



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA
FUENTE DE CORRIENTE POR CONTROL
RETROALIMENTADO

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

INGENIERA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

P R E S E N T A:

ANAID JENNIFER CRUZ MIRANDA

DIRECTOR DE TESIS:

DR. GERARDO RENÉ ESPINOSA PÉREZ



CIUDAD UNIVERSITARIA, Cd Mx., 2016.



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Índice general

Índice de figuras	4
Índice de tablas	6
1. Introducción	1
1.1. Motivación y antecedentes	1
1.2. Planteamiento del problema	2
1.3. Contribuciones	3
1.4. Estructura de la tesis	3
2. Preliminares	5
2.1. Control	5
2.1.1. Representación de un sistema entrada-salida	5
2.1.2. Sistemas de primer orden	7
2.1.3. Representación en espacio de estado	7
2.1.4. Controladores PI	9
2.2. Electrónica	13
2.2.1. Reguladores de Voltaje	13
2.2.2. Reguladores de Corriente	15
2.2.3. Analogía entre una fuente de voltaje y una fuente de corriente	16
3. Análisis y diseño de la fuente de corriente	17
3.1. Proposición de diseño	17
3.2. Implementación	18
3.2.1. Fuente de alimentación	18
3.2.2. Regulador de voltaje LM317	19
3.2.3. Sensor de corriente LTS15-NP	20
3.2.4. Tarjeta dSPACE	23
4. Plataforma Experimental	24
4.1. Caracterización del regulador LM317	24
4.1.1. Prueba en lazo abierto	24
4.1.2. Modelo del regulador	30
4.1.3. Prueba con el modelo obtenido	34
4.1.4. Representación en variables de estado	37

4.2. Diseño de los Controladores	38
4.2.1. Diseño Control PI	38
4.2.2. Diseño del controlador PI con base en el modelo	39
5. Evaluación Experimental	42
5.1. Controlador PI-Ideal	43
5.1.1. Potencia constante, carga variable	43
5.1.2. Potencia variable, carga constante	45
5.2. Controlador PI basado en el modelo	47
5.2.1. Potencia constante, carga variable	47
5.2.2. Potencia variable, carga constante	48
5.3. Comparación de controladores	50
5.3.1. Potencia	50
5.3.2. Control	51
5.3.3. Error	53
6. Conclusiones	55
6.1. Trabajo a futuro	56
A. Voltaje de entrada variable en el regulador LM317	57
A.1. Prueba en lazo abierto	57
B. dSPACE	60
Bibliografía	63

Índice de figuras

2.1.	Representación de un sistema una entrada-una salida.	5
2.2.	Representación de un sistema entrada-salida en el dominio de Laplace.	6
2.3.	Diagrama en bloques de un sistema junto con un controlador PI. . .	10
2.4.	Diagrama funcional del regulador LM317.	13
2.5.	Circuito Darlington.	14
3.1.	Configuración para regular corriente.	17
3.2.	Esquema general de funcionamiento.	18
3.3.	Diagrama de bloques de una fuente de voltaje.	19
3.4.	Circuito básico del regulador LM317	20
3.5.	Principio operacional del sensor de corriente LTS15-NP	21
3.6.	Principio operacional del sensor de corriente LTS15-NP	21
3.7.	Acondicionamiento de la de la señal del sensor de corriente.	22
3.8.	Circuito de trabajo.	23
4.1.	Circuito del regulador LM317	25
4.2.	Relación del ancho de pulso de una señal PWM con el LED.	26
4.3.	V_{out} experimental, sujeto a variaciones de ancho de pulso de una señal PWM.	27
4.4.	Respuesta a entrada escalón con PWM=0.	28
4.5.	Respuesta a entrada escalón con PWM=0.2.	28
4.6.	Respuesta a entrada escalón con PWM=0.4.	29
4.7.	Respuesta a entrada escalón con PWM=0.6.	29
4.8.	Respuesta a entrada escalón con PWM=0.8.	29
4.9.	Método gráfico para la obtención de la constante de tiempo τ con PWM=0.	31
4.10.	Método gráfico para la obtención de la constante de tiempo τ con PWM=0.2.	31
4.11.	Método gráfico para la obtención de la constante de tiempo τ con PWM=0.4.	31
4.12.	Método gráfico para la obtención de la constante de tiempo τ con PWM=0.6.	32
4.13.	Método gráfico para la obtención de la constante de tiempo τ con PWM=0.8.	32

4.14. Prueba en lazo abierto con la función de transferencia obtenida.	35
4.15. Comparación de la respuesta $G(s)$ con la respuesta experimental obtenida, con PWM=0.	35
4.16. Comparación de la respuesta $G(s)$ con la respuesta experimental obtenida, con PWM=0.2.	35
4.17. Comparación de la respuesta $G(s)$ con la respuesta experimental obtenida, con PWM=0.4.	36
4.18. Comparación de la respuesta $G(s)$ con la respuesta experimental obtenida, con PWM=0.6.	36
4.19. Comparación de la respuesta $G(s)$ con la respuesta experimental obtenida, con PWM=0.8.	36
5.1. Diagrama en bloques del control PI Ideal.	43
5.2. Diagrama en bloques del control PI.	43
5.3. Potencia del controlador PI-ideal con variación de carga	44
5.4. Señal de control del controlador PI-ideal con variación de carga	44
5.5. Error del controlador PI-ideal con variación de carga	45
5.6. Potencia del controlador PI-ideal con variación de potencia	45
5.7. Señal de control del controlador PI-ideal con variación de potencia	46
5.8. Error del controlador PI-ideal con variación de potencia	46
5.9. Potencia del controlador PI con variación de carga	47
5.10. Señal de control del controlador PI con variación de carga	48
5.11. Error del controlador PI con variación de carga	48
5.12. Potencia del controlador PI con variación de potencia	49
5.13. Señal de control del controlador PI con variación de potencia	49
5.14. Error del controlador PI con variación de potencia	50
5.15. Comparación de la señal de potencia con variación de carga	50
5.16. Comparación de la señal de potencia con variación de potencia	51
5.17. Comparación de la señal de error con variación de carga.	52
5.18. Comparación de la señal de error con variación de potencia.	53
5.19. Comparación de la señal de error con variación de carga	54
5.20. Comparación de la señal de error con variación de potencia	54
A.1. Circuito empleado para variaciones del V_{in} en el regulador.	57
A.2. Respuestas a entrada escalón con diferentes variaciones de V_{in}	59
B.1. Respuestas a entrada escalón con diferentes variaciones de PWM.	61

Índice de tablas

4.1. Variación de una señal PWM y el voltaje de ajuste medido.	25
4.2. Ancho de pulso de la señal PWM y voltaje de salida medido.	26
4.3. Ancho de pulso de la señal PWM y valores de R_2 obtenidos.	26
4.4. Ancho de pulso de la señal PWM y valores de τ obtenidos.	32

1 | Introducción

1.1. Motivación y antecedentes

En el campo de la electrónica un voltaje constante de DC ¹ se obtiene a partir de un voltaje de AC ² mediante la rectificación del voltaje de AC, para luego ser filtrado a un nivel de DC y por último ser regulado para obtener el voltaje de DC deseado. La regulación de voltaje, por lo general se obtiene a partir de un circuito integrado (CI) regulador de voltaje, que toma un voltaje de DC y proporciona un voltaje de DC un tanto menor, pero que permanece constante, incluso si el voltaje de DC de entrada varía o si la carga de salida conectada al voltaje de DC cambia.

En la actualidad, al momento de requerir información sobre la regulación de corriente, la información que existe dentro de la literatura no resulta ser suficiente, ya que la mayoría se concentra en la regulación de voltaje. Exhibiendo serias desventajas acerca de la implementación de los circuitos para la regulación de corriente ya que implican demasiados componentes y no una sencilla implementación.

La importancia de regular corriente radica en que actualmente en la industria existen diversas aplicaciones que demandan un suministro de corriente constante y no una regulación en la que al momento de conectar una carga la corriente proporcionada disminuya por este hecho. Dentro de las aplicaciones que se mencionan, se encuentra la empleada en el campo de la electrónica de potencia como los son los convertidores de potencia por fuente de corriente, los cuales para tener un buen funcionamiento requiere una fuente de corriente constante a la entrada del convertidor.

Este tema también es abordado en el artículo [1] en el que desarrollan un controlador que se utiliza en los sistemas de energía para regular la tensión de una línea de transmisión y aumentar la capacidad de transmisión de potencia, mediante un convertidor de fuente de voltaje, VSC ³. Sin embargo, siendo un

¹Por sus siglas en inglés, Direct Current

²Por sus siglas en inglés, Alternating Current

³Por sus siglas en inglés, Voltage Source Converter

dispositivo de inyección de corriente, su rendimiento puede ser mejorado por un convertidor de fuente de corriente, CSC ⁴, que pueda generar una corriente controlable directamente en sus terminales de salida.[1]

El empleo de una fuente de corriente no solamente es de utilidad dentro del ámbito de la electrónica de potencia sino también dentro del entorno de la ingeniería biomédica. Las aplicaciones dentro de este campo son bastas, como lo es un desfibrilador que envía impulsos de corriente al corazón cuando este deja de funcionar, la electromiografía en la que se envían estímulos de corriente a los músculo para observar la capacidad de respuesta ante estos estímulos o la aplicación que se presenta en el artículo [2] donde muestran un neuroestimulador de corriente constante de bajo costo.

Estos son solo ejemplos en los que se destacan la importancia de la regulación de corriente, por lo consecuente es que se decidió elaborar una fuente de corriente que cubriera todas estas necesidades, teniendo como principal finalidad la regulación de corriente que se mantenga constante bajo cualquier variación de carga que se conecte y cubrir el requisito de elaborar un circuito a la vez sencillo de implementar y cuyo costo de realización sea bajo.

1.2. Planteamiento del problema

El problema que se pretende abordar en esta tesis es el de la evaluación experimental de un esquema de control aplicado a una fuente de corriente. Se pretende desarrollar el diseño del sistema de tal forma que sea fácil la implementación de los controladores para el usuario. A partir de esto se definen los siguientes objetivos:

- Diseñar e implementar una fuente de corriente que suministre la corriente deseada de una manera constante, sin que al conectar cualquier tipo de carga ésta disminuya.
- Acondicionar y poner en marcha la instrumentación necesaria para el funcionamiento del sistema.
- Obtener un modelo matemático que represente la dinámica del regulador así como, diseñar y validar un esquema de control para implementarlo en la fuente de corriente.
- Integrar todos los elementos antes mencionados y evaluar el comportamiento del sistema en conjunto con los controladores PI propuestos.

