + b_1d_2 + b_3d_0)z^{-3} + \dots \\
 &+ (a_2c_2 + a_3c_1 + b_2d_2 + b_3d_1)z^{-4} + \dots \\
 &+ (a_3c_2 + b_3d_2)z^{-5} \quad (3.10)
 \end{aligned}$$

Ahora se va a elegir los parámetros del controlador: una elección correcta de los parámetros permite diseñar libremente la colocación del polo del sistema de circuito cerrado (ver figura 3.1). A continuación, se encuentran los polos P_1, P_2, P_3, P_4 y P_5 en términos de q_1, q_2, q_3, q_4 y q_5 .

$$\begin{aligned}
 P(z) &= (1 - q_1z^{-1})(1 - q_2z^{-1})(1 - q_3z^{-1})(1 - q_4z^{-1})(1 - q_5z^{-1}) \\
 &= 1 + p_1z^{-1} + p_2z^{-2} + p_3z^{-3} + p_4z^{-4} + p_5z^{-5} \quad (3.11)
 \end{aligned}$$

A continuación, se encuentran los valores para P_1, P_2, P_3, P_4 y P_5 .

$$\begin{aligned}
 P_1 &= -q_5 - q_4 - q_3 - q_2 - q_1 \\
 P_2 &= q_4q_5 + q_3q_5 + q_3q_4 + q_2q_5 + q_2q_3 + q_1q_5 + q_1q_4 + q_1q_3 + q_1q_2 \\
 P_3 &= -q_3q_4q_5 - q_2q_4q_5 - q_2q_3q_5 - q_2q_3q_4 - q_1q_4q_5 - q_1q_3q_5 - q_1q_3q_4 \\
 &\quad - q_1q_2q_5 - q_1q_2q_4 - q_1q_2q_3 \\
 P_4 &= q_2q_3q_4q_5 + q_1q_3q_4q_5 + q_1q_2q_4q_5 + q_1q_2q_3q_5 + q_1q_2q_3q_4 \\
 P_5 &= -q_1q_2q_3q_4q_5
 \end{aligned}$$

Finalmente, se obtienen las matrices F, M y N.

$$M = \begin{pmatrix} 1 & 0 & b1 & 0 & 0 \\ a1 & 1 & b2 & b1 & 0 \\ a2 & a1 & b3 & b2 & b1 \\ a3 & a2 & 0 & b3 & b2 \\ 0 & a3 & 0 & 0 & b3 \end{pmatrix}, \quad F = \begin{pmatrix} c1 \\ c2 \\ d0 \\ d1 \\ d2 \end{pmatrix}$$

$$N = \begin{pmatrix} -a1 + (-q5 - q4 - q3 - q2 - q1) \\ -a2 + q4q5 + q3q5 + q3q4 + q2q5 + q2q4 + q2q3 + q1q5 + q1q4 + q1q3 + q1q2 \\ -a3 + (-q3q4q5 - q2q4q5 - q2q3q5 - q2q3q4 - q1q4q5 - q1q3q5 - q1q3q4 - q1q2q5 - q1q2q4 - q1q2q3) \\ q2q3q4q5 + q1q3q4q5 + q1q2q4q5 + q1q2q3q5 + q1q2q3q4 \\ -q1q2q3q4q5 \end{pmatrix}$$

Los polinomios c_1, c_2, d_0, d_1 y d_2 se obtienen a partir de la siguiente operación $F = M^{-1} \times N$. El cálculo analítico de la matriz 5X5 es bastante difícil, por lo que es necesario utilizar el entorno de MatLab para una solución numérica. Los valores para los polos q_1, q_2, q_3, q_4 y q_5 son idénticos y valen 0.5 cada uno. Aquí se ha tomado un valor de 0.5 para los polos, porque la salida no es estable para las combinaciones restantes, es decir, tanto para los controladores PID, como PD y polinómico. En las figuras 3.2 y 3.3 se muestran las gráficas resultantes para la colocación del polo polinomial.

Por ejemplo, CASO 1: cuando los polos son $q_1 = 0.1, q_2 = 0.2, q_3 = 0.3, q_4 = 0.4, q_5 = 0.5$ con un intervalo de muestreo de $6e^{-6}$ se obtiene el siguiente gráfico (ver figura 3-2) que no es estable. Caso 2: se modifican los polos $q_1 = 0.3, q_2 = 0.4, q_3 = 0.5, q_4 = 0.6, q_5 = 0.7$ con un intervalo de muestreo $6e^{-6}$ el gráfico (ver figura 3.3) resultante tampoco es estable, como el gráfico con polos tomado con valores de 0.5.

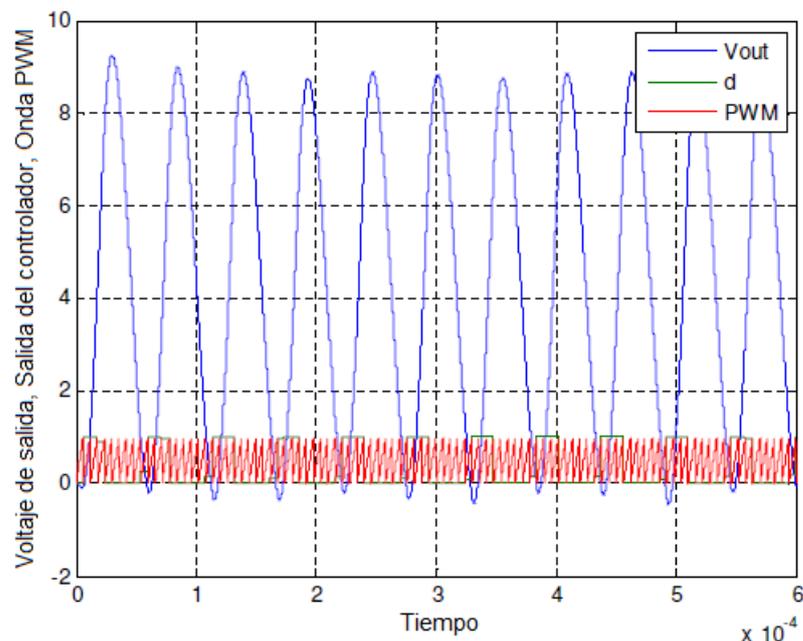


Figura 3. 2: Resultados de la simulación del Caso 1 para el controlador polinomial.
Elaborado por: Autor.

A partir de las figuras 3.2 y 3.3 se decidió que los valores de los polos considerados no son correctos para estabilizar el controlador de colocación de polinomios. Así que se mantienen los valores de los polos en 0.5, 0.5, 0.5, 0.5 y 0.5 con un intervalo de muestreo $6e^{-6}$ cuyo resultado es mejor que las

combinaciones anteriores (Caso 1 y 2), por lo que serán considerados estos valores de polos para los controladores PID, PD y polinomiales.

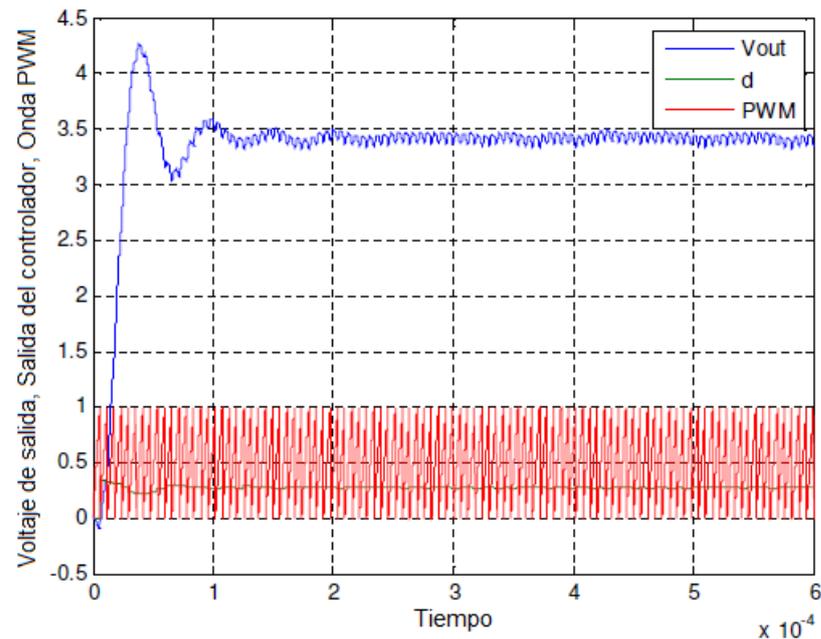


Figura 3. 3: Resultados de la simulación del Caso 2 para el controlador polinomial.
Elaborado por: Autor.

Para encontrar múltiples polos resulta aproximadamente igual que las iteraciones ya mencionadas. Aquí se va calcular el intervalo de muestreo ' h ' (ver fórmula 3.12), sustituyendo el ancho de banda ' ω_b ' y el número de muestras ' N ', el valor N varía de 10 a 20, pero aquí se ha considerado $N = 20$ y con ancho de banda $\omega_b = 9k$, para obtener el valor de salida inferior a $5 \mu s$ y que se puede verificar la ubicación del polo según como indica la tabla 3.1 de múltiples polos

Tabla 3. 1: Colocación de polos para múltiples polos.

m	Z=p
1	0.73
2	0.61
3	0.54
4	0.49
5	0.44

Elaborado por: Autor.

$$h = \left(\frac{2\pi}{N\omega_b} \right) \quad (3.12)$$

donde, h es el intervalo de muestreo, $N=20$ y ω_b = ancho de banda igual es $12.5k$ para lo cual el intervalo de muestreo h será,

$$h = \left(\frac{2\pi}{20 \cdot 2\pi \cdot 12.5k} \right)$$

$$h = 4e^{-6}$$

Entonces, a partir de la fórmula anterior, se obtiene el intervalo de muestreo como $4e^{-6}$, que se utilizó en el código MatLab de colocación de polinomios del polo, como intervalo de muestreo para que el controlador obtenga el voltaje de referencia 3.3 V.

3.2. Simulación del controlador polinómico.

Después de obtener las ecuaciones matemáticas para el controlador polinómico, la siguiente tarea es diseñar el sistema en el entorno Simulink y programar el procedimiento en MatLab. El controlador y la planta se diseñarán de manera similar que la estructura mostrada en la figura 3.1. La estructura de control polinomial, como se muestra en la figura 3.1, se puede implementar en Simulink, tal como se muestra en la figura 3.4.

3.3. Diseño del controlador polinomial en Simulink.

Aquí se considera el voltaje de salida como la entrada del controlador y se compara con el voltaje de referencia, tal como se muestra en la figura 3.4.

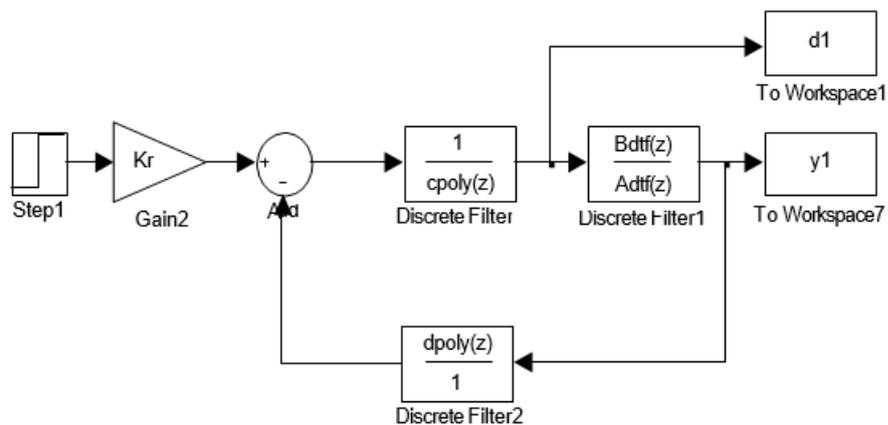


Figura 3. 4: Diagrama de bloques del controlador polinomial en tiempo discreto.
Elaborado por: Autor.

El diagrama de bloques de la figura 3.4 muestra el diseño polinómico discreto que consta de 3 filtros discretos como $cpoly$, $dpoly$ y la planta

$Bdtf(z)/Adtf(z)$ donde las ecuaciones polinómicas $cpoly(z)$ y $dpoly(z)$ son $C(z) = 1 + c_1z^{-1} + c_2z^{-2}$, $D(z) = d_0 + d_1z^{-1} + d_2z^{-2}$.