⁴Por sus siglas en ingles, Current Source Converter

1.3. Contribuciones

Las contribuciones de este trabajo de tesis se pueden dividir dentro de tres sectores principales:

1. El diseño e implementación de una fuente de corriente que proporcione la corriente deseada de forma constante independientemente de las fluctuaciones de la entrada o los cambios de carga que se presenten. Este trabajo incluye a su vez, el diseño y elaboración de las diferentes etapas que la conforman, es decir, la elaboración del circuito y la programación del controlador que utiliza.
2. La obtención de un modelo matemático que exprese el comportamiento del regulador de voltaje LM317 en su representación entrada-salida, así como en variables de estado; del cual a la fecha en la literatura no se conoce algún modelo matemático que exprese el comportamiento dinámico de esta clase de dispositivos.
3. La propuesta de dos algoritmos de control PI para regulación de potencia, de los cuales la validación del esquema de control se encuentra sustentada tanto en simulación como de forma experimental, cuando el esquema de control se encuentra sujeto a diferentes cambios de carga requiriendo una corriente deseada constante y manteniendo una carga constante demandando diferentes magnitudes de potencia.

1.4. Estructura de la tesis

Lo que continúa del presente trabajo se divide de la siguiente manera:

En el Capítulo 2 se presentan todas las bases teóricas de control y electrónica que se utilizaron. En el desarrollo del trabajo, se aborda lo que es la representación entrada-salida de un sistema, características de un sistema de primer orden, representación en variables de estado y todo lo relacionado con los controladores PI. Después, se explica todo lo referente a los reguladores de voltaje, reguladores de corriente y se realiza una analogía entre las fuentes de voltaje y las fuentes de corriente.

En el Capítulo 3 se encuentra la propuesta de diseño para la elaboración de la fuente de corriente así como la comparación con otros diseños. Posteriormente se detallan todas las etapas que conforman la fuente de corriente, explicando el funcionamiento de los elementos electrónicos que se utilizaron y la razón de su implementación.

En el Capítulo 4 se aborda la caracterización del regulador LM317, en el que

se incluyen todas las pruebas que se realizaron para obtener el modelo matemático que lo representara dinámicamente. También se muestran los gráficos de estos experimentos así como las pruebas que se realizaron con el modelo obtenido. Asimismo se presentan el diseño del controlador a implementar en la fuente de corriente así como su simulación.

En el capítulo 5 se encuentran los resultados de simulación y los resultados de experimentación correspondientes al sistema de control propuesto. También se proporcionan gráficos para que sea más fácil apreciar el desempeño logrado por el controlador.

Finalmente en el capítulo 6 se presentan las conclusiones generales de este trabajo de tesis después de la evaluación experimental, así como una propuesta de trabajo a futuro a realizarse como consecuencia de este proyecto.

Se anexan 2 apéndices a manera de que sirvan para un análisis más profundo, en caso de que así se deseé. Estos apéndices se refieren a una de las pruebas realizadas para la caracterización del regulador y a la tarjeta utilizada en los experimentos para la adquisición de datos en tiempo real.

2 | Preliminares

2.1. Control

Antes de la implementación de cualquier tipo de controlador, es necesario conocer conceptos y ecuaciones que rigen a un sistema de primer orden. En esta sección se exponen las bases matemáticas y la explicación de los controladores utilizados para la comprensión del funcionamiento del sistema.

2.1.1. Representación de un sistema entrada-salida

Un sistema puede definirse conceptualmente como un ente que recibe acciones externas o variables de entrada, cuya respuesta a estas acciones externas es la denominada variable de salida.

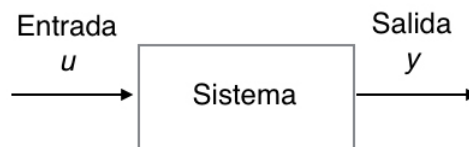


Figura 2.1: Representación de un sistema una entrada-una salida.

De acuerdo con Kuo [3], un sistema de control es un tipo de sistema que se caracteriza por la presencia de una serie de elementos que permiten influir en el funcionamiento del sistema, cuyo objetivo es controlar las salidas en alguna forma prescrita mediante las entradas a través de los elementos del sistema de control.

Obtener el modelo matemático de un sistema es indispensable para realizar un estudio cualitativo del comportamiento del sistema, para que así de esta manera se pueda predecir y controlar la evolución del sistema. Para obtener el modelo de un sistema es necesario analizar el efecto de la variación de los parámetros que comprenden al sistema y estudiar el efecto de las entradas sobre la evolución del sistema.

Para lograr esto es imprescindible conocer la dinámica del sistema a partir de

ecuaciones que relacionen el comportamiento de una variable respecto a otra. La planta, que es cualquier objeto físico que ha de ser controlado, puede ser representada por un conjunto de ecuaciones integro-diferenciales de n -ésimo orden con coeficientes lineales invariantes en el tiempo que relacionan la variable de entrada con la variable de salida de la forma:

$$\frac{d^n}{dt^n}y(t) + a_n \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}}y(t) + \dots + a_1 y(t) = b_{m+1} \frac{d^m}{dt^m}u(t) + \dots + b_1 u(t) \quad (2.1)$$

donde:

- a_i y b_i son constantes.
- $u(t)$ es la entrada.
- $y(t)$ es la salida.

En general, como ya se había mencionado, un proceso recibe una entrada $u(t)$ y genera una salida $y(t)$. Si llevamos estas señales al dominio de Laplace tendremos una entrada $U(s)$ que genera una salida $Y(s)$. La función que relaciona la salida con la entrada se denomina función de transferencia $G(s)$.

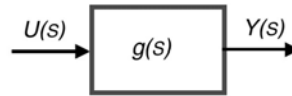


Figura 2.2: Representación de un sistema entrada-salida en el dominio de Laplace.

De modo que $Y(s) = G(s)U(s)$.

Ahora, utilizando la transformada de Laplace para convertir la ecuación integro-diferencial (2.1) en una ecuación algebraica y considerando que las condiciones iniciales son iguales a cero, se obtiene la siguiente expresión.

$$Y(s) [s^n + a_n s^{n-1} + \dots + a_1] = U(s) [b_{m+1} s^m + \dots + b_1] \quad (2.2)$$

Relacionando de la salida $Y(s)$ con la entrada $U(s)$ de la ecuación 2.2, se obtiene la denominada función de transferencia quedando de la forma:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_{m+1} s^m + \dots + b_1}{s^n + a_n s^{n-1} + \dots + a_1} \quad n > m \quad (2.3)$$

2.1.2. Sistemas de primer orden

Se denominan sistemas de primer orden a aquellos en los que en la ecuación general aparece solamente la primera derivada del lado izquierdo (el de la variable de estado), reduciéndose al formato siguiente:

$$\tau \frac{dy}{dt} + y = ku \quad (2.4)$$

Donde,

k: Se denomina ganancia del proceso y

τ : Es la constante de tiempo del sistema.

En general encontraremos que la ecuación está escrita en función de las variables respecto al valor de estado estacionario. Por lo tanto en general $y(0) = 0$, $u(0) = 0$. Utilizando transformadas de Laplace:

$$\begin{aligned} \tau [sY(s) - y(0)] + Y(s) &= kU(s) \\ \tau sY(s) + Y(s) &= kU(s) \\ (\tau s + 1)Y(s) &= kU(s) \\ Y(s) &= \frac{k}{\tau s + 1}U(s) \\ Y(s) &= G(s)U(s) \end{aligned}$$

$$G(s) = \frac{k}{\tau s + 1} \quad (2.5)$$

2.1.3. Representación en espacio de estado

Con la representación en espacio de estado tenemos la capacidad de conocer y controlar en cierta medida la dinámica interna de un sistema y su respuesta. Este método principia con la selección de las variables de estado, las cuales deben de ser capaces en conjunto de determinar las condiciones de la dinámica del sistema para todo tiempo. Pueden existir varias representaciones en variables de estado para un sistema. En forma general, un sistema visto en espacio de estado tiene la siguiente forma:

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t) \quad (2.6)$$

donde,

- $x \in R^n$ y $u \in R^m$
- $\dot{x} = \frac{dx}{dt}$
- f y g generalmente son mapeos suaves de la clase C^∞

A la Ecuación (2.6) se le llama ecuación del espacio de estado. Para realizar esta representación, se necesita manipular las ecuaciones físicas del modelo del sistema, de tal forma que se pueda obtener la razón de cambio respecto al tiempo de cada variable de estado seleccionada.

De acuerdo con Richard Dorf [7], el concepto de estado podría definirse de la siguiente manera:

El estado de un sistema al tiempo t_0 es la cantidad de información que junto con una entrada $u [t_0, \infty)$, permite determinar el comportamiento del sistema de manera única para cualquier $t \geq t_0$.

Interpretándolo de otra manera:

El estado de un sistema dinámico es el conjunto más pequeño de variables, denominadas variables de estado, tales que el conocimiento de esas variables en $t = t_0$, conjuntamente con el conocimiento de la entrada para $t > t_0$ determinan completamente el comportamiento del sistema para cualquier $t > t_0$.

Las *variables de estado*, son las variables que constituyen el conjunto más pequeño de variables que determinan el estado de un sistema dinámico. Si se requieren al menos n variables (x_1, x_2, \dots, x_n) para describir completamente el comportamiento de un sistema dinámico, se dice que el sistema es de orden n .

Sistemas Lineales Invariantes en el tiempo

Un sistema invariante en el tiempo, es aquel sistema que tiene parámetros fijos o estacionarios con respecto al tiempo, es decir, sus características no cambian al pasar el tiempo o dicho de otra forma, sus propiedades son invariantes con traslaciones en el tiempo. Cuando se trata de esta clase de sistemas la ecuación (2.6) se transforma de la manera:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (2.7)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \vdots \\ \dot{x}_n(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & \dots & b_{1m} \\ b_{21} & b_{22} & \dots & b_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{n1} & b_{n2} & \dots & b_{nm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \\ \vdots \\ u_n(t) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \vdots \\ y_n(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & \dots & c_{1n} \\ c_{21} & c_{22} & \dots & c_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{n1} & c_{n2} & \dots & c_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & \dots & d_{1m} \\ d_{21} & d_{22} & \dots & d_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{n1} & d_{n2} & \dots & d_{nm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \\ \vdots \\ u_n(t) \end{bmatrix}$$

De las ecuaciones (2.7) y (2.8):

\dot{x} : Es el vector derivada en el tiempo de las variables de estado.

u : Es el vector de entrada, también denominado de control.

y : Es el vector de salida.

A : Es la matriz de estado.

B : Es la matriz de entrada.

C : Es la matriz de salida.

D : Es la matriz de transmisión directa, por simplicidad se toma la matriz igual a cero.

A continuación se muestra una secuencia muy común para obtener el espacio de estado:

- I Identificar completamente el sistema, es decir, conocer que es lo que hace el sistema, establecer las variables de interés y su comportamiento.
- II Definir las ecuaciones diferenciales que representen el comportamiento del sistema.
- III Seleccionar las variables de estado, que son las variables mínimas que determinan el comportamiento dinámico del sistema.
- IV Encontrar la dinámica de cada estado, es decir, encontrar la razón de cambio respecto al tiempo de cada variable de estado.
- V Desarrollar el arreglo de las dinámicas del estado como en las ecuaciones (2.7) y (2.8).

2.1.4. Controladores PI

Un controlador PI es un mecanismo de control por realimentación utilizado ampliamente en sistemas de control industrial. Este tipo de controlador calcula el error entre un valor medido y un valor deseado hasta lograr hacerlo nulo. El algoritmo del control PI consiste de dos parámetros distintos: el proporcional y el integral, el primero depende del error actual mientras que el segundo depende de los errores pasados.

Estructura de un controlador PI

Ahora, considerando un lazo de control de una entrada y una salida como el de la Figura 2.3:

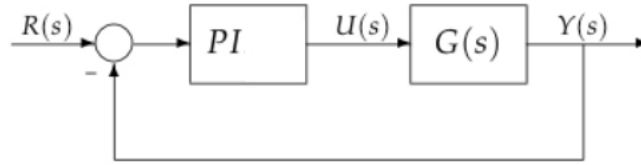


Figura 2.3: Diagrama en bloques de un sistema junto con un controlador PI.

Los elementos que conforman los controladores PI, incluyen dos acciones: *proporcional* (P) e *integral* (I), que en seguida se detallan:

- **P:** Acción de control proporcional, da una salida del controlador que es proporcional al error, es decir:

$$u(t) = K_p e(t) \qquad Cp(s) = K_p \qquad (2.9)$$

donde K_p es una ganancia proporcional ajustable. Un controlador proporcional puede controlar cualquier planta estable, sin embargo posee desempeño limitado y error en estado estacionario.

- **I:** Acción de control integral, da una salida del controlador que es proporcional al error acumulado:

$$u(t) = K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \qquad Ci(s) = \frac{K_i}{s} \qquad (2.10)$$

La señal de control $u(t)$ tiene un valor diferente de cero cuando la señal de error $e(t)$ es cero. Por lo que se concluye que dada una referencia constante o perturbaciones, el error en estado estacionario es cero.

- **PI:** Acción de control proporcional-integral, se define mediante:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_i}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau \qquad (2.11)$$

donde T_i se denomina tiempo integral y es quien ajusta la acción integral. La función de transferencia resulta:

$$G(s) = K \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \qquad (2.12)$$

Con un control proporcional, es necesario que exista error para tener una acción de control distinta de cero. Con la acción integral, la señal de entrada $u(t)$ va cambiando hasta que el error sea cero.

En la actualidad muchos de los controladores industriales solo tienen acción PI, ya que se ha demostrado que un control proporcional-integral es adecuado para todos los procesos donde la dinámica es esencialmente de primer orden.

Algoritmos PI

El nombre o siglas utilizadas para identificar el tipo de controlador, normalmente está relacionado con los modos de control que lo forman ya sea, proporcional (P) o integral (I). Sin embargo al combinarse estos modos, dan origen a diferentes algoritmos que pueden implementarse, entre estos se encuentran:

Controlador PI ideal: También conocido como algoritmo ISA, es el normalmente utilizado para ejemplificar el funcionamiento de un PI, está expresado por la siguiente ecuación:

$$G(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (2.13)$$

por lo que salida de un controlador de este tipo, en el dominio del tiempo es:

$$u(t) = K_C \left(1 + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau \right) \quad (2.14)$$

la cual muestra claramente cada uno de sus dos modos de control.

Controlador PI paralelo: En este algoritmo cada modo tiene un ajuste de ganancia independiente:

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{T_i s} \quad (2.15)$$

cuya ecuación en el dominio del tiempo es:

$$u(t) = K_p + \frac{K_i}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (2.16)$$

Controlador PID interactuante en serie: Este tipo de controlador interactuante es el resultado de formar un PID utilizando un PI en serie con un PD:

$$G(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) (1 + T_d s) \quad (2.17)$$

La diferencia entre la ecuación del controlador ideal y la de los controladores reales, surge desde la creación misma del controlador PID, ya que éste y la mayoría de los PID neumáticos y electrónicos analógicos, han sido fabricados utilizando la ecuación (2.17), dado que la misma permitió el uso de un solo amplificador. Es más, muchos fabricantes para mantener compatibilidad entre sus controladores neumáticos y/o electrónicos analógicos, con sus más recientes versiones digitales, han mantenido en estos últimos el algoritmo interactuante, aunque les sea igualmente fácil el representar uno ideal [9].

Por lo anterior y por simplicidad es que en este trabajo, el controlador empleado es un PI ideal.

Métodos de sintonización

La sintonización de los controladores Proporcional-Integral (PI), consiste en la determinación del valor de sus parámetros (K_p y T_i) para lograr un comportamiento del sistema de control aceptable, de tal manera que satisfaga el desempeño deseado.

Para poder realizar la sintonización del controlador, primero debe identificarse la dinámica del proceso, y a partir de ésta determinar los parámetros del controlador utilizando el método de sintonización adecuado [8].

Normalmente los métodos de sintonización se dividen en métodos de lazo abierto y lazo cerrado.

- **Método de lazo abierto** El controlador opera de manera manual. Realizando un cambio escalón a la salida del controlador se obtiene la curva de respuesta del proceso, a partir de la cual se identifica un modo para el mismo. Este modelo es la base para la determinación de los parámetros del controlador.
- **Método de lazo cerrado** El controlador opera de manera automática. Produciendo un cambio en el valor deseado se obtiene información del comportamiento dinámico del sistema para identificar un modelo de orden reducido para el proceso, para utilizarlo en el cálculo de los parámetros del controlador.

En contraste a los procedimientos de sintonización cuantitativos, donde los valores numéricos para la configuración de parámetros del controlador PI son obtenidos a través de la recopilación de datos y el análisis, un procedimiento de sintonización “heurístico” o de “prueba y error” es uno donde se siguen reglas generales para obtener resultados aproximados o cualitativos.

Las acciones que se realizan al aplicar este método heurístico es configurar inicialmente solo la acción proporcional y mantener la acción integral al mínimo, posteriormente cuando esta ganancia sea determinada, se fijará la ganancia de la acción integral, normalmente la ganancia de esta acción es pequeña. Todo esto se deberá realizar hasta lograr un balance entre una rápida acción de la señal para llegar al valor deseado y que el error entre el valor medido y el valor deseado llegue a cero en el menor tiempo posible.

2.2. Electrónica

En esta sección se exhibe lo concerniente a los reguladores de voltaje, exponiendo el diagrama funcional del regulador implementado, así como los diferentes tipos de circuitos integrados que existen para la regulación de voltaje. Se aborda el funcionamiento de los reguladores de corriente y se finaliza realizando una analogía entre una fuente de voltaje y una fuente de corriente.

2.2.1. Reguladores de Voltaje

Los reguladores de voltaje comprenden una clase de circuitos integrados (CI) ampliamente utilizados. Los reguladores de CI contienen los circuitos de referencia, el amplificador comparador, el dispositivo de control y la protección contra la sobrecarga. Las unidades de CI ofrecen la regulación de un voltaje fijo positivo o negativo o de un voltaje ajustable [10].

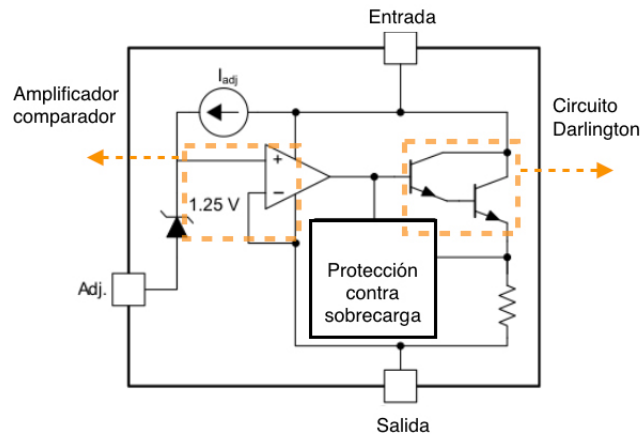


Figura 2.4: Diagrama funcional del regulador LM317.

En la Figura 2.4 obtenida de [11] se puede observar el diagrama funcional del regulador de voltaje ajustable LM317 empleado en este trabajo. Este CI contiene un bloque de protección contra el exceso de corriente y temperatura que, cuando se produce una sobrecarga el dispositivo apaga la etapa de salida del circuito Darlington NPN o reduce la corriente de salida para evitar daños en el dispositivo por la sobrecarga o por operar en un calor excesivo. El dispositivo se reiniciará automáticamente de la sobrecarga o bien, la salida puede ser reducida o alternada entre encendido y apagado hasta que se elimine la sobrecarga. [11]

De igual forma tiene una realimentación programable, conformada por un amplificador operacional con 1.25[V] de offset en el pin de ajuste por lo que proporciona voltaje o corriente de fácil programación. Para las aplicaciones de regulación, es necesario un arreglo de dos resistencias para fijar el voltaje de salida, de las cuales

se hablará posteriormente.

El circuito Darlington que se menciona es un arreglo especial de transistores que tiene una muy alta ganancia de corriente. Está compuesto por dos transistores bipolares comunes que se conectan en cascada, como se muestra en la siguiente ilustración:

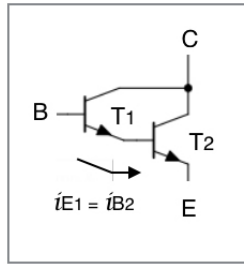


Figura 2.5: Circuito Darlington.