En la siguiente sección se muestran y analizan los resultados obtenidos de este modelo propuesto del controlador polinomial.

3.4. Resultados obtenidos del controlador polinómico.

A continuación, se presentan las gráficas resultantes de la simulación del diagrama de bloques de la figura 3.4 con la ayuda del software MatLab.

3.4.1. Resultados de la simulación del modelo continuo y discreto.

La simulación es una ilustración numérica de la teoría de los sistemas de control, en este escenario se establecen los valores límites de saturación con el propósito de llegar a ese valor para obtener una perturbación razonable, y esto se satisface mediante la visualización de los resultados obtenidos de la simulación.

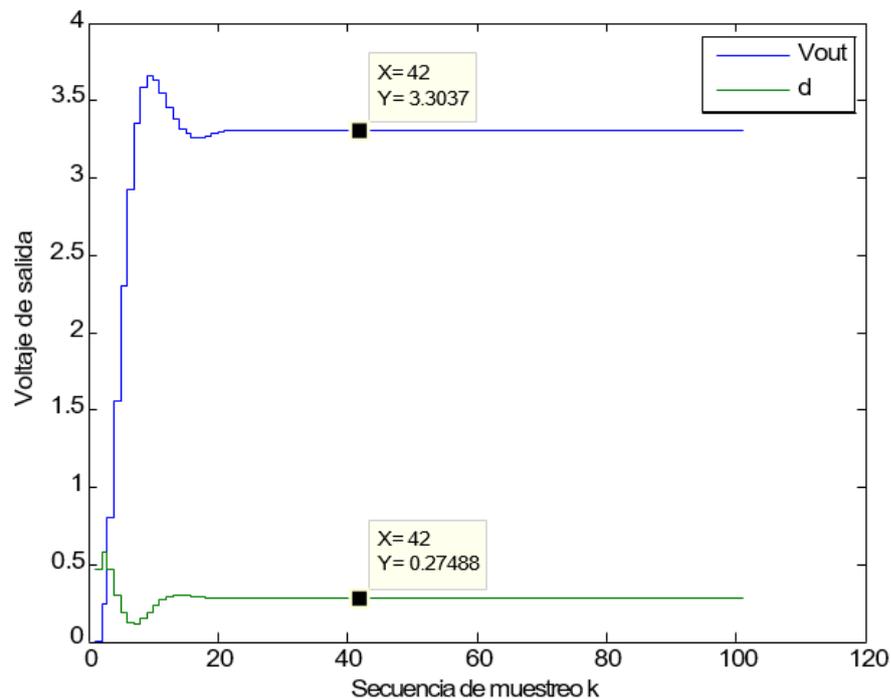


Figura 3. 5: Resultados del sistema discretizado para el voltaje de salida y salida del controlador.

Elaborado por: Autor.

Además, se puede observar en la figura 3.5 que tanto los voltajes de salida del sistema discreto como el de salida del controlador, satisfacen tanto

el voltaje requerido como la estabilización inmediata (exactamente en el intervalo 18 de la muestra, ver figura 3.5) y después sigue estabilizado (es decir, se mantiene constante o estable). El voltaje de salida deseado (voltaje de referencia 3.3 V) por el controlador derivado de simulaciones con un modelo de tiempo continuo. El controlador también se prueba controlando el sistema continuo de tiempo, tal como se muestra en la figura 3.6, el modelo de sistema promedio consiste en el controlador polinomial y un sistema continuo. La figura 3.7 muestra el resultado de la simulación para el modelado en tiempo continuo.

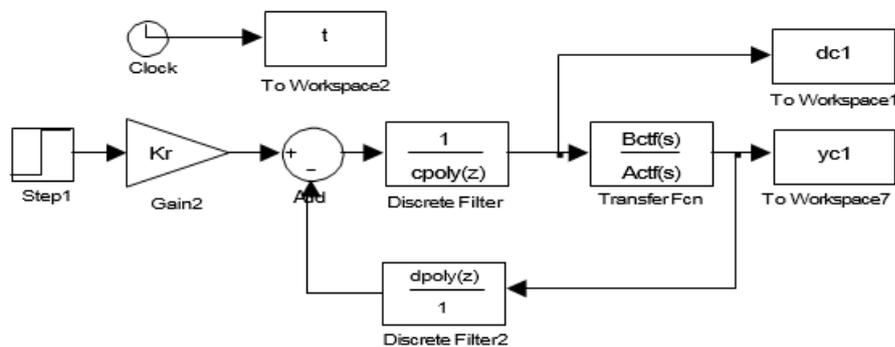


Figura 3. 6: Diagrama de bloques del controlador polinomial en tiempo continuo.
Elaborado por: Autor.

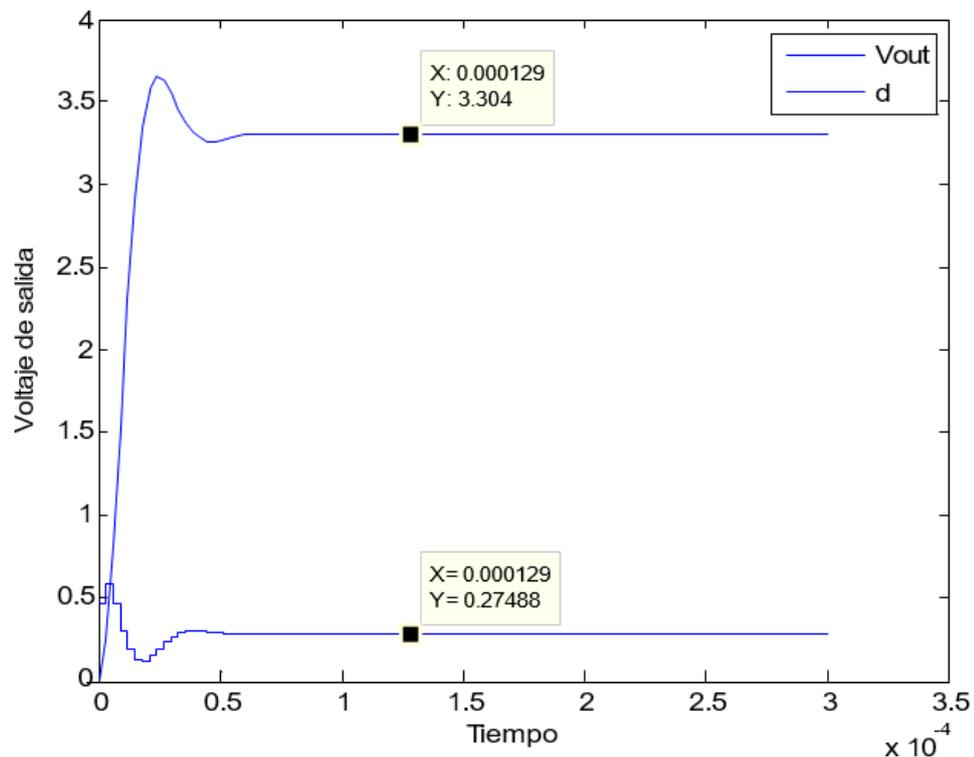


Figura 3. 7: Resultados del sistema continuo para el voltaje de salida y salida del controlador.

Elaborado por: Autor.

Finalmente, se sabe que el voltaje referencial es 3.3 V, y en la figura 3.5 se puede observar que el voltaje de salida llega a alcanzar muy bien ese referencial. Se puede ver que el voltaje de salida permanece estable en 3.3 V. El resultado muestra que el modelo continuo del controlador polinómico funciona perfectamente. También, se puede ver que en la salida del controlador (d) logra estabilizarse rápidamente en un tiempo de 50 μ s y con esto lograr el voltaje de salida deseado (3.3 V).

3.4.2. Resultados de la simulación del sistema conmutado sin utilizar perturbación y ruido.

En esta sección se presenta el modelado del sistema de control polinómico, pero como un modelo continuo conmutado en el tiempo, que es una parte interesante del presente trabajo de titulación, ya que se investiga si es eficiente el funcionamiento del controlador conmutado sin perturbaciones. Se puede observar en la figura 3.8 que el voltaje de salida es muy estable y cercano a 3.38 V, y que resulta ser igual al voltaje de referencia dado, es decir, 3.38 V.

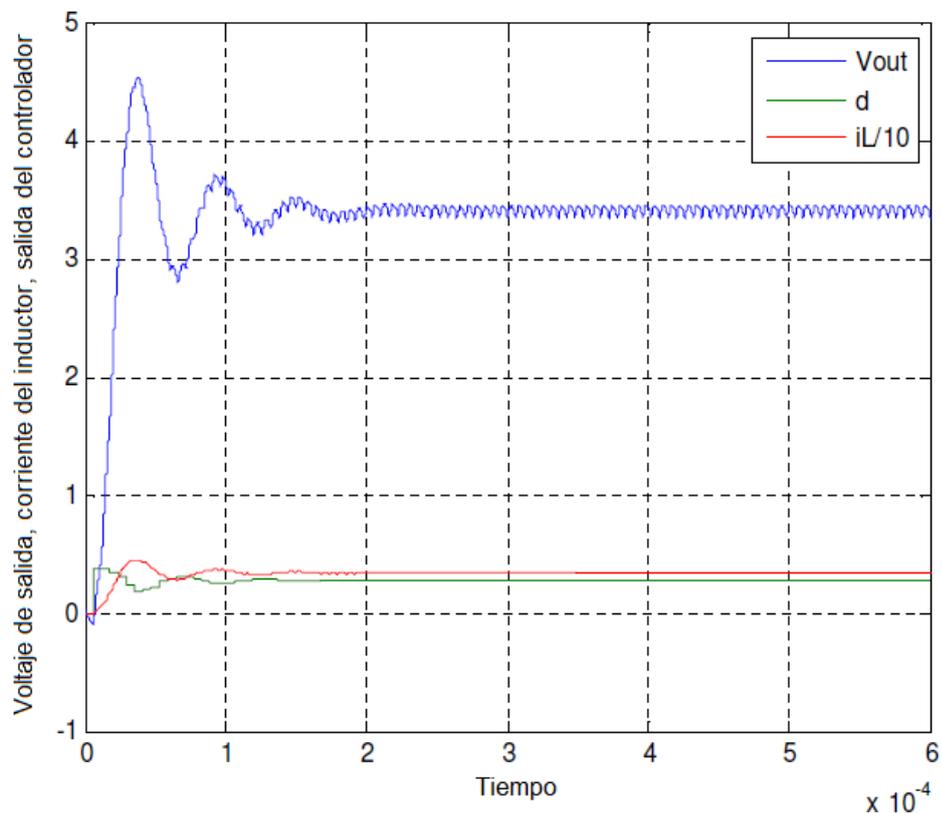


Figura 3. 8: Resultado de la simulación, sin perturbaciones y ruidos.
Elaborado por: Autor.

Finalmente, se observa en la figura 3.8 que el voltaje de salida discretizado logra satisfacer el voltaje requerido. También, se estabiliza en la salida del controlador (d) en 0.2816 (voltaje referencial dividido para el voltaje de entrada, $=3.38/12$), y mantiene constante el voltaje de salida deseado (voltaje de referencia 3.3 V). En la figura 3.9 se muestra el diseño de la simulación basada en la teoría de controladores polinomiales, es decir, que la parte teórica nos permite realizar los cálculos numéricos. Hay que recordar que al diseñar el controlador (ver figura 3.9) no se debe llegar al límite de saturación para tener una perturbación moderada. Por lo tanto, se demuestra en los resultados obtenidos que la simulación satisface los parámetros.