El circuito actúa de la siguiente manera, el transistor T_1 entrega la corriente que va por su emisor a la base del transistor T_2 . Es conocido que la ganancia de un transistor típico está dada por la ecuación $i_E = \beta i_B$. Analizando de la Figura 2.5 las ecuaciones para los transistores T_1 y T_2 respectivamente son:

$$i_{E_1} = \beta_1 i_{B_1} \quad (2.18)$$

$$i_{E_2} = \beta_2 i_{B_2} \quad (2.19)$$

Se puede deducir que la corriente del emisor del transistor T_1 es la misma corriente que entra a la base del transistor T_2 , por lo que:

$$i_{E_1} = i_{B_2} \quad (2.20)$$

sustituyendo la ecuación (2.20) en la ecuación (2.19) obtenemos que:

$$i_{E_2} = \beta_2 i_{E_1} \quad (2.21)$$

finalmente sustituyendo en la ecuación (2.21) se obtiene:

$$i_{E_2} = \beta_2 \beta_1 i_{B_1} \quad (2.22)$$

De esta última ecuación se puede concluir que esta configuración de transistores tiene una ganancia mucho mayor que la de un transistor común, ya que aprovecha la ganancia de los dos transistores al multiplicarlas. Esta configuración se utiliza ampliamente en circuitos en donde es necesario controlar corrientes grandes con corrientes muy pequeñas.

Asimismo el CI consta de tres terminales: una terminal de entrada en la que se aplica un voltaje de DC no regulado V_{in} , una terminal de ajuste y una terminal

de salida de la que se obtiene un voltaje de DC regulado, V_{out} . Para un regulador seleccionado, las especificaciones del dispositivo listan un rango de voltaje sobre el cual puede variarse el voltaje de entrada para mantener un voltaje de salida regulado sobre un rango de corriente de carga [10].

Reguladores de voltaje positivo fijo

Un regulador de tensión es un dispositivo electrónico diseñado para mantener un voltaje constante. Básicamente la función de un regulador de voltaje es proporcionar un voltaje estable especificado para alimentar otros circuitos a partir de un voltaje de entrada dado.

Dentro de los diferentes tipos de reguladores que existen se encuentran los reguladores de voltaje de la serie 78 que ofrecen voltajes fijos regulados que van de 5 a 24[V]. Siempre y cuando el voltaje de entrada, V_{in} varíe dentro de un rango aceptable, el voltaje de salida, V_{out} , permanecerá constante dentro de los límites especificados de variación de voltaje. Estos límites se detallan en las hojas de especificaciones que los fabricantes proporcionan [10].

Reguladores de voltaje negativo fijo

La serie de CI 7900 proporciona reguladores de voltaje negativo, similares a los que proporcionan voltaje positivos, ofrecen voltajes negativos fijos que van de los -5 a los -24[V]. Dependiendo del CI seleccionado, proporcionará el voltaje de salida especificado toda vez que el voltaje de entrada se mantenga mayor al voltaje de entrada mínimo. Por ejemplo el CI 7912 proporciona una cantidad de -12[V] mientras que la entrada a CI regulador sea más negativa que -14.6[V] [10].

Reguladores de voltaje ajustable

Este tipo de reguladores son muy sencillos de utilizar al igual que los reguladores antes mencionados. Los rangos de voltaje pueden variar desde 1.2 a 40[V] mediante la incorporación de dos resistores externos, mientras que la corriente puede variar desde 100[mA] hasta 3[A]. Los reguladores más utilizados son el LM337 para voltajes negativos, LM338 cuya corriente de salida alcanza hasta los 5[A], LM396 que puede proporcionar hasta 10[A] y el empleado en este trabajo para voltajes positivos que proporciona hasta 1.5[A], el CI LM317 del cuál se hablará detalladamente más adelante.

2.2.2. Reguladores de Corriente

Los reguladores de corriente en contraste con los reguladores de voltaje mantienen una corriente deseada en lugar de un voltaje fijo deseado, esto sin importar el tipo de carga conectado, viéndose únicamente limitado por la cantidad de voltaje que puede suministrar el regulador. Ya que el máximo voltaje que puede

suministrar un regulador ajustable se consigue dependiendo del voltaje diferencial $V_{in} - V_{out}$, en el que V_{in} es el voltaje de entrada y V_{out} es el voltaje de salida. Este voltaje diferencial debe hallarse dentro de un rango determinado dentro de las hojas de especificaciones para cada regulador.

2.2.3. Analogía entre una fuente de voltaje y una fuente de corriente

Como ya se ha comentado, el objetivo de una fuente de voltaje es mantener la tensión de salida constante, independientemente de las fluctuaciones de la entrada y dependiendo de la carga que se conecte se ajusta la corriente para satisfacer el voltaje demandado y cumplir con la Ley de Ohm, $V = Ri$.

Utilizando este concepto, se introduce una analogía con una fuente de corriente. En vez de mantener constante el voltaje de salida, ahora la finalidad es conservar la corriente constante, bajo las mismas circunstancias en las que independientemente de la entrada se mantenga la corriente deseada y que ahora, dependiendo de la carga que se conecte el voltaje se ajuste para que de manera similar a la fuente de voltaje ahora satisfaga la corriente requerida y siga cumpliendo con la Ley de Ohm.

A partir de estos conceptos, surge la idea concebida por [12] en el que se pretende utilizar un regulador de voltaje que en lugar de regular convencionalmente voltaje se utilice para regular corriente que mantenga las mismas cualidades previamente mencionadas.

3 | Análisis y diseño de la fuente de corriente

3.1. Proposición de diseño

Dentro de la electrónica existen configuraciones que se encargan o se especializan en proporcionar corriente ya sea para limitarla o para regularla. Como ejemplo está el circuito Darlington previamente mencionado, que es un arreglo de transistores conectados en cascada que tienen la cualidad de multiplicar la ganancia de sus transistores y por ende tener alta ganancia de corriente.

Otro ejemplo que se puede mencionar es aquel en el que se limita la corriente, es el circuito en el que se emplea el regulador de estudio en este trabajo, que en conjunto con un par de transistores y un resistor puede limitar la corriente dependiendo del valor que se le da a ese resistor.

Sin embargo el objeto de estudio que es de nuestro interés es la regulación de corriente. De igual forma hay una configuración con el regulador LM317 que se muestra en la Figura 3.1 que es capaz de regular corriente de acuerdo a la ecuación también mostrada. No obstante esta configuración sea capaz de proporcionar corriente dependiendo del valor del resistor que se conecte, tiene la desventaja de que cuando se conecta una carga a la salida del circuito la corriente no se mantiene constante y esto no coincide con el objetivo de este trabajo ya que la meta es mantener constante la corriente a pesar de la variación de carga que se le conecte.

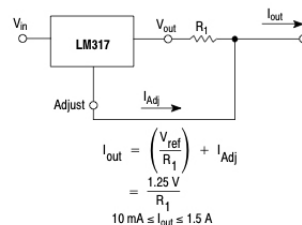


Figura 3.1: Configuración para regular corriente.

Acordado lo anterior, ahora se abordará el diseño y construcción de la fuente de corriente detallando, la implementación de ciertos dispositivos electrónicos así como, la finalidad de las etapas que la conforman como se puede observar en la Figura 3.2. En capítulos siguientes se precisará la obtención del modelo matemático del regulador y de igual forma se señalarán los controladores implementados para un funcionamiento adecuado de la fuente.

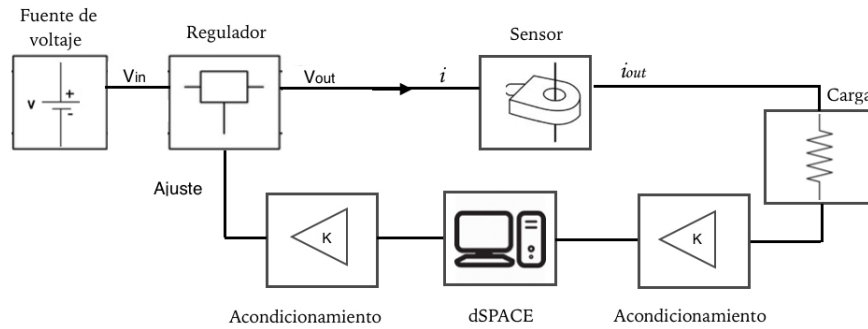


Figura 3.2: Esquema general de funcionamiento.

Explicando a grandes rasgos este proceso, dentro de las etapas que lo conforman está una fuente de voltaje que suministrará energía al circuito. Esta señal se introducirá al pin de entrada del regulador. Cabe mencionar que el regulador es el elemento más importante dentro del circuito, porque éste realiza la función de suministrar la corriente deseada al modificar el voltaje en el pin de ajuste. Posteriormente, se sensorá la corriente proveniente del voltaje de salida del regulador y se realizará un acondicionamiento de la señal para ser transmitida a la tarjeta dSPACE (de la cual se habla detalladamente en el Apéndice B). En esta etapa se aplica un control Proporcional-Integral, PI, a la señal de error resultante de la diferencia entre la corriente deseada y la corriente que circula por el circuito. En seguida, la señal resultante es nuevamente acondicionada para transmitirla al pin de ajuste del regulador de voltaje y realizar de nuevo el mismo proceso hasta obtener la corriente deseada.

3.2. Implementación

3.2.1. Fuente de alimentación

La fuente de alimentación es una fuente de voltaje que es un circuito que convierte voltaje de AC en voltaje de DC que proporciona energía al circuito. El funcionamiento de la fuente de voltaje se puede dividir dentro de cuatro etapas como se puede apreciar en la Figura 3.3, las cuales se describen a continuación:

Etapa 1. Consta del transformador que atenúa la señal proveniente del tomacorriente. En este caso se empleó un transformador que proporciona una señal

de 12 [V] a 2 [A]. Se decidió utilizar este transformador, porque el voltaje diferencial entrada-salida del regulador se encuentra dentro del rango en el que se recomienda trabajar de acuerdo con la hoja de datos de éste.

Etapa 2. Rectificación de la señal proveniente del transformador mediante un puente de diodos DB102 que soporta hasta 2 [A].

Etapa 3. Filtración de la señal rectificada de tal manera que se reduzca el voltaje de rizo, para lograr esto se utilizó un capacitor de 1000 [μ F].

Etapa 4. La señal obtenida de la filtración ingresa al regulador.