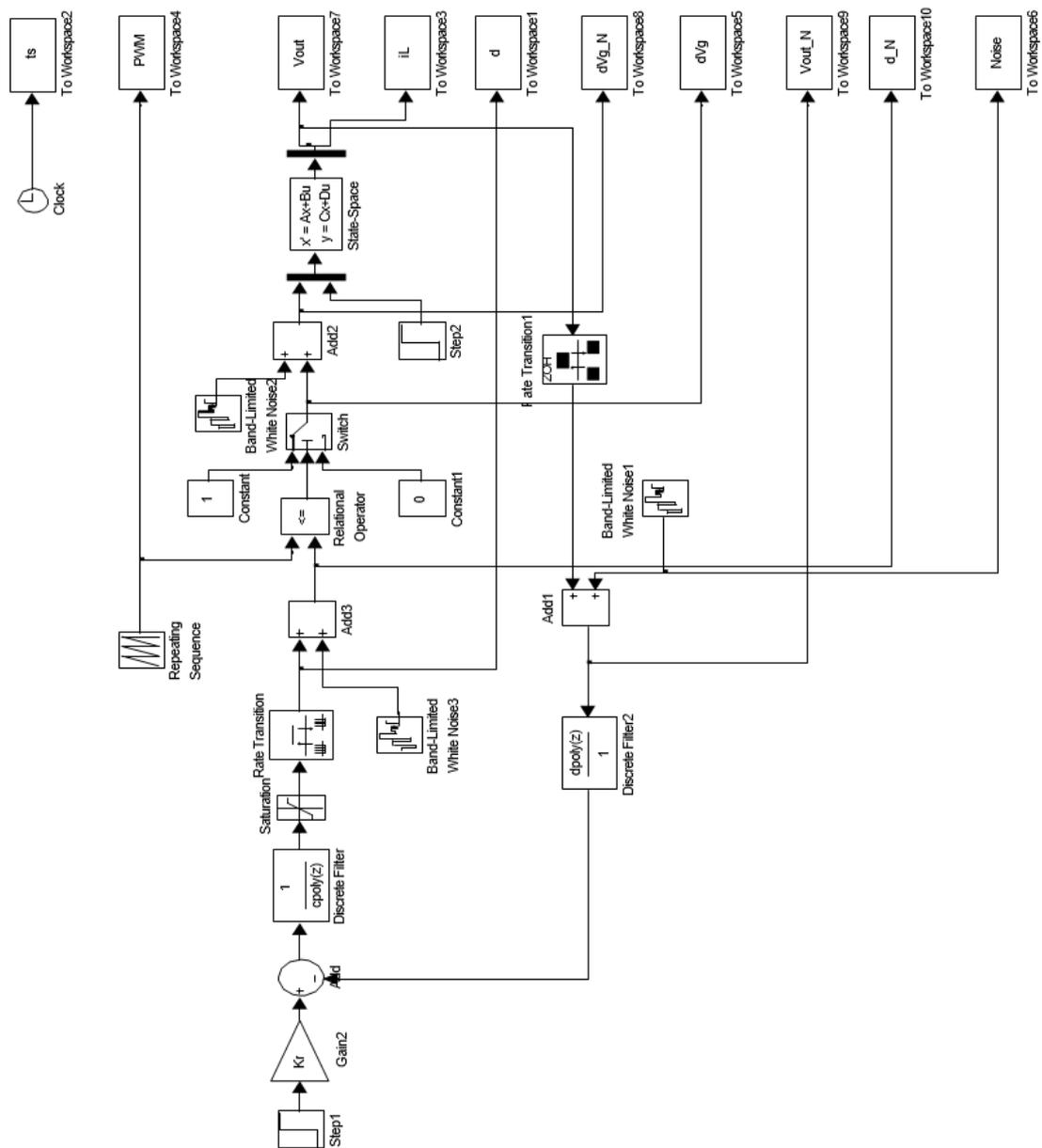


Figura 3. 9: Diagrama de bloques del modelado de PWM con controlador.
Elaborado por: Autor.

3.4.3. Resultados de la simulación del sistema conmutado sin perturbación y con ruido.

Suponiendo el escenario o caso real, ahora se analiza el sistema agregándole ruido en el interruptor con respecto al ruido de medición de conmutación de alta frecuencia, y así sucesivamente. Aquí, se le agrega un poco de ruido blanco de banda limitada para la respectiva simulación. Es decir, que la magnitud del ruido se debe configurar entre -0.2 y 0.2, y asignar una frecuencia de ruido igual a 33 MHz, cuya representación de señal de ruido se muestra en la figura 3.10.

Y en las mediciones se introducen para la conmutación, pero se la utiliza todo el tiempo. El ruido aplicado en esta simulación es satisfactorio. Por lo tanto, se considera la misma cantidad de ruido en la simulación. Este ruido se resume con el voltaje de salida como en la medición del ruido. Y dicho voltaje de salida con ruido se muestra en la figura 3.11.

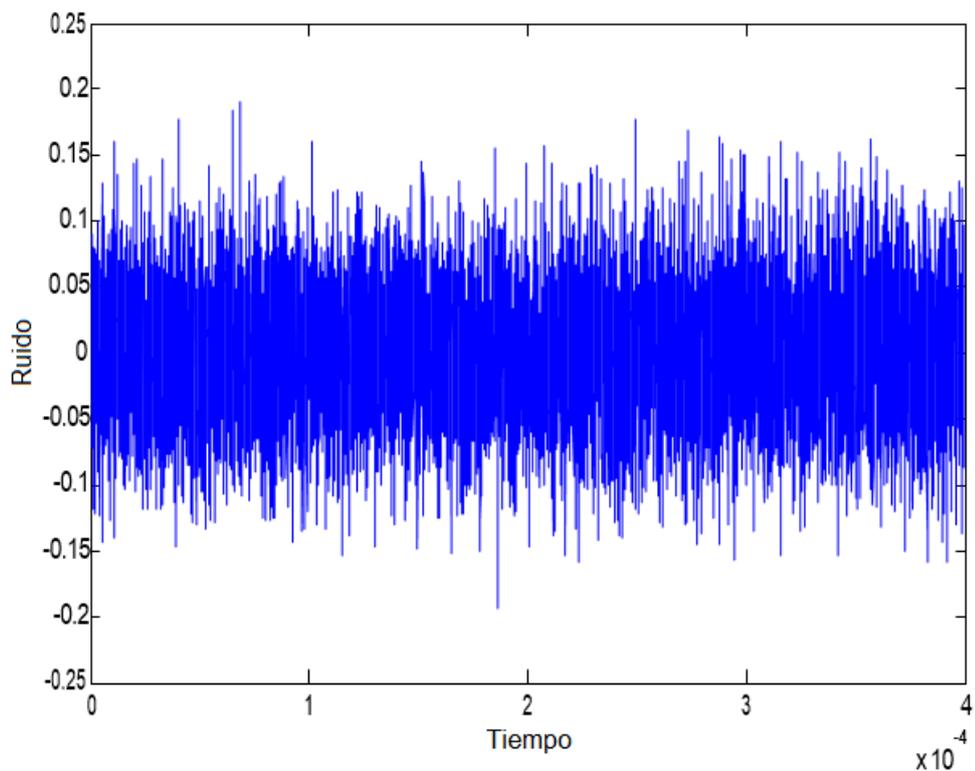


Figura 3. 10: Representación de la señal de la magnitud del ruido.
Elaborado por: Autor.

Además, se observa que si se agrega una determinada cantidad de ruido (valor pequeño), la salida continúa estabilizada. Aunque este ruido no es muy

alto, tendría un pequeño efecto en estabilización del sistema controlador. En este rango de 3.0 V – 3.5 V, la salida no se estabiliza. El resultado muestra que el controlador con ruido es menos estable en comparación con el controlador sin ruido para el diagrama de bloques de la figura 3.9.

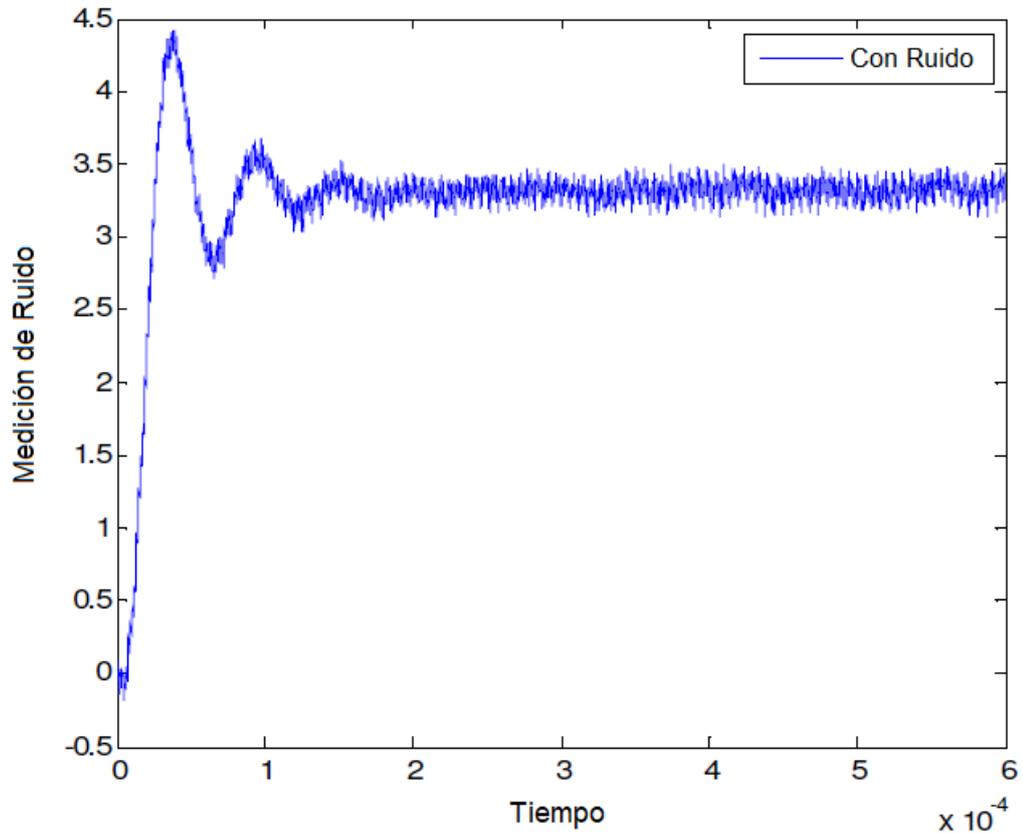


Figura 3. 11: Resultado de la simulación, con ruido y sin molestias.
Elaborado por: Autor.

3.4.4. Resultados de la simulación del sistema conmutado con perturbación y sin ruido.

En este modelo, la fuente de corriente se aplica como la carga, cuando la corriente de salida cambia abruptamente, pero con algún tipo de perturbación en el voltaje de salida.

Para notar la perturbación y verificar si el sistema del controlador polinomial tiene la capacidad de revertir el valor de voltaje de salida igual al valor de voltaje de referencia. Por ejemplo, en la salida del controlador el voltaje es 3.309 V, que está muy cercano al voltaje referencial de 3.3 V; en conclusión, esto indica que el sistema controlador opera satisfactoriamente. Además, en el tiempo de 180 μ s (en la muestra 60) se observa que la corriente

de 5 A es modificada por una de 15 A, y también, que el voltaje de salida disminuye a 2.883 V, aunque después este voltaje se recupera y se estabiliza en 3.355 V rápidamente (en el intervalo 10 de la muestra).

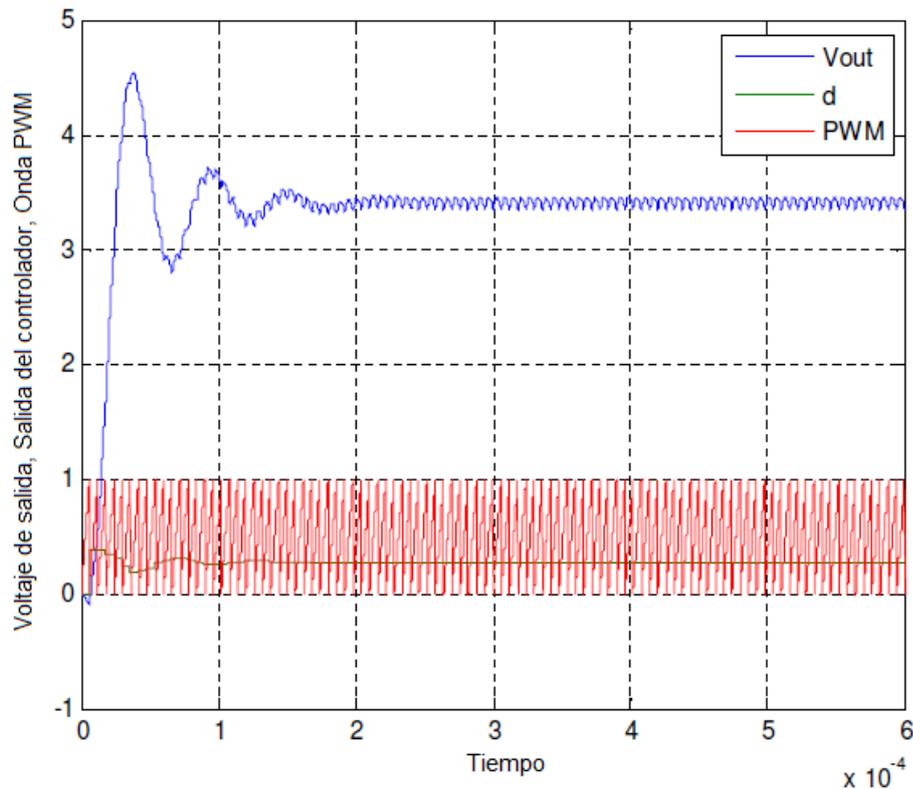


Figura 3. 12: Resultado de la simulación del sistema conmutado que incluye perturbación, pero sin ruido.

Elaborado por: Autor.

3.4.5. Resultados de la simulación del sistema conmutado con perturbación y sin ruido.

En esta parte se va a agregar el mismo ruido de manera idéntica a lo tratado en la sección 3.4.4 anterior. En la figura 3.13 se observa el resultado obtenido de la simulación. Se puede ver que, después de adicionar ruido, el voltaje de salida del sistema sigue estabilizado. Aunque, el voltaje de salida del sistema está muy próximo al voltaje referencial, es decir, cerca de 0.280.

Ahora, se procede a incrementar las resistencias a valor muy grande, lo que provoca un deficiente resultado de simulación, tal como se muestra en la figura 3.13. Es decir, que el voltaje de salida del sistema no llegará a estabilizarse al voltaje referencial de 3.3 V, y consecuentemente la señal de salida del controlador (d) tampoco se estabiliza. Para que el sistema logre

estabilizarse, es necesario modificar el diseño del sistema controlador. Aunque, esta modificación implicaría que el sistema de bucle cerrado tendría un menor ancho de banda.

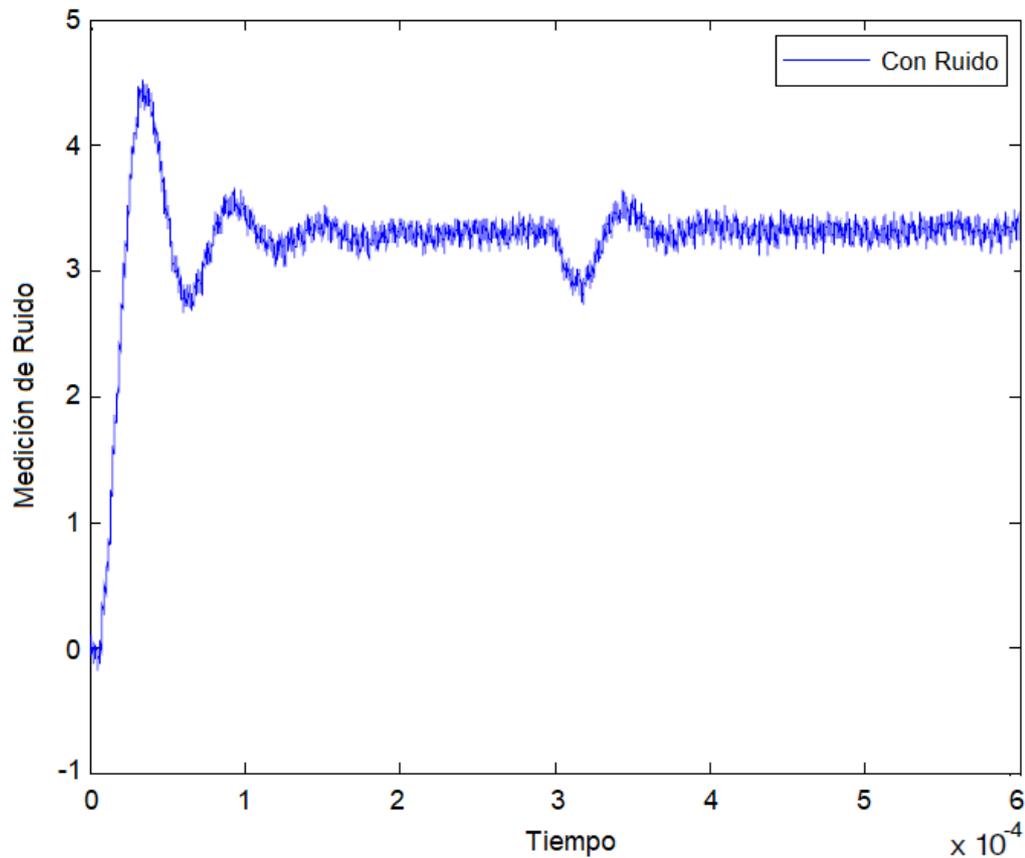


Figura 3. 13: Resultado de simulación del sistema conmutado, con perturbación y ruido.

Elaborado por: Autor.

3.4.6. Resultados de la simulación del sistema conmutado con resistencias de alto valor.

En esta sección se van a considerar las tres resistencias R_L , R_1 y R_2 con valores grandes, modificados en el controlador polinómico, después de ejecutar la simulación, se pudo observar la calidad del controlador a partir del gráfico que se muestra en la figura 3.14. También se ha simulado con un ligero cambio en los condensadores e inductores. En consecuencia, no se ha observado que existan cambios notables en los resultados obtenidos.

En las siguientes secciones se describe brevemente el modelo matemático del controlador PID (Proporcional, Integral y Derivativo) para el sistema convertidor “Buck” y también se diseña la implementación del

controlador PID mediante los diagramas de bloques del entorno de simulación Simulink.

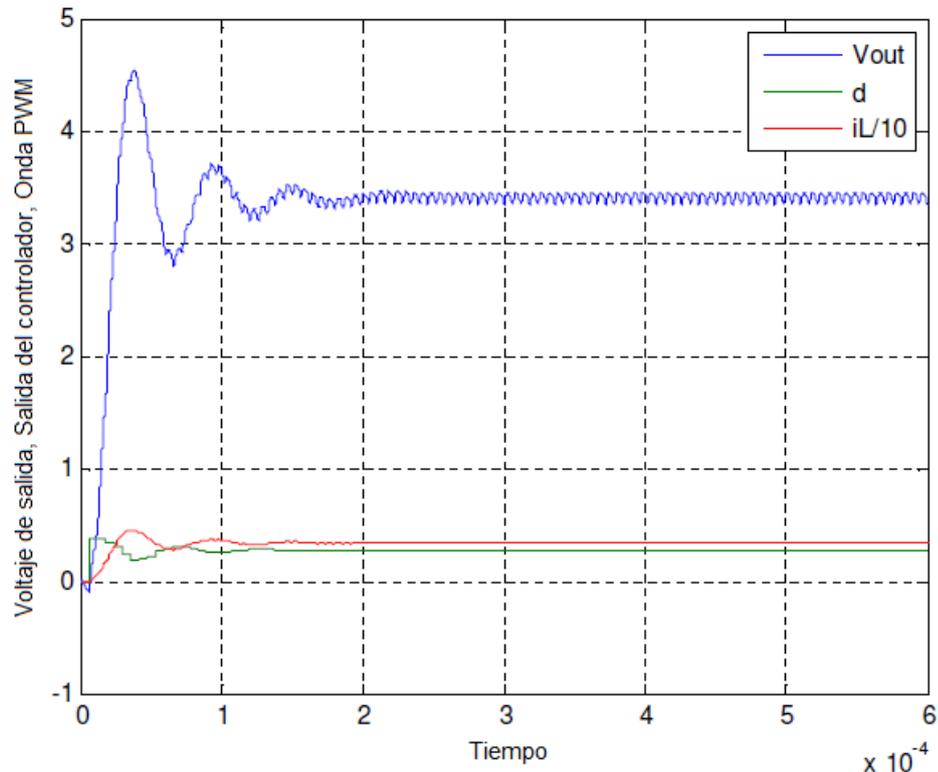


Figura 3. 14: Resultado de la simulación, sin perturbaciones ni ruidos.
Elaborado por: Autor.

3.5. Visión general del controlador PID.

Como ya se mencionó, aquí PID significa, P – Proporcional, I – Integral, D - Derivado. Es decir, que es una función matemática descrita por PID y que se aplica a la señal de error. Dónde, la señal de error es:

$$V_{\text{error}} = V_{\text{set}} - V_{\text{sensor}}$$

Aquí, V_{sensor} define dónde se encuentra y V_{set} representa la diferencia entre el lugar al que desea ir. Muy simple, pero a la vez tan potente, si el controlador está sintonizado correctamente, la señal V_{sensor} se acercará al ajuste V_{set} .

Ajustar un sistema significa ajustar tres variables K_p , K_i y K_d añadiendo varias cantidades de estas funciones para que el sistema se comporte de la manera que usted desea. En la siguiente sección se obtiene el modelo matemático para el controlador PID.

3.6. Función de transferencia para el controlador PID.

Ahora se debe considerar la función de transferencia del controlador PID de tiempo continuo, definida por,

$$H_{PID}(s) = K \left[1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{1 + \frac{T_d}{N} s} \right] \quad (3.12)$$

Este controlador está diseñado por cuatro parámetros de ajuste:

- K , es la ganancia proporcional
- T_i , es la acción integrativa
- T_d , es la acción derivativa
- T_d/N , es el filtrado de la acción derivada

Se pueden aplicar varios métodos de discretización para diseñar la estructura del controlador PID digital. La relación entre los parámetros de tiempo continuo y tiempo discreto dependerá completamente del método utilizado, pero la estructura sigue siendo la misma para el controlador PID digital.

En este trabajo de titulación el diseño y la implementación del controlador es en tiempo discreto, el método de discretización no es crucial. Para lo cual se utilizó la aproximación de la diferencia hacia atrás. De ello se deduce que la derivada "s" se aproximará por $(1 - z^{-1})/T_s$ y $1/s$ [integración] se aproximará por $T_s/(1 - z^{-1})$. Como es un sistema en tiempo real, la forma posible es aproximarlo con algún tipo de aproximación hacia atrás. Entonces, para este sistema se utiliza la aproximación de diferencia hacia atrás. Esto produce,

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_i s} &= \frac{T_s}{T_i} \cdot \frac{1}{1 - z^{-1}} \\ T_d s &= \frac{T_d}{T_s} \cdot (1 - z^{-1}) \\ \frac{1}{1 + \frac{T_d}{N} s} &= \frac{1}{1 + \frac{T_d}{NT_s} (1 - z^{-1})} = \frac{\frac{NT_s}{T_d + NT_s}}{1 - \frac{T_d}{T_d + NT_s} z^{-1}} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Al introducir las expresiones anteriores en la ecuación 3.12, se obtiene la función de transferencia de pulso (operador) del controlador PID digital:

$$H_{PID}(z^{-1}) = \frac{R(z^{-1})}{S(z^{-1})} = K \left[1 + \frac{T_s}{T_i} \cdot \frac{1}{1-z^{-1}} + \frac{\frac{NT_s}{T_d+NT_s} \cdot (1-z^{-1})}{1 - \frac{T_d}{T_d+NT_s} z^{-1}} \right] \quad (3.14)$$

Aquí $R(z^{-1})$ y $S(z^{-1})$ son similares a la notación de los parámetros C y D en el controlador polinomial. La razón de la expresión de dos polinomios se obtiene sumando los tres términos. Los polinomios R y S tienen la siguiente forma,

$$R(z^{-1}) = (r_0 + r_1 z^{-1} + r_2 z^{-2})$$

$$S(z^{-1}) = (1 + s_1 z^{-1} + s_2 z^{-2})$$

Por simplicidad se ha considerado que $G = \frac{T_d}{T_d+NT_s}$ y es sustituido en la ecuación 3.14, para lo cual la ecuación queda definida por,

$$K \left[1 + \frac{T_s}{T_i} \left(\frac{1}{1-z^{-1}} \right) + \frac{\frac{GNT_s}{T_d} (1-z^{-1})}{1-G \cdot z^{-1}} \right] \quad (3.15)$$

$$= \frac{K \left[(1-G \cdot z^{-1})(T_i - T_i \cdot z^{-1}) + \frac{GT_s(1-z^{-1})T_i(1-z^{-1}) + T_s(1-G \cdot z^{-1})}{T_d} \right]}{T_i(1-z^{-1})(1-G \cdot z^{-1})} \quad (3.16)$$