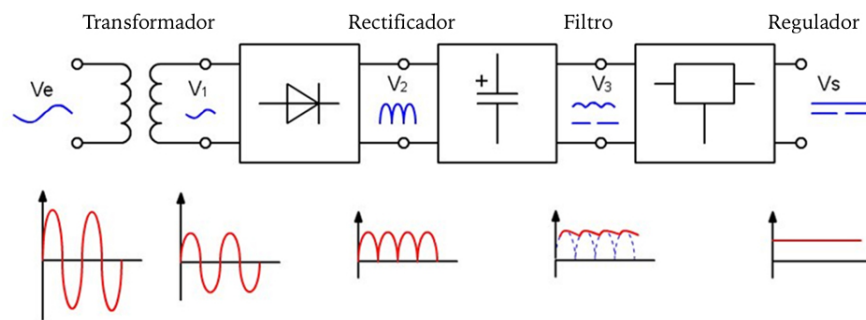


Figura 3.3: Diagrama de bloques de una fuente de voltaje.

3.2.2. Regulador de voltaje LM317

El regulador de tensión positiva ajustable LM317 es un dispositivo electrónico capaz de suministrar hasta 1.5 [A] en un rango de voltaje de salida de 1.2 [V] a 37 [V]. Además, emplea una corriente limitante interna y apagado térmico como protección, lo cual lo hace seguro al momento de implementarlo. Este regulador de voltaje es muy sencillo de utilizar y requiere solamente dos resistencias externas para ajustar la tensión de salida.

El regulador LM317 tiene una amplia variedad de aplicaciones, entre las que destaca y que es de nuestro especial interés, la de poder ser utilizado como un regulador de corriente de precisión.

Circuito básico de operación

El regulador LM317 cuando se encuentra en funcionamiento, desarrolla y mantiene un referencia de voltaje nominal de 1.25 [V], V_{ref} , entre las terminales de salida y ajuste. Por lo que el voltaje regulado de salida está dado por la siguiente ecuación:

$$V_{out} = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{adj} R_2 \quad (3.1)$$

Puesto que la corriente de la terminal de ajuste, I_{adj} , es muy pequeña ese término se puede despreciar. El circuito implementado se puede observar en la figura 4.2, donde V_{in} es el voltaje de la fuente de alimentación antes mencionada, R_1 es un resistor de valor igual a $1[K\Omega]$ y R_2 que se encuentra entre el pin de ajuste y GND, se encuentra un LDR ¹ que varía entre $760 [\Omega]$ y $7.5 [K\Omega]$. La resistencia del LDR disminuye con el aumento de intensidad de luz incidente y si la intensidad de luz incidente disminuye la resistencia del LDR aumenta.

La variación de la resistencia del LDR se llevará a cabo mediante la modulación PWM resultante del control PI que se aplica y que posteriormente se detallará. Cabe mencionar que se optó por el empleo de un LDR por protección a la tarjeta *dSPACE* utilizada, además de hacer más sencillo el control de la resistencia mediante PWM.

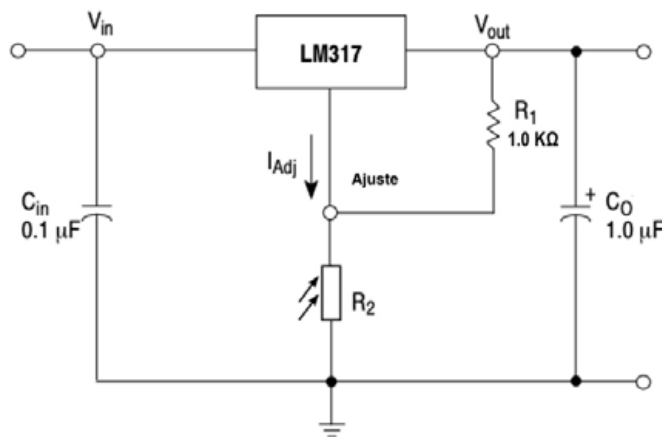


Figura 3.4: Circuito básico del regulador LM317

3.2.3. Sensor de corriente LTS15-NP

Debido a la necesidad de conocer el comportamiento de la corriente proveniente de la salida del regulador de voltaje, para determinar el valor de la corriente que fluye, se utilizó un transductor de corriente LTS15-NP cuyo funcionamiento se basa en el principio de efecto Hall. Este principio consiste en una diferencia de potencial transversal en un conductor, por el que circula una determinada corriente cuando hay un campo magnético aplicado en dirección perpendicular a ésta [17].

¹Por sus siglas en inglés Light Dependent Resistor

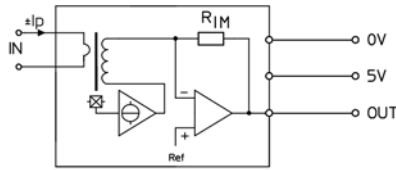


Figura 3.5: Principio operacional del sensor de corriente LTS15-NP

Este sensor de lazo cerrado mide corrientes tanto de DC como AC, ofrece una respuesta rápida, alta linealidad y muy buena precisión. En la Figura 3.5 se muestra el circuito esquemático del transductor en el que se aprecia una resistencia en la salida del transductor, mediante la cual la corriente será determinada por la medición de la tensión.

Este tipo de transductores pueden medir corriente en tres distintos rangos (± 15 , ± 7.5 y ± 5 [A]), al medir la corriente por medio del voltaje, si se tienen valores menores a los 2.5 [V] estamos en presencia de corrientes negativas mientras que si ocurre lo contrario, se tienen voltajes superiores a los 2.5 [V] estamos en presencia de corrientes positivas respectivamente, esto se puede observar con la Figura 3.6.

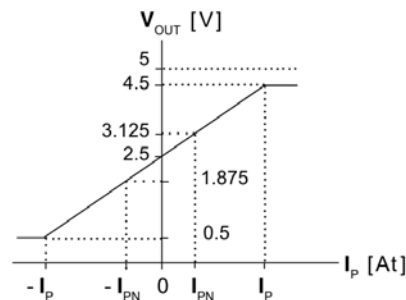


Figura 3.6: Principio operacional del sensor de corriente LTS15-NP

Entre las principales ventajas que se tienen al utilizar este tipo de sensores además de las características antes mencionadas, se encuentran el bajo costo, un tamaño pequeño y el bajo consumo de voltaje. Además el hecho de que se tenga que energizar independientemente con una fuente unipolar de 5[V], facilitó en gran medida su implementación para medir la corriente y al mismo tiempo dar protección a la tarjeta *dSPACE*.

Acondicionamiento de la señal de corriente

El rango que se eligió para medir corriente con el sensor antes mencionado es de 0 hasta 5 [A], sin embargo por las limitaciones de la fuente de voltaje y el regulador solamente se trabajó de 0 hasta 1 [A], rango para el cual la fuente de corriente ha sido diseñada y únicamente considerando corrientes positivas.

Al utilizar el transductor de corriente LTS15-NP, como se puede apreciar en la Figura 3.6, cuando se tiene una corriente igual a cero, $i = 0$, existe un offset de 2.5 [V], el cual se tuvo que modificar para que la referencia fuera de 0 [V] y de esta manera al acondicionar la señal se tuviera una relación de 1 [V] igual a 1 [A] en la tarjeta de adquisición de datos *dSPACE*.

Esto se consiguió de la siguiente manera. Como se muestra en la Figura 3.7 se energiza independientemente al sensor con una fuente de alimentación de 5[V] y adicionalmente se cuenta con otra fuente de alimentación de 2.5[V]. Para lograr que la referencia del sensor dentro de la tarjeta *dSPACE* fuera de 0[V], con el fin de hacer más sencillo la lectura de la corriente, se realizó una referencia del voltaje de la fuente adicional de 2.5[V] con la terminal GND de la *dSPACE* y la salida del sensor con la terminal positiva. De esta manera se obtiene la señal con la relación de 1[V] es igual a 1[A] dentro de la tarjeta *dSPACE*.

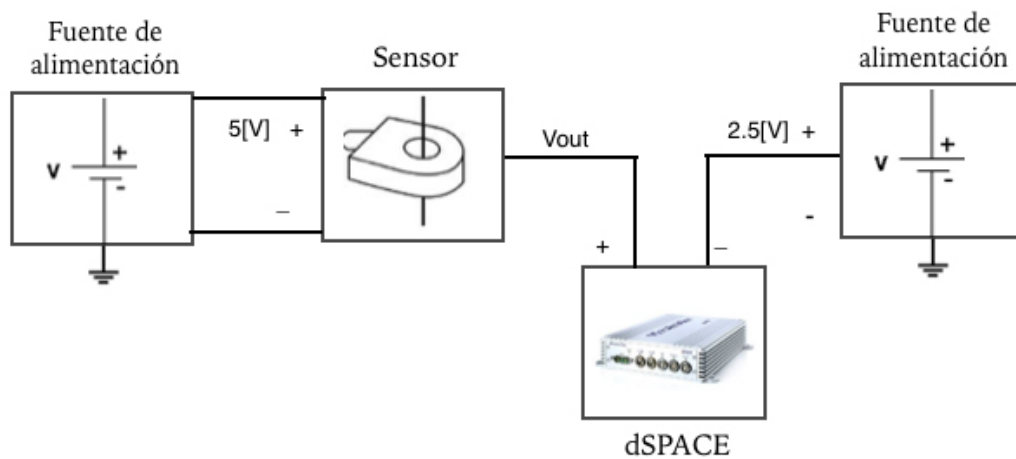


Figura 3.7: Acondicionamiento de la de la señal del sensor de corriente.

En la Figura 3.8 se muestra la implementación de cada una de las etapas que conforman a la fuente de corriente.

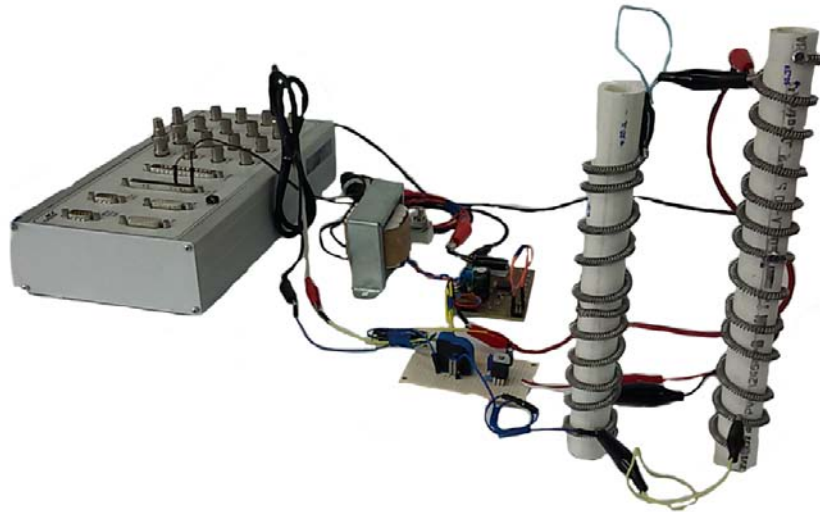


Figura 3.8: Circuito de trabajo.