Ahora se va a considerar la parte del denominador:

$$T_i(1-z^{-1})(1-G \cdot z^{-1}) \quad (3.17)$$

Después, se va a sustituir $G = \frac{T_d}{T_d+NT_s}$ en la ecuación 3.17:

$$T_i(1-z^{-1})(1-G \cdot z^{-1}) = T_i(1-z^{-1}) \left(1 - \frac{T_d}{T_d+NT_s} \cdot z^{-1} \right)$$

$$= T_i - \frac{T_i T_d}{T_d+NT_s} z^{-1} - z^{-1} T_i + \frac{T_d T_i}{T_d+NT_s} z^{-2}$$

$$= T_i \left[1 - \frac{T_d}{T_d+NT_s} z^{-1} - z^{-1} + \frac{T_d}{T_d+NT_s} z^{-2} \right]$$

Cancelando T_i tanto en el numerador como en el denominador,

$$= 1 - z^{-1} \left[\frac{-2T_d + NT_s}{T_d + NT_s} \right] + \frac{T_d}{T_d + NT_s} z^{-2} \quad (3.17)$$

$$= 1 + z^{-1} \left[\frac{-2T_d + NT_s}{T_d + NT_s} \right] + \frac{T_d}{T_d + NT_s} z^{-2} = 1 + s_1 z^{-1} + s_2 z^{-2} = (1 - z^{-1})(1 + s'_1 z^{-1})$$

Ahora,

$$s'_1 = -s_2 = -\frac{T_d}{T_d + NT_s}$$

Y,

$$s_1 = \left[\frac{-2T_d + NT_s}{T_d + NT_s} \right]$$

Ahora por simplicidad nuevamente se toma $G = \frac{T_d}{T_d + NT_s}$, y se sustituye en el numerador de la ecuación 3.16, es decir

$$K \left[(1 - G \cdot z^{-1})(T_i - T_i \cdot z^{-1}) + \frac{GT_s(1 - z^{-1})T_i(1 - z^{-1}) + T_s(1 - G \cdot z^{-1})}{T_d} \right]$$

$$K \left[T_i - T_i z^{-1} - GT_i z^{-1} + GT_i z^{-2} + T_s - GT_s z^{-1} + \frac{GNT_s T_i}{T_d} - \frac{2GNT_s T_i z^{-1}}{T_d} - \frac{GNT_s T_i z^{-2}}{T_d} \right]$$

Ahora tomando z^{-1} y z^{-2} como factor común en la ecuación anterior,

$$K \left[z^{-1} \left[-T_i - GT_i - GT_s - \frac{2GNT_s T_i}{T_d} \right] + z^{-2} \left[GT_i - \frac{GNT_s T_i}{T_d} \right] + \left[T_i + T_s + \frac{GNT_s T_i}{T_d} \right] \right] \quad (3.18)$$

Ahora tomando T_i como factor común en la ecuación anterior,

$$T_i K \left[z^{-1} \left[-1 - G - \frac{GT_s}{T_i} - \frac{2GNT_s}{T_d} \right] + z^{-2} \left[G - \frac{GNT_s}{T_d} \right] + \left[1 + \frac{T_s}{T_i} + \frac{GNT_s}{T_d} \right] \right]$$

Nuevamente se $G = \frac{T_d}{T_d + NT_s}$

$$K \left[1 + \frac{T_s}{T_i} + \frac{T_d}{T_d + NT_s} \cdot \frac{NT_s}{T_d} \right] + K \cdot z^{-1} \left[-1 - \frac{T_d}{T_d + NT_s} - \frac{T_d}{T_d + NT_s} \cdot \frac{T_s}{T_i} - 2 \frac{T_d}{T_d + NT_s} \cdot \frac{NT_s}{T_d} \right] +$$

$$K \cdot z^{-2} \left[\frac{T_d}{T_d + NT_s} - \frac{T_d}{T_d + NT_s} \cdot \frac{NT_s}{T_d} \right] = r_0 + r_1 z^{-1} + r_2 z^{-2} \quad (3.19)$$

Se sabe que $s'_1 = -\frac{T_d}{T_d+NT_s}$ y se sustituye en la ecuación 3.19,

$$K \left[\begin{array}{l} \left[1 + \frac{T_s}{T_i} - s'_1 \cdot \frac{NT_s}{T_d} \right] + z^{-1} \left[-1 + s'_1 + \frac{T_s}{T_i} s'_1 + 2s'_1 \cdot \frac{NT_s}{T_d} \right] + \\ z^{-2} \left[-s'_1 + s'_1 \cdot \frac{NT_s}{T_d} \right] \end{array} \right] = r_0 + r_1 z^{-1} + r_2 z^{-2} \quad (3.20)$$

De la ecuación 3.17 y 3.20 se obtiene,

$$r_0 = K \left[1 + \frac{T_s}{T_i} + \frac{T_d}{T_d + NT_s} \cdot \frac{NT_s}{T_d} \right] \quad (3.21)$$

$$r_1 = K \left[-1 - \frac{T_d}{T_d + NT_s} \left[1 + \frac{T_s}{T_i} + 2 \cdot \frac{NT_s}{T_d} \right] \right] \quad (3.22)$$

$$r_2 = K \left[-s'_1 + s'_1 \cdot \frac{NT_s}{T_d} \right] = K \frac{T_d}{T_d + NT_s} \left[1 + \frac{NT_s}{T_d} \right] \quad (3.23)$$

$$s1 = -\frac{2T_d + NT_s}{T_d + NT_s} \quad (3.24)$$

$$s2 = \frac{T_d}{T_d + NT_s} \quad (3.25)$$

De los parámetros r_0, r_1, r_2, s_1 y s_2 obtenemos K, T_i, T_d y $\frac{T_d}{N}$.

$$K = \frac{r_0 \left[-\frac{T_d}{T_d + NT_s} \right] - r_1 - \left(2 - \frac{T_d}{T_d + NT_s} \right) r_2}{\left(1 - \frac{T_d}{T_d + NT_s} \right)^2} \quad (3.26)$$

$$T_i = T_s \cdot \frac{K \left(1 - \frac{T_d}{T_d + NT_s} \right)}{r_0 + r_1 + r_2} \quad (3.27)$$

$$T_d = T_s \cdot \frac{\left[-\frac{T_d}{T_d + NT_s} \right] r_0 + \frac{T_d}{T_d + NT_s} + r_2}{K \left[1 - \frac{T_d}{T_d + NT_s} \right]^3} \quad (3.28)$$

$$\frac{T_d}{N} = \frac{\left[-\frac{T_d}{T_d + NT_s} \right] T_s}{1 - \frac{T_d}{T_d + NT_s}} \quad (3.29)$$

3.7. Estructura del controlador PID digital.

El controlador PID digital tiene cinco parámetros $(r_0, r_1, r_2, s_1, s_2)$ así como el controlador PID de tiempo continuo. La función de transferencia de impulsos (operador) del controlador PID digital contiene como un factor común del denominador el término $(1 - z^{-1})$, que asegura el comportamiento de la integración numérica.

El denominador también contiene el término $(1 - s_1 z^{-1})$, que se desempeña como filtro digital $[1 + (Td/N)s]$ en el controlador PID de tiempo continuo. En las figuras 3.15 y 3.16 se muestran los diagramas de bloques equivalentes para un controlador PID digital y del bucle de control digital utilizando el controlador PID digital.

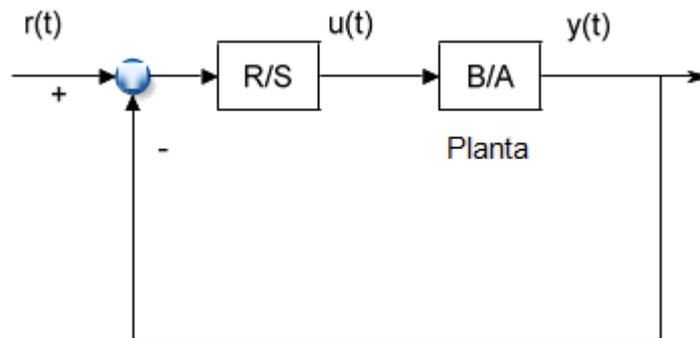


Figura 3. 15: Diagramas de bloques equivalente de un controlador PID digital.
Elaborado por: Autor.

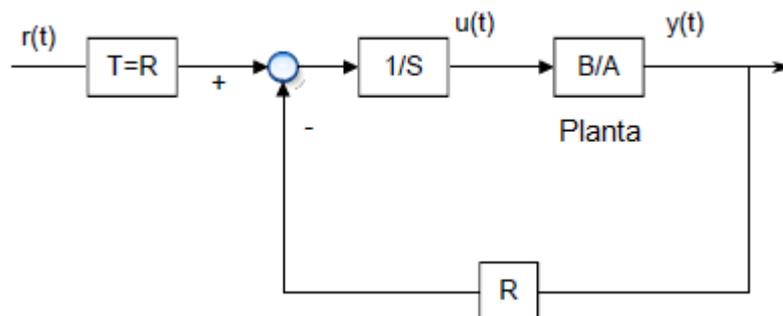


Figura 3. 16: Diagramas de bloques equivalente de un bucle de control digital utilizando el controlador PID digital.
Elaborado por: Autor.

A continuación, se calculan los coeficientes del controlador digital:

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_1 z^2 + b_2 z + b_3}{z^3 + a_1 z^2 + a_2 z + a_3} \quad (3.30)$$

$$P(z^{-1}) = A(z^{-1})S(z^{-1}) + B(z^{-1})R(z^{-1})$$

$$R(z^{-1}) = (r_0 + r_1z^{-1} + r_2z^{-2})$$

$$S(z^{-1}) = (1 + s_1z^{-1} + s_2z^{-2})$$

$$P(z^{-1}) = A(z^{-1})S(z^{-1}) + B(z^{-1})R(z^{-1}) = (1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + a_3z^{-3})(1 + s_1z^{-1} + s_2z^{-2}) + (b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + z^{-3})(r_0 + r_1z^{-1} + r_2z^{-2}) \quad (3.41)$$

Los valores para los polos q_1, q_2, q_3, q_4 y q_5 se han elegido como 0.5, 0.5, 0.5, 0.5 y 0.5 respectivamente. Aquí se ha elegido 0.5 para los polos porque, ya se habían probado diferentes combinaciones de los polos con frecuencia tanto para el controlador PID como para los controladores polinómicos.

Si embargo, en las figuras 3.17 y 3.18 se muestran los resultados obtenidos en la que el sistema no es estable para el controlador PID digital. Por ejemplo, para el CASO 1: se considera que los polos toman los valores $q_1 = 0.1, q_2 = 0.2, q_3 = 0.3, q_4 = 0.4$ y $q_5 = 0.5$, con un intervalo de muestreo 1×10^{-6} observándose en la figura 3.17 que tampoco es estable.

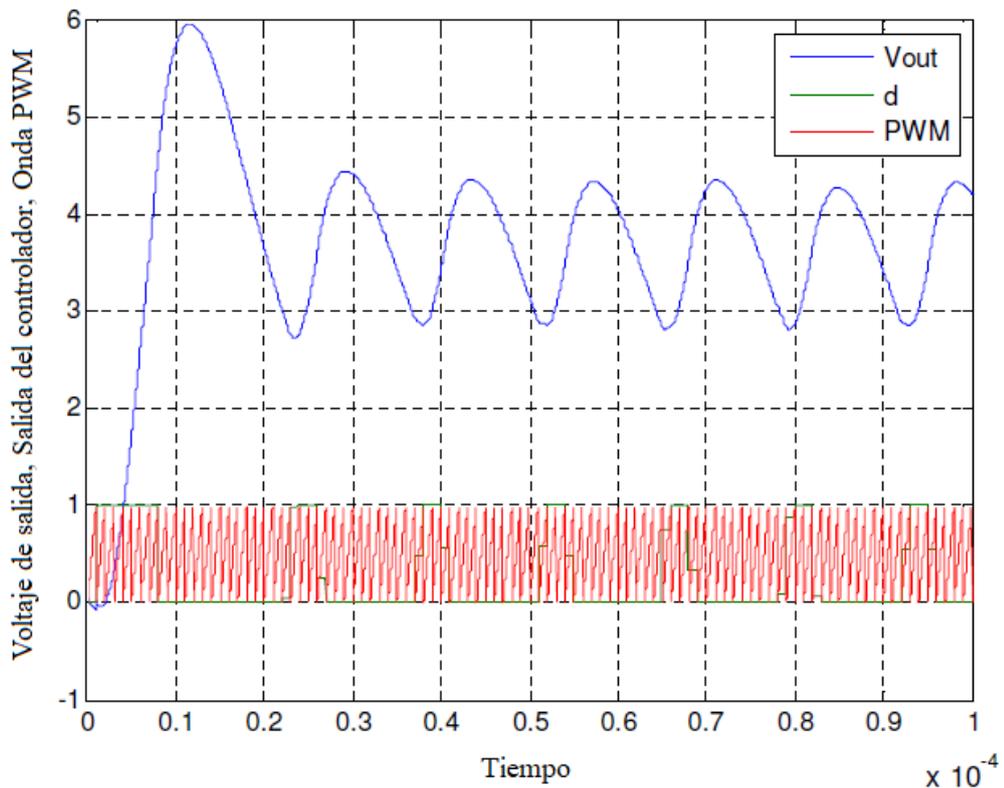


Figura 3. 17: Resultados de la simulación del Caso 1 para el controlador PID digital. Elaborado por: Autor.

Para el CASO 2: los polos toman valores para $q_1 = 0.3$, $q_2 = 0.4$, $q_3 = 0.5$, $q_4 = 0.6$ y $q_5 = 0.7$, en el intervalo de muestreo 1×10^{-6} y el gráfico resultante tampoco es estable (véase la figura 3.18).

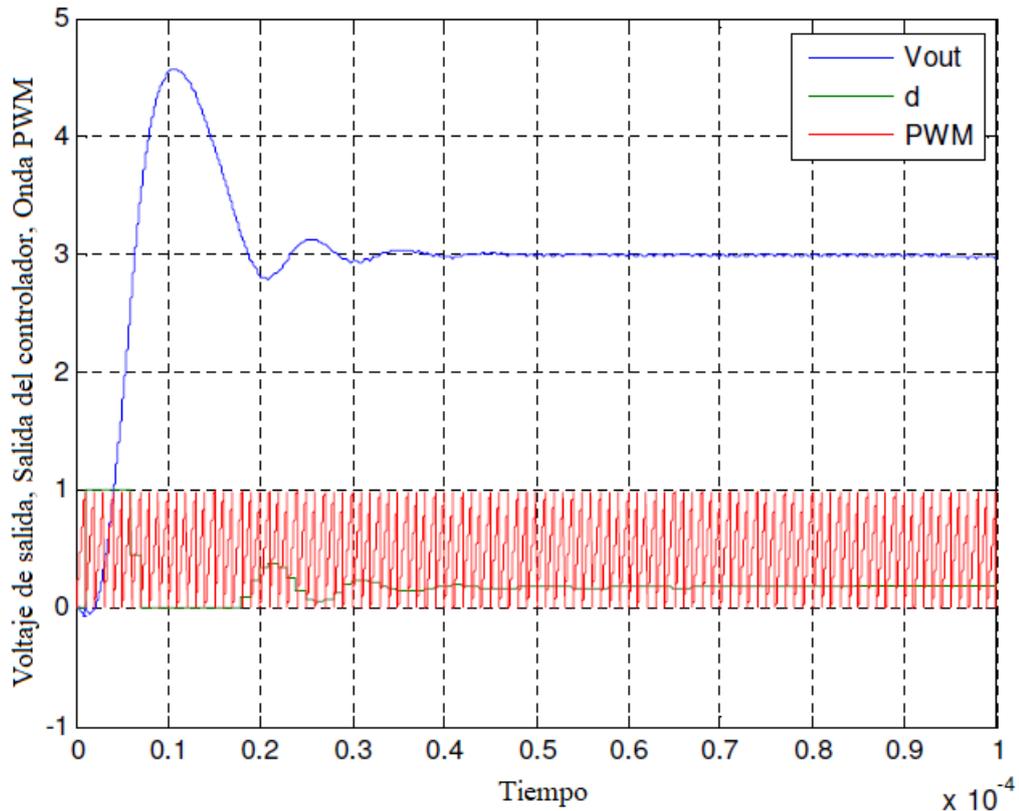


Figura 3. 18: Resultados de la simulación del Caso 2 para el controlador PID digital.
Elaborado por: Autor.

A partir de las figuras 3.17 y 3.18 resultantes, se confirma que los valores de los polos considerados para el controlador PID no son correctos para estabilizarse. Así que se toma los valores de los polos como 0,5, 0,5, 0,5, 0,5 y 0,5 en el intervalo de muestreo 1×10^{-6} que da el mejor resultado.

3.8. Resultados de simulación del modelo continuo y discreto para el controlador PID.

En la figura 3.19 se muestra el gráfico del voltaje de salida del modelo discreto y que indicaría que es diferente al voltaje requerido. Es decir, que para el voltaje referencial de 3.3 V, la salida del modelo discreto resulta ser 3.194 V, que sería 0.106 V menor al voltaje referencial. Finalmente, la salida del controlador logra estabilizarse rápidamente (en el intervalo 20 de la muestra) y continúa estabilizado.

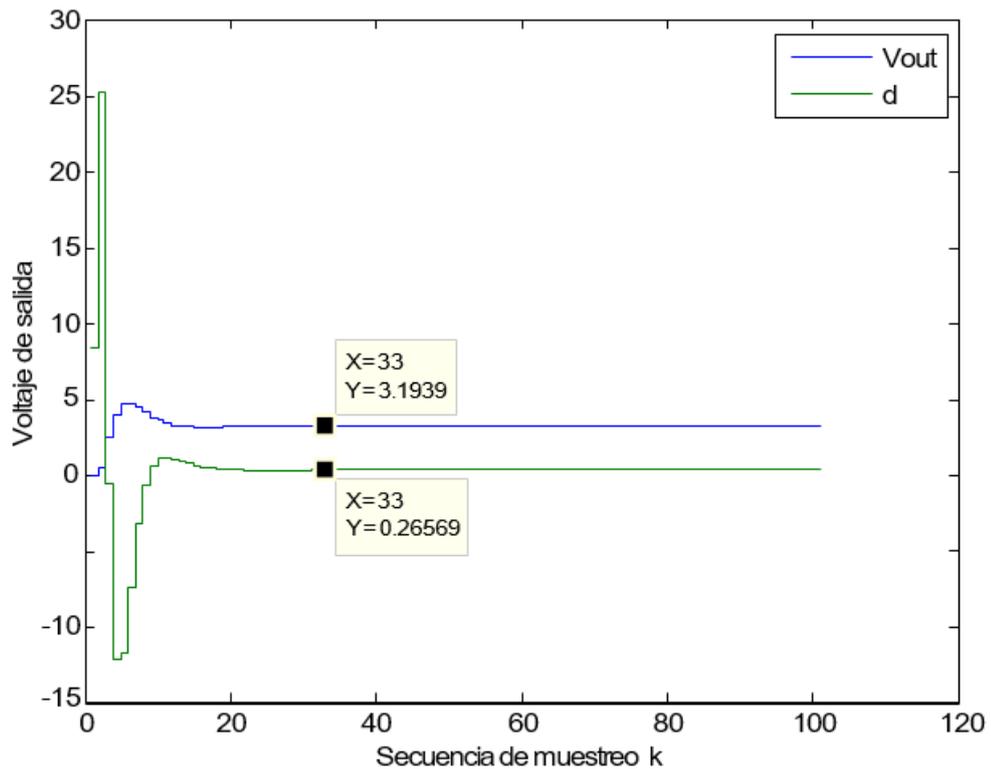


Figura 3. 19: Salida discretizada del controlador PID digital.
Elaborado por: Autor.

El modelo de simulación propuesto está basado en la teoría de los controladores PID (Proporcional-Integral-Derivado) digital; en otras palabras, nos permite representar los cálculos numéricos mediante la teoría. En el diseño del sistema controlador, se deben considerar los valores límites de la saturación y que no pueden superar esos valores para tener una perturbación moderada. El modelado en Simulink de tiempo discreto sin saturación para el controlador PID digital se muestra en la figura 3.20.

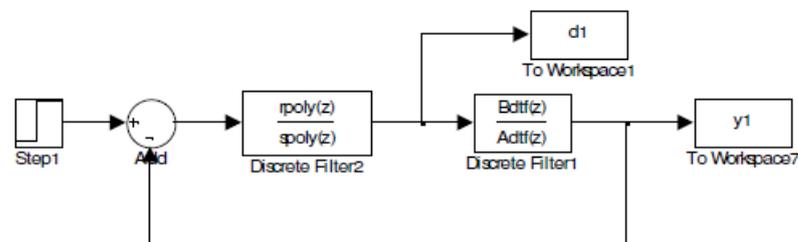


Figura 3. 20: Modelo de tiempo discreto sin saturación.
Elaborado por: Autor.

Como el voltaje de referencia es 3.3 V, el voltaje de salida no lo alcanzó muy bien. Se puede observar que el voltaje de salida permanece estable a casi 3 V. El controlador logra que el voltaje de salida sea estable rápidamente

en 50 μ s y permanece estable por debajo del voltaje de referencia de 3.3 V, tal como se muestra en la figura 3.21 y el modelo en tiempo continuo se muestra en el diagrama de bloques de la figura 3.22.

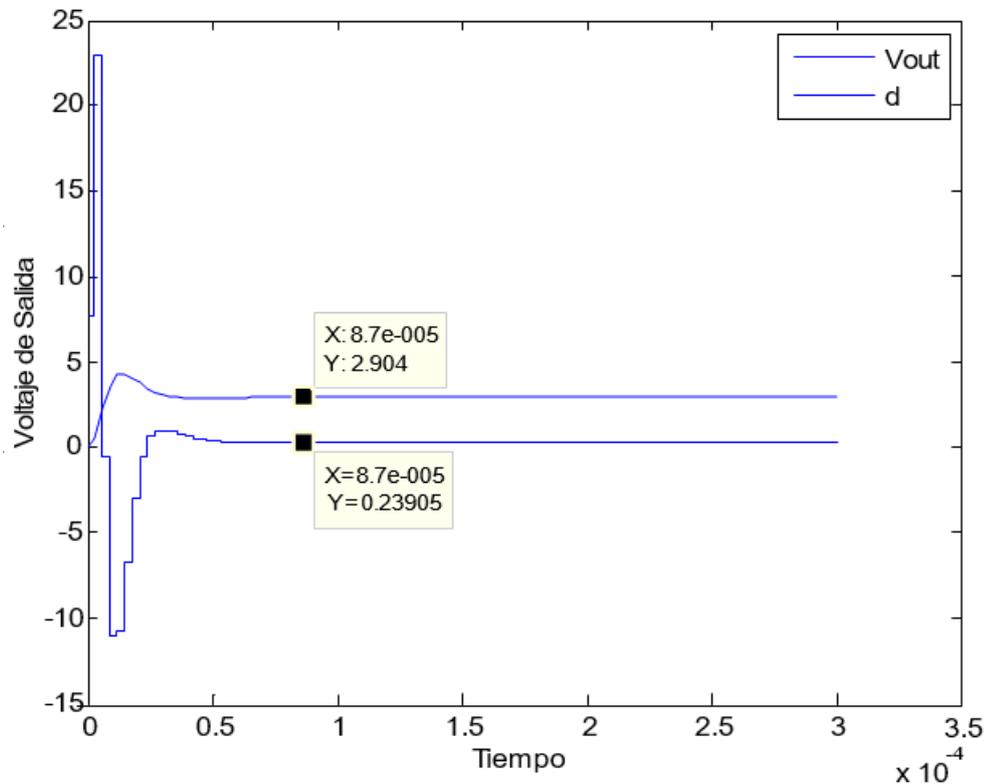


Figura 3. 21: Salida del sistema en tiempo continuo.
Elaborado por: Autor.

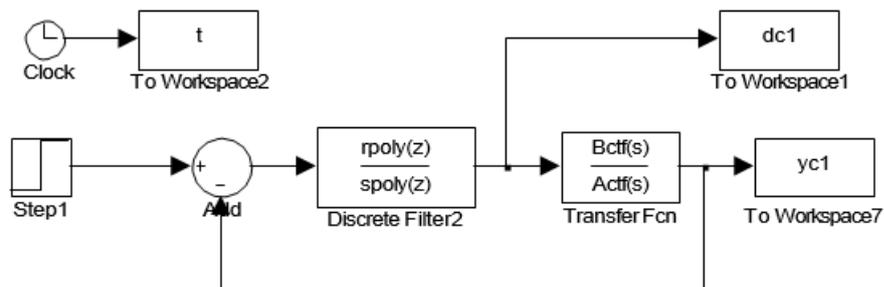


Figura 3. 22: Modelo de tiempo continuo sin saturación.
Elaborado por: Autor.