3.2.4. Tarjeta dSPACE

Para el diseño y simulación de los algoritmos de control en tiempo real, se dispone de una PC con el software Matlab-Simulink (MathWorks Inc.) y para el alojamiento y ejecución de los algoritmos de control, se cuenta con un controlador embebido en tiempo real compatible con MATLAB-Simulink DS1104 dSPACE.

Adicionalmente, se cuenta con el software ControlDesk para elaborar una interfaz en la que se pueden desarrollar instrumentos virtuales, con los que se pueden monitorear las señales de corrientes y voltaje, adquiridas por el sensor y tarjeta de instrumentación para medir voltaje a la salida de la carga.

4 | Plataforma Experimental

En este capítulo se detalla la forma en la que se caracterizó el regulador de voltaje LM317, asimismo se muestran las ilustraciones de las pruebas que se realizaron para determinar los atributos del regulador y llegar a una conclusión sobre como influyen la variación de los elementos que lo componen en su comportamiento. Posteriormente se abordarán el diseño del controlador PI para la fuente de corriente, así como la comparación de otro controlador diseñado con base en el modelo obtenido.

4.1. Caracterización del regulador LM317

4.1.1. Prueba en lazo abierto

Las pruebas en lazo abierto se realizan porque se analiza el comportamiento de la salida del sistema. Ésta depende completamente de la señal de entrada, sin embargo el sistema no tiene manera de comprobar si la señal de salida es igual a la deseada.

Dentro de los elementos que componen la topología del regulador, como ya se mencionó anteriormente, se encuentra el V_{in} que es proporcionado por la fuente de alimentación al pin de entrada del regulador y un arreglo de resistencias en el que R_1 es un resistor fijo y R_2 es un resistor variable. Este arreglo forma un divisor de voltaje que proporciona un voltaje al pin de ajuste variable al modificar el valor de R_2 .

Variación de voltaje de entrada

La primera prueba realizada fue evaluar el efecto que producía variar el voltaje de entrada, V_{in} , en el pin de entrada del regulador. Sin embargo, como esta variación no afecta en nada la dinámica del regulador, en el Apéndice A se puede leer detalladamente porque este experimento no es tomado en cuenta al momento de obtener el modelo del regulador.

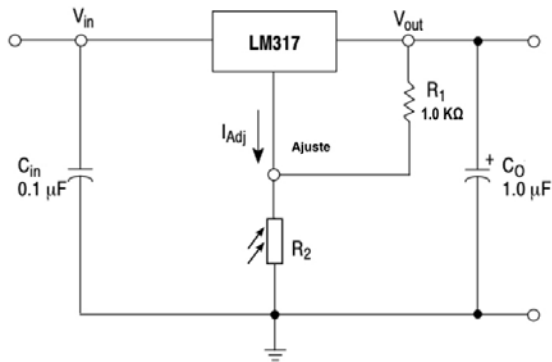


Figura 4.1: Circuito del regulador LM317

Voltaje de ajuste

La segunda prueba que se realizó, fue variar el ancho de pulso de una señal PWM. Esta señal proveniente de la dSPACE modifica la luminosidad de un diodo emisor de luz, LED ¹, que a su vez varía directamente la resistencia del resistor LDR. Como este resistor modifica directamente el valor del divisor de voltaje que forma con la resistencia R_1 , se pudo observar cuál era el comportamiento del voltaje de ajuste al variar la señal PWM. En la tabla 4.1 se muestra el voltaje de ajuste medido:

PWM	Voltaje de ajuste [V]
1	0.6306
0.9	0.7331
0.8	0.9568
0.7	1.3063
0.6	1.7825
0.5	2.4027
0.4	3.1908
0.3	4.2091
0.2	5.4960
0.1	7.0850
0	11.640

Tabla 4.1: Variación de una señal PWM y el voltaje de ajuste medido.

De los datos obtenidos se puede apreciar que, cuando el ancho de pulso es cero, es decir, cuando el LED está totalmente apagado se obtiene el máximo voltaje de ajuste y cuando el ancho de pulso es igual a uno, donde el LED se encuentra totalmente encendido se obtiene el mínimo voltaje de ajuste. Todo esto de acuerdo

¹Por sus siglas en inglés, Light Emitting Diode

con la ecuación (3.1) en el que en el primer caso el LDR que es representado por el término R_2 , se encuentra con mayor resistencia, mientras que en el segundo caso cuando se obtiene el mínimo voltaje el LDR se encuentra con menor resistencia.

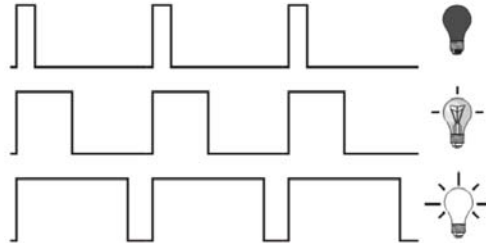


Figura 4.2: Relación del ancho de pulso de una señal PWM con el LED.

Para obtener el rango de valores en el que varía el resistor LDR, de la ecuación (3.1) conocemos el valor del resistor R_1 que es igual a $1[K\Omega]$, el valor del voltaje de referencia, V_{ref} , que es de $1.25[V]$ y el voltaje de salida, V_{out} , medido en cada experimento. Ahora bien, si se desprecia el término de $I_{adj}R_2$ porque la corriente es del orden de los $[\mu A]$, se puede decir que este producto es casi cero y despejando el término R_2 de la ecuación (3.1) se obtienen los valores de resistencia del LDR, cuyos resultados se muestran a continuación.

PWM	Voltaje de salida [V]
0.8	2.204
0.6	3.206
0.4	4.455
0.2	6.454
0	10.740

Tabla 4.2: Ancho de pulso de la señal PWM y voltaje de salida medido.

PWM	R_2 [Ω]
0.8	7592.00
0.6	4163.27
0.4	2560.15
0.2	1565.00
0	760.17

Tabla 4.3: Ancho de pulso de la señal PWM y valores de R_2 obtenidos.

Obtenida la relación entre la señal PWM y el voltaje de ajuste, se realizó una prueba escalón en el que la máxima amplitud de éste es el voltaje de ajuste medido experimentalmente al variar el ancho de pulso del PWM, esto con el objetivo de realizar una comparación entre la señal simulada con la señal experimental obtenida.

Cabe mencionar que todas las pruebas realizadas con la tarjeta dSPACE se efectuaron con un periodo de muestreo igual a los 0.1 [ms], lo cual es una gran ventaja ya que permite representar la señal medida fielmente. Otro punto importante que debe indicarse es que las señales medidas por la dSPACE deben acondicionarse previamente, debido a que sólo acepta un máximo de $\pm 10[V]$ y en caso de exceder estos límites se podría dañar la tarjeta dSPACE. A causa de esto es que se tiene una relación de $10[V] = 1[V]$ en mediciones de voltaje y $1[A] = 1[V]$ en mediciones de corriente.

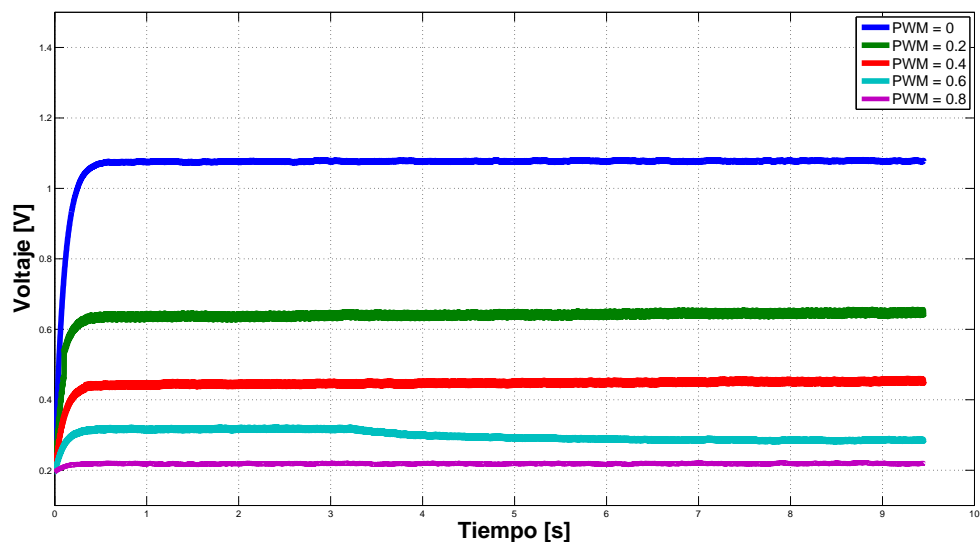


Figura 4.3: V_{out} experimental, sujeto a variaciones de ancho de pulso de una señal PWM.

Con la finalidad de obtener un modelo matemático que describa el comportamiento del regulador, se analizarán cinco pruebas con las que se podrán comparar similitudes y diferencias sujetas a diferentes variaciones, estas pruebas fueron realizadas al variar el ancho de pulso de la señal PWM al 80, 60, 40, 20 % y por último, cuando el ancho de pulso de la señal PWM es igual a cero. En la Figura 4.3 se pueden observar las diferentes respuestas obtenidas al realizar las variaciones al ancho de pulso de la señal PWM antes mencionadas.

Evocando una de las características del regulador cuando se encuentra en funcionamiento, éste desarrolla y mantiene un voltaje de referencia nominal de 1.25 [V] que multiplica al valor del arreglo de las resistencias más uno. De manera experimental este voltaje de offset, por decirlo de alguna manera, se encuentra entre los valores 1.90[V] y 2[V] y es por esto que las señales mostradas en la figura 4.3 no comienzan desde cero sino, a partir del voltaje de offset que tiene por defecto el regulador.

A continuación, se muestran las diferentes pruebas realizadas; en cada una de las figuras, se puede apreciar tanto la señal obtenida experimentalmente (azul), así como la señal obtenida mediante simulación (roja), en las que la señal escalón fue acondicionada a los valores de la Tabla 4.1.