3.9. Resultados obtenidos del controlador PID digital.

A continuación, se presentan las gráficas resultantes de la simulación del diagrama de bloques de la figura 3.23 con la ayuda del software MatLab/Simulink. El diagrama de bloques del modelo PWM con el controlador Simulink se muestra a continuación.

la salida del controlador (d) se estabiliza en 0.182 (que se obtiene de la relación entre el voltaje referencial y voltaje de entrada $=3.023/12$).

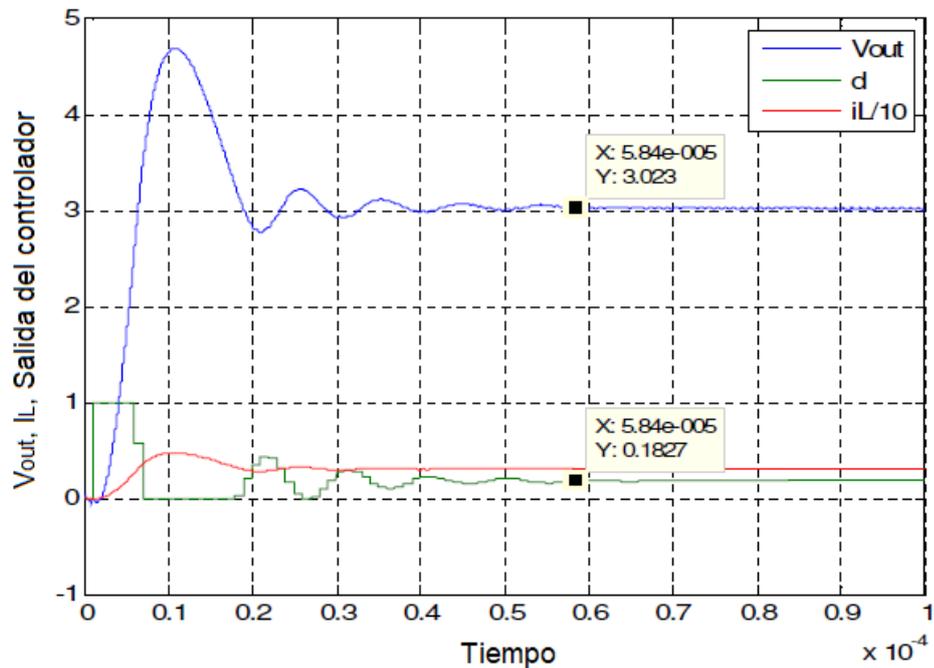


Figura 3. 24: Resultado de la simulación del controlador PID sin perturbaciones y sin ruido.

Elaborado por: Autor.

3.9.2. Resultados de la simulación del controlador PID digital sin perturbaciones y con ruido.

En la realidad, este circuito tiene poco ruido, desde el conmutador con respecto a la conmutación de alta frecuencia, llamado el ruido de medición. En esta simulación, se agregó ruido blanco limitado en banda, con una frecuencia de 33 MHz y con una magnitud de ruido comprendido entre -0.2 y 0.2. Por ejemplo, la frecuencia resulta ser una muy buena estimación de aproximación que se basa en las métricas. En la figura 3.25 se observan las métricas que fueron incorporadas en la conmutación, aunque se la utilizará en todo el intervalo de tiempo.

El ruido aplicado en esta simulación es muy adecuado y es moderado, es decir, ni pequeño ni grande. Así que aquí usamos la misma forma de ruido en la simulación. El ruido se resume con el voltaje de salida como el ruido de medición y el voltaje de salida con ruido se pueden ver en la figura 3.26. Puede ser observable después de agregar una cierta cantidad de ruido, la salida no

logra estabilizarse. A pesar de que el ruido no es muy grande, este tiene un efecto secundario para la estabilización del controlador diseñado. Cuando en el resultado obtenido para la salida no logra ser estable para un intervalo de 3.0 V – 3.5 V, el sistema controlador que incluye ruido resulta ser menos estable en comparación con el controlador sin ruido.

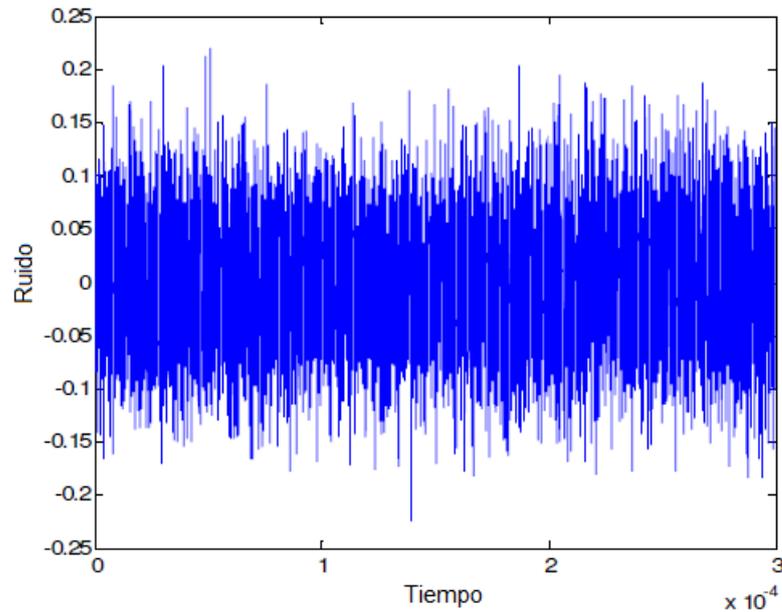


Figura 3. 25: Salida de simulación del controlador PID digital sin perturbación y con ruido.

Elaborado por: Autor.

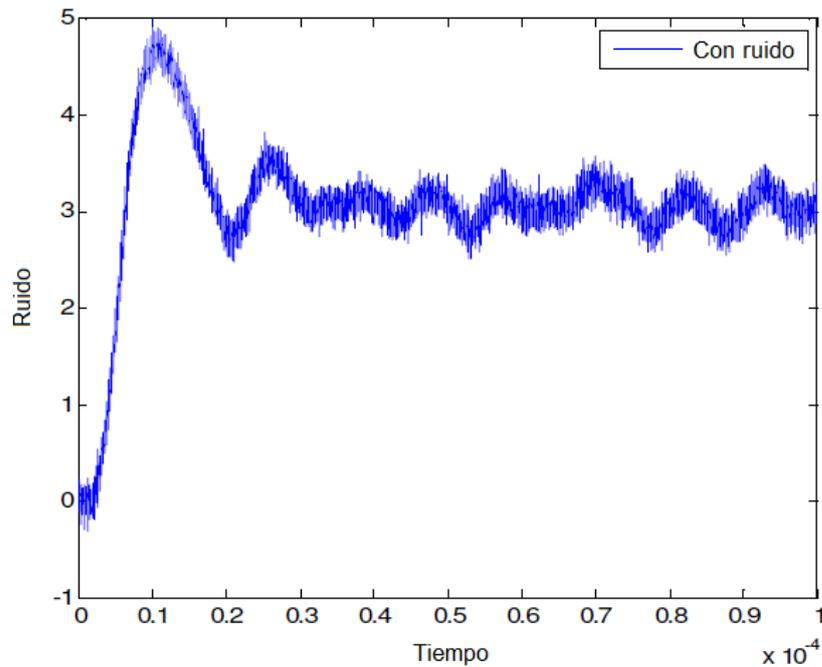


Figura 3. 26: Salida de simulación para la medición de tensión con ruido y sin perturbaciones.

Elaborado por: Autor.

3.9.3. Resultados de la simulación del controlador PID digital con perturbación y sin ruido.

En este modelo, la fuente de corriente se aplica como la corriente de carga, cuando la corriente de salida cambia abruptamente; hay algún tipo de perturbación en el voltaje de salida. Para poder distinguir la perturbación y verificar si el sistema controlador PID digital tiene la capacidad de regresar el voltaje de salida al voltaje de referencia, se debe establecer (véase la figura 3.23) el rango de la corriente de 5A – 15 A.

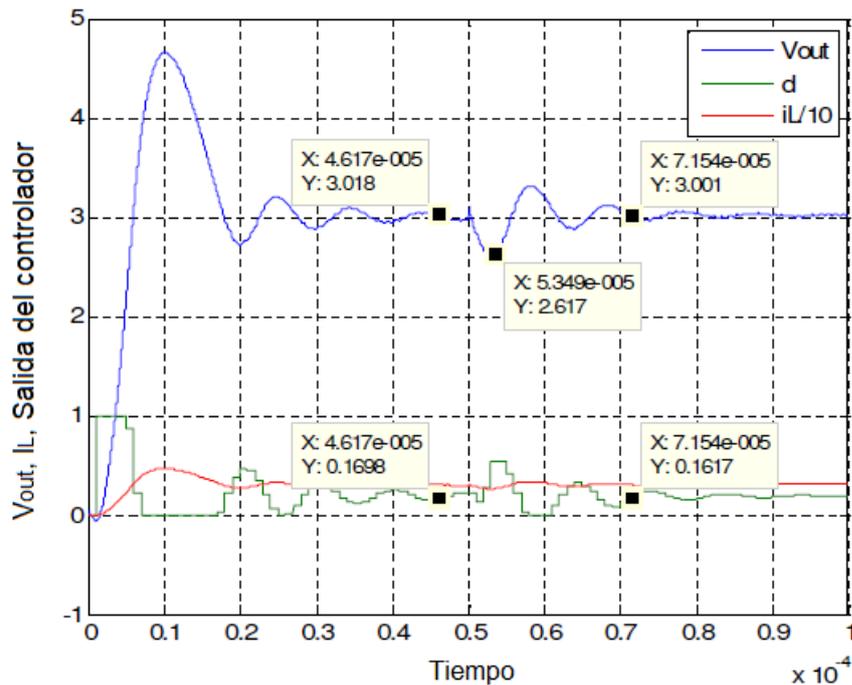


Figura 3. 27: Salida de simulación del controlador PID digital con perturbación y ruido.

Elaborado por: Autor.

Se puede ver que para el controlador (d) el voltaje de salida resulta ser 3.018 V, pero no muy cercano al voltaje referencial de 3.3 V; y esto indica que el diseño del controlador no es lo suficientemente bueno. Luego, se modifica la corriente en la carga en el rango de 5 A – 15 A, en la que se observa que el voltaje de salida de 3.018 V disminuye a 2.617 V, aunque logra recuperarse para poder estabilizarse rápidamente en 3.001 V cuando la corriente de carga cambia abruptamente, el voltaje de salida del controlador se recupera pronto al voltaje estable.

3.9.4. Resultados de la simulación del controlador PID digital con perturbación y ruido.

Agregando el mismo ruido, como lo que se hizo en la sección 3.9.3 y para los resultados de la simulación, se puede referir a la figura 3.28. Se puede ver que después de añadir ruido, el voltaje de salida de salida del sistema no es logra ser muy estable como sucedió en la sección 3.9.3. En la figura 3.29 se observa que el voltaje de salida del sistema está alejado del voltaje referencial y que el voltaje de salida del controlador (d) está cerca de 0.280 V pero no lograr estabilizarse, se observa leves variaciones lo que indica que no es tan estable.

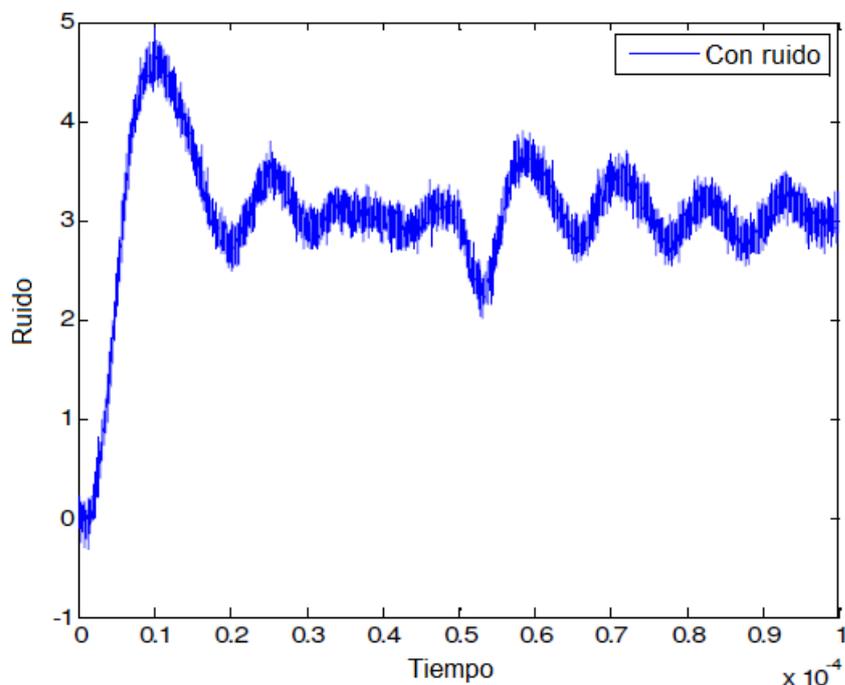


Figura 3. 28: Salida de simulación para el controlador PID digital con perturbación y ruido.

Elaborado por: Autor.

La simulación necesita probar resistencias grandes y observar la calidad del controlador, para esta prueba en la figura 3.29 se muestra el resultado de la simulación después de añadir ruido, y como se dijo hay variaciones que tomaría el nombre de oscilaciones. Finalmente, en comparación con el controlador polinomial, el controlador PID no alcanzó el voltaje de referencia dado 3.3 V. Mientras que el controlador polinomial funcionó bien con el voltaje de referencia.

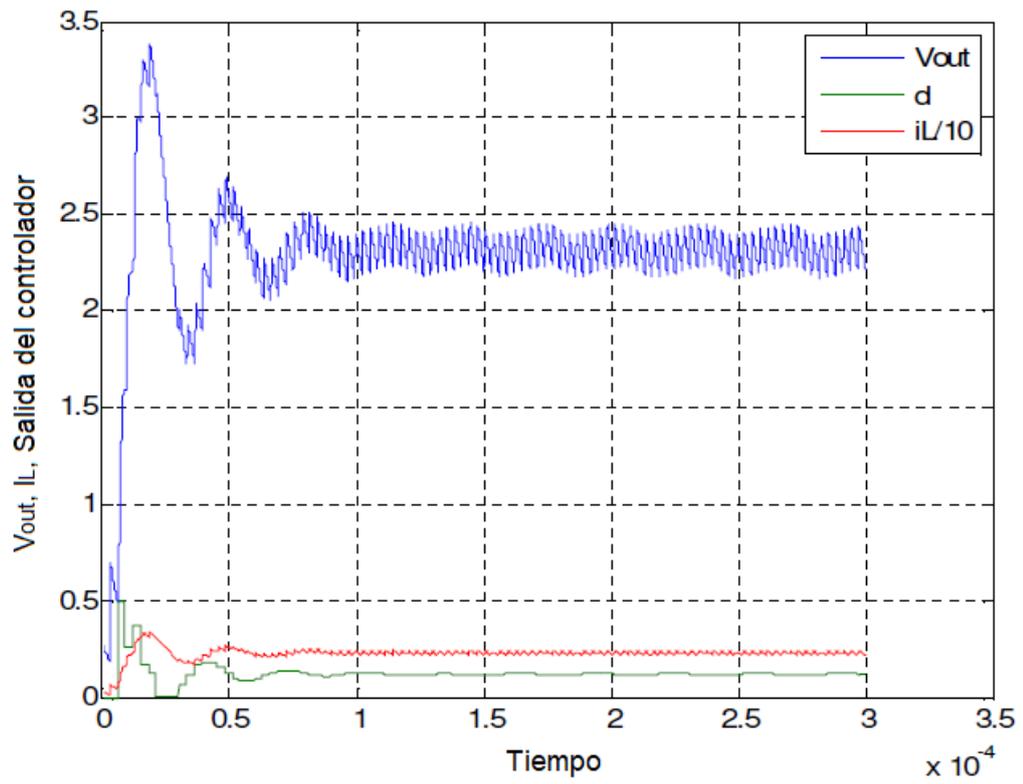


Figura 3. 29: Salida de simulación del controlador PID digital con perturbación y ruido, con gran resistencia.
Elaborado por: Autor.

Conclusiones.

- Se ha diseñado un modelo de Simulink del convertidor Buck para generar la salida necesaria para el sistema reductor (Buck), para obtener la salida requerida del sistema, se utilizó un voltaje de referencia. Aquí, el voltaje de referencia es el parámetro clave para verificar el rendimiento de estos controladores (polinomial y PID), y los bloques del controlador fueron correctamente implementados en el software MatLab/Simulink y fueron corroborados mediante los resultados de simulación.
- El método de diseño es el mismo para los dos controladores, es decir, polinomial y PID. El controlador polinomial implicó un diseño sencillo utilizando la planta $B(z)/A(Z)$ y los parámetros $c1$, $c2$, $d0$, $d1$ y $d2$. Pero en el controlador PID digital, fue considerado en el diseño utilizando tres parámetros: proporcional, integral y derivativo.
- Según el punto de vista de los resultados, el controlador polinomial funcionó mucho mejor que los controladores PID. Las simulaciones muestran que el controlador polinomial alcanza muy bien el voltaje de referencia, donde el resultado de los controladores PID no difiere mucho al cumplir con el voltaje de referencia requerido. Por lo tanto, se concluye que el diseño y los resultados del controlador Polinomial fueron mejores que los controladores PID.

Recomendaciones.

Se proponen las siguientes recomendaciones que surgen de los resultados obtenidos,

- Para el rendimiento del sistema podría probarse a través de otros controladores, como el algoritmo de mínimo cuadrado recursivo (RLS), y algoritmo de mínimo cuadrado medio (LMS).

- Se podría realizar la comparativa de los controladores PID, y PD utilizando el método del lugar de las raíces.

- El modelo de orden reducida podría utilizarse para probar el comportamiento del convertidor reductor.

Bibliografía

- Caldo, R. B., & Yap, R. Y. (2013). Design, development and implementation of a fuzzy logic controller for DC-DC Buck and Boost converter in an FPGA. *2013 International Conference on Control, Automation and Information Sciences (ICCAIS)*, 73–78. <https://doi.org/10.1109/ICCAIS.2013.6720533>
- Cova, W. (2005). *Control PID: Un enfoque descriptivo* (Universidad Tecnológica Nacional).
- Durgadevi, K., & Karthik, R. (2018). Performance Analysis of Zeta Converter Using Classical PID and Fractional Order PID Controller. *2018 International Conference on Power, Energy, Control and Transmission Systems (ICPECTS)*, 312–317. <https://doi.org/10.1109/ICPECTS.2018.8521573>
- Gawthrop, P. J., & McGookin, E. (2004). A LEGO-based control experiment. *IEEE Control Systems*, 24(5), 43–56. <https://doi.org/10.1109/MCS.2004.1337857>
- Maity, S., Ghosh, S., Pal, R., Saha, S., Samanta, S., Guha, S., Mondal, R., Sau, R., Pan, S., Das, A., & Maity, J. (2019). Performance Analysis of Fuzzy Logic Controlled DC-DC Converters. *2019 International Conference on Communication and Signal Processing (ICCSP)*, 0165–0171. <https://doi.org/10.1109/ICCSP.2019.8698113>
- Ogata, K. (2010). *Modern control engineering* (5th ed). Prentice-Hall.
- Palaniyappan, T. K., Yadav, V., Ruchira, Tayal, V. K., & Choudekar, P. (2018). PID Control Design for a Temperature Control System. *2018 International Conference on Power Energy, Environment and Intelligent Control (PEEIC)*, 632–637. <https://doi.org/10.1109/PEEIC.2018.8665469>

- Patel, H. B., & Chaphekar, S. (2012). Developments in PID Controllers: Literature Survey. *Computer Science*.
- Pinheiro, A. L. D. S., & Silva, T. D. L. E. (2018). *Protótipo para um Sistema de Captação de Energia Solar Fotovoltaica com Controle PID e MPPT*. <https://doi.org/10.13140/RG.2.2.34250.31684>
- Riley, H. B., & Celenk, M. (2017). IR sensing embedded system development for prototype mobile platform for autonomous convoy. *2017 IEEE 2nd International Conference on Signal and Image Processing (ICSIP)*, 441–445. <https://doi.org/10.1109/SIPROCESS.2017.8124580>
- Swathy, K., Jantre, S., Jadhav, Y., Labde, S. M., & Kadam, P. (2018). Design and Hardware Implementation of Closed Loop Buck Converter Using Fuzzy Logic Controller. *2018 Second International Conference on Electronics, Communication and Aerospace Technology (ICECA)*, 175–180. <https://doi.org/10.1109/ICECA.2018.8474570>
- Xiao, W., & Dunford, W. G. (2004). Fuzzy logic auto-tuning applied on DC-DC converter. *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004*, 3, 2661–2666. <https://doi.org/10.1109/IECON.2004.1432226>



DECLARACIÓN Y AUTORIZACIÓN

Yo, **Jaramillo Miranda, Josuell Paul** con C.C: # 075016893-2 autor del Trabajo de Titulación: **Implementación de controladores polinómicos y PID digitales para un convertidor reductor (Buck) usando el entorno Simulink** previo a la obtención del título de **INGENIERO ELECTRÓNICO EN CONTROL Y AUTOMATISMO** en la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.

1.- Declaro tener pleno conocimiento de la obligación que tienen las instituciones de educación superior, de conformidad con el Artículo 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior, de entregar a la SENESCYT en formato digital una copia del referido trabajo de titulación para que sea integrado al Sistema Nacional de Información de la Educación Superior del Ecuador para su difusión pública respetando los derechos de autor.

2.- Autorizo a la SENESCYT a tener una copia del referido trabajo de titulación, con el propósito de generar un repositorio que democratice la información, respetando las políticas de propiedad intelectual vigentes.

Guayaquil, 14 de septiembre del 2020

f. 

Jaramillo Miranda, Josuell Paul

C.C: 075016893-2

REPOSITORIO NACIONAL EN CIENCIA Y TECNOLOGÍA

FICHA DE REGISTRO DE TESIS/TRABAJO DE TITULACIÓN

TÍTULO Y SUBTÍTULO:	Implementación de controladores polinómicos y PID digitales para un convertidor reductor (Buck) usando el entorno Simulink		
AUTOR(ES)	Jaramillo Miranda, Josuell Paul		
REVISOR(ES)/TUTOR(ES)	M. Sc. Córdova Rivadeneira, Luis Silvio		
INSTITUCIÓN:	Universidad Católica de Santiago de Guayaquil		
FACULTAD:	Facultad de Educación Técnica para el Desarrollo		
CARRERA:	Ingeniería Electrónica en Control y Automatismo		
TITULO OBTENIDO:	Ingeniero Electrónico en Control y Automatismo		
FECHA DE PUBLICACIÓN:	14 de septiembre del 2020	No. DE PÁGINAS:	52
ÁREAS TEMÁTICAS:	Teoría de Control, Controles Electrónicos y Control de Movimiento		
PALABRAS CLAVES/ KEYWORDS:	Controladores, Convertidor, Reductor, Voltaje, Polinomial, PID		
RESUMEN/ABSTRACT (150-250 palabras):			
<p>Los convertidores Buck son convertidores reductores, donde el voltaje de salida es menor que el voltaje de entrada. El convertidor Buck DC a DC es un circuito de electrónica de potencia que convierte un valor de voltaje en otro valor con un nivel de reducción. El voltaje en este tipo de convertidores se controla mediante conmutación almacenando energía en el circuito y luego liberándola a la salida a un nivel de voltaje dado. Las investigaciones de los controladores requieren del uso de herramientas computacionales ya que no se requiere de mayor inversión en la implementación simulada. Por tanto, en este trabajo de titulación se explica la implementación de sistemas de control polinomial y PID (Proporcional-Integral-Derivativo) para convertidores Buck DC a DC conocido como un convertidor reductor utilizando la herramienta de simulación MatLab/Simulink. Donde el propósito principal de esta investigación fue controlar el voltaje de salida mediante el empleo de dos técnicas de control, polinomial y PID.</p>			
ADJUNTO PDF:	<input checked="" type="checkbox"/> SI	<input type="checkbox"/> NO	
CONTACTO CON AUTOR/ES:	Teléfono: +593 97 880 1865	E-mail: josuell_paul@hotmail.es	
CONTACTO CON LA INSTITUCIÓN: COORDINADOR DEL PROCESO DE UTE	Nombre: Palacios Meléndez, Edwin Fernando		
	Teléfono: +593-9-67608298		
	E-mail: edwin.palacios@cu.ucsg.edu.ec		
SECCIÓN PARA USO DE BIBLIOTECA			
Nº. DE REGISTRO (en base a datos):			
Nº. DE CLASIFICACIÓN:			
DIRECCIÓN URL (tesis en la web):			