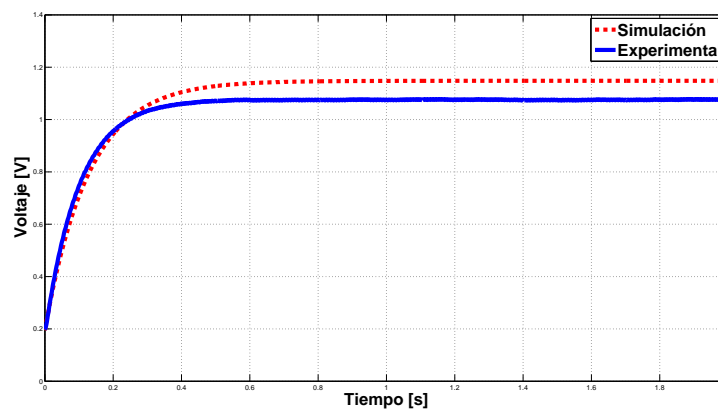


Figura 4.4: Respuesta a entrada escalón con PWM=0.0.

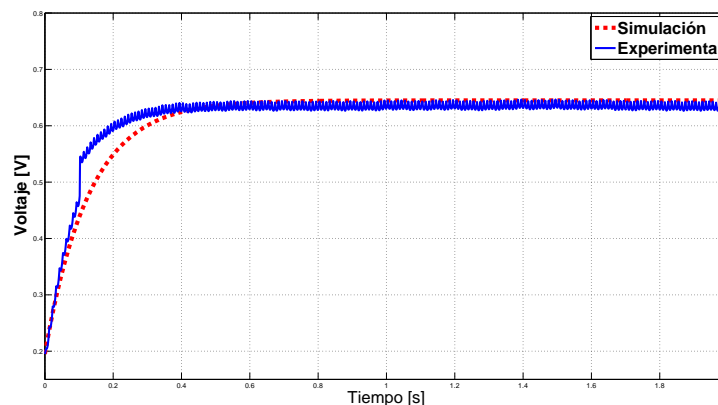


Figura 4.5: Respuesta a entrada escalón con PWM=0.2.

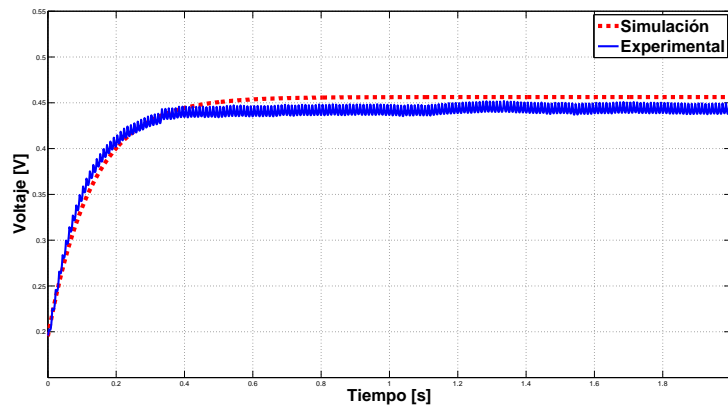


Figura 4.6: Respuesta a entrada escalón con PWM=0.4.

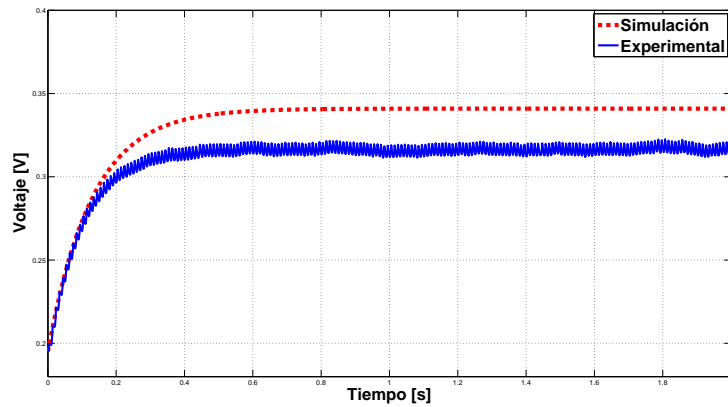


Figura 4.7: Respuesta a entrada escalón con PWM=0.6.

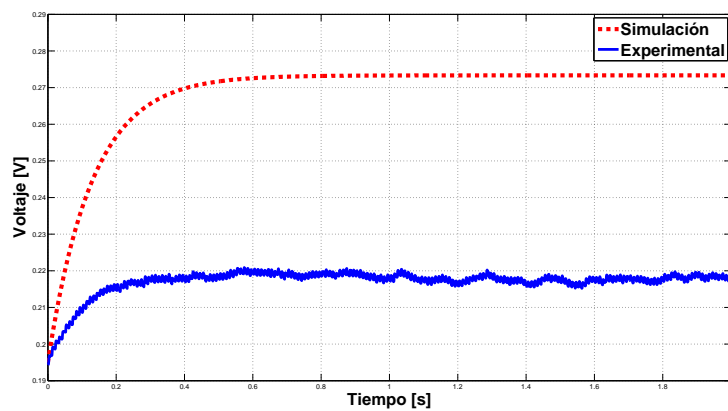


Figura 4.8: Respuesta a entrada escalón con PWM=0.8.

En los experimentos realizados se puede apreciar que mientras el ancho de pulso se vaya aproximando al 100 %, la señal se va alejando del valor esperado. Tomando como muestra la Figura 4.8 en el que la señal parece estar más alejada de su valor esperado, calculando el error como en la ecuación (4.1), la señal obtenida experimentalmente se aleja un 18 % de su valor esperado, lo cual es un valor tolerable.

$$e = \frac{V_r - V_m}{V_r} = \frac{0,27 - 0,22}{0,27} \times 100 = 18 \% \quad (4.1)$$

4.1.2. Modelo del regulador

Un modelo es una representación simplificada de un sistema hecha para comprender, predecir y controlar el comportamiento de dicho sistema. El modelo matemático equivale a una ecuación matemática o a un conjunto de ellas con las que se puede conocer el comportamiento del sistema. En este caso el sistema está compuesto del regulador y los parámetros que influyen en su dinámica como lo es el voltaje de ajuste.

Como la respuesta en lazo abierto representa claramente un sistema de primer orden, la función de transferencia de un sistema de este tipo es de la forma como se representa en la ecuación (2.5), de la que tendremos que obtener k que es la ganancia del proceso y τ la constante de tiempo del sistema para lograr la función de transferencia que describa el comportamiento del regulador.

Obtención de la constante de tiempo

La constante de tiempo, τ , expresa la rapidez de cambio del sistema que le toma para llegar a su valor final. Para obtener dicha constante con las respuestas en lazo abierto obtenidas experimentalmente, se utilizó un método gráfico el cuál consiste en:

1. Trazar una recta horizontal al eje x sobre la señal cuando ésta se encuentre en estado estacionario, es decir, cuando la señal haya llegado a su valor final.
2. Trazar una recta tangente a la señal de tal manera que vaya siguiendo el cambio de ésta hasta llegar a la primera recta trazada.
3. Trazar una recta vertical al eje y , en el punto en el que intersecan la recta tangente y la recta horizontal. El punto en el que esta recta vertical interseque con la señal experimental, proporcionará el valor de la constante de tiempo τ .

Básicamente lo que este método gráfico representa es la variación de la salida con respecto a la variación de la entrada en el tiempo y la intersección de la recta vertical con la señal representa el 63 % del valor final de la señal con lo que se

puede obtener τ .

A continuación se muestran los gráficos que se realizaron para la obtención de las constantes de tiempo para cada una de los experimentos realizados.

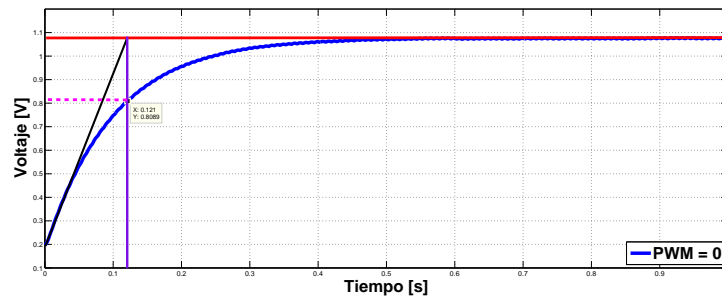


Figura 4.9: Método gráfico para la obtención de la constante de tiempo τ con PWM=0.

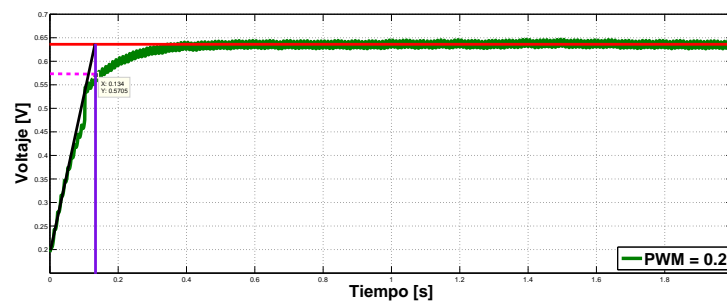


Figura 4.10: Método gráfico para la obtención de la constante de tiempo τ con PWM=0.2.

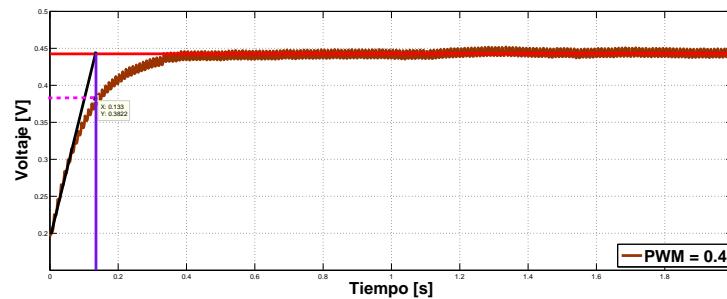


Figura 4.11: Método gráfico para la obtención de la constante de tiempo τ con PWM=0.4.

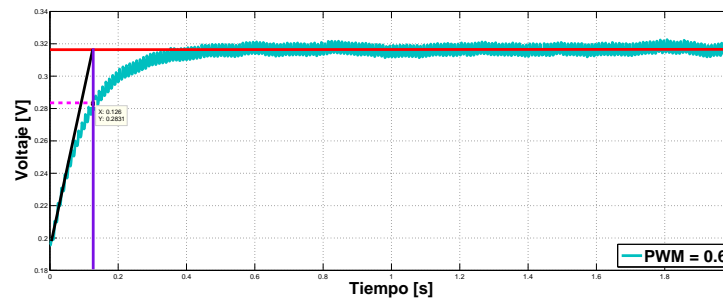


Figura 4.12: Método gráfico para la obtención de la constante de tiempo τ con PWM=0.6.

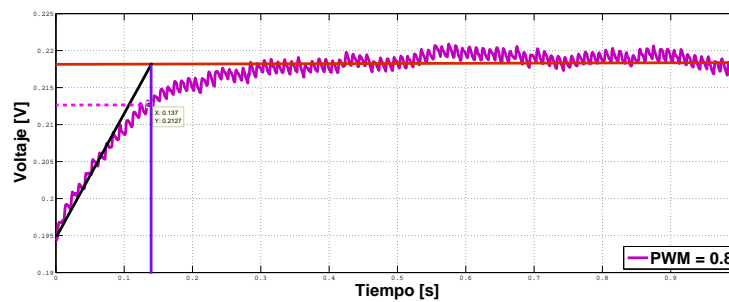


Figura 4.13: Método gráfico para la obtención de la constante de tiempo τ con PWM=0.8.

De las pruebas realizadas, las constantes obtenidas se muestran a continuación:

PWM	τ [s]
0.8	0.137
0.6	0.126
0.4	0.133
0.2	0.134
0	0.121

Tabla 4.4: Ancho de pulso de la señal PWM y valores de τ obtenidos.

Como se puede observar en la Tabla 4.4 las constantes de tiempo para las diferentes variaciones de ancho de pulso de la señal PWM son distintas, por lo que se hizo un promedio de los valores cuyo resultado es **0.1302**.

Obtención de la ganancia

Para la obtener la ganancia de la función de transferencia, seguiremos manejando el esquema mostrado en la Figura 2.2 donde la función de transferencia es de la forma

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{k}{\tau s + 1} \quad (4.2)$$

Considerando un escalón de magnitud Δu con tiempo $t = 0$ se sabe que

$$\mathcal{L}[\Delta u] = \frac{\Delta u}{s} \quad (4.3)$$

De acuerdo con la Ecuación 4.2, despejando $Y(s)$:

$$Y(s) = \frac{k \Delta u}{s(\tau s + 1)} \quad (4.4)$$

Realizando antitransformadas de Laplace:

$$y(t) = \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{k\Delta u}{s(\tau s + 1)} \right] \quad (4.5)$$

Separando en fracciones parciales:

$$\frac{k\Delta u}{s(\tau s + 1)} = \frac{A}{s} + \frac{B}{\tau s + 1} \quad (4.6)$$

Resolviendo:

$$k\Delta u = A(\tau s + 1) + Bs \quad (4.7)$$

Si se toma $s = 0$ en la ecuación (4.7):

$$k\Delta u = A \quad (4.8)$$

Si se toma $s = -\frac{1}{\tau}$ en la ecuación (4.7):

$$k\Delta u = -\frac{B}{\tau} \quad (4.9)$$

Sustituyendo los valores obtenidos en la ecuación (4.6)

$$\frac{k\Delta u}{s(\tau s + 1)} = \frac{k\Delta u}{s} - \frac{k\Delta u}{\tau s + 1} \quad (4.10)$$

$$\frac{k\Delta u}{s(\tau s + 1)} = k\Delta u \left(1 - \frac{1}{s + \frac{1}{\tau}} \right) \quad (4.11)$$

Quedando finalmente

$$y(t) = k\Delta u \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (4.12)$$

Estimando la ganancia, de la ecuación (4.12) despejando la variable k

$$\frac{y(t)}{\Delta u(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})} = k \quad (4.13)$$

Se sabe que en estado estacionario $t \rightarrow \infty$, empleando el teorema del valor final en la ecuación (4.13) para determinar el valor de k cuando alcanza el estado estacionario, sin necesidad de determinar la transformada inversa de dicha variable

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{y(t)}{\Delta u(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})} &= k \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{y(t)}{\Delta u} &= k \\ \frac{\Delta y}{\Delta u} &= k \end{aligned}$$

En este caso la respuesta cambia de 0.3708 [V] a 1.1071 [V] con la acción de un escalón de 0.248 [V] a 1.144 [V], por lo que

$$\frac{\Delta y}{\Delta u} = \frac{1,1071 - 0,3708}{1,144 - 0,248} = 0,8188$$

Quedando finalmente el modelo del regulador, en el dominio del tiempo

$$\begin{aligned} y(t) &= V_{ref} + k\Delta u(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \\ y(t) &= 1,95 + 0,8188\Delta u(1 - e^{-\frac{t}{0,1302}}) \end{aligned}$$

Representado con una función de transferencia

$$G(S) = \frac{0,8188}{0,1302s + 1} \quad (4.14)$$

4.1.3. Prueba con el modelo obtenido

El esquema implementado para comparar la respuesta con la función de transferencia obtenida con la respuesta obtenida experimentalmente se muestra a continuación en la Figura 4.14

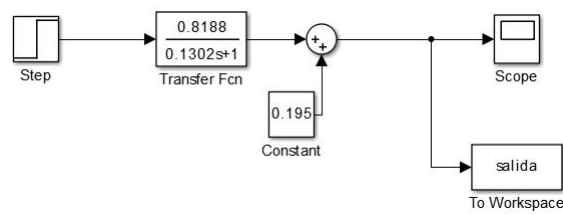


Figura 4.14: Prueba en lazo abierto con la función de transferencia obtenida.

Comparando ambas respuestas:

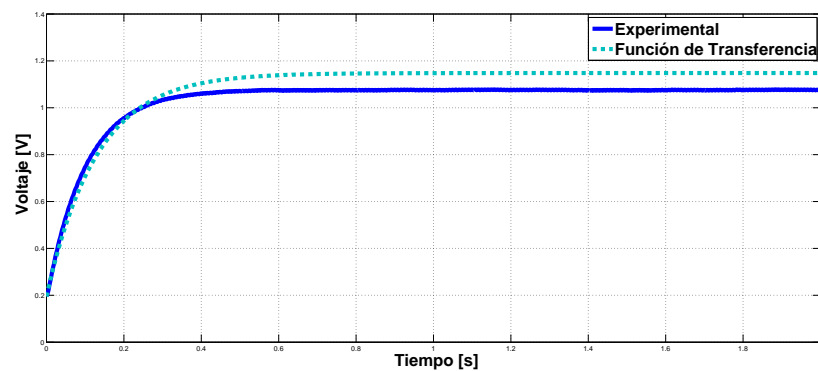


Figura 4.15: Comparación de la respuesta $G(s)$ con la respuesta experimental obtenida, con PWM=0.

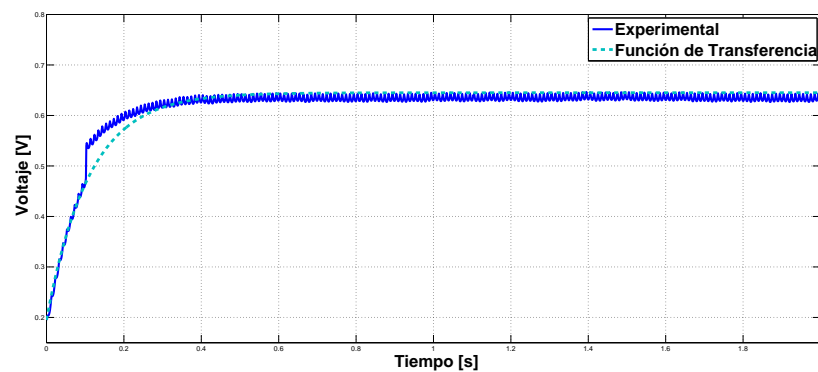


Figura 4.16: Comparación de la respuesta $G(s)$ con la respuesta experimental obtenida, con PWM=0.2.

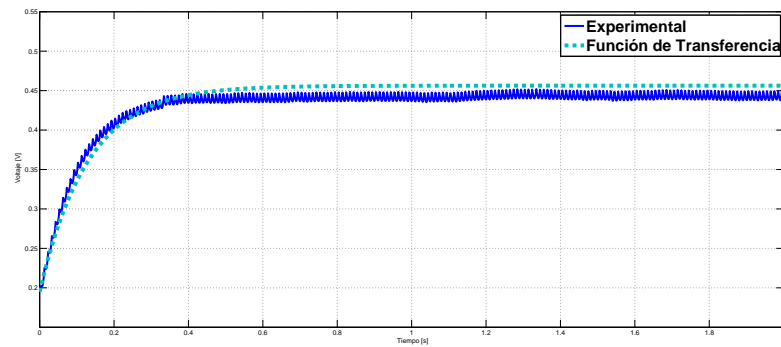


Figura 4.17: Comparación de la respuesta $G(s)$ con la respuesta experimental obtenida, con PWM=0.4.

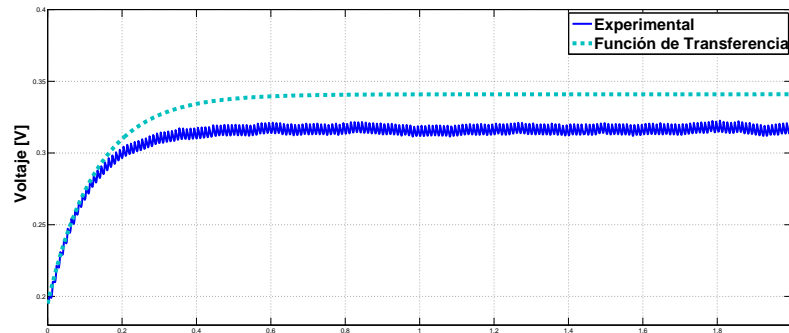


Figura 4.18: Comparación de la respuesta $G(s)$ con la respuesta experimental obtenida, con PWM=0.6.

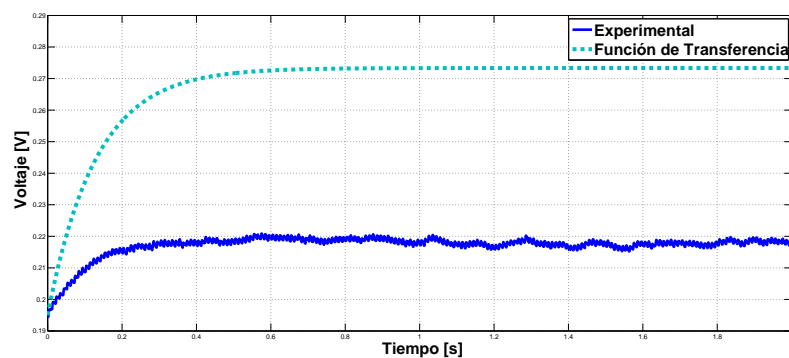


Figura 4.19: Comparación de la respuesta $G(s)$ con la respuesta experimental obtenida, con PWM=0.8.

De las imágenes mostradas previamente se puede notar que el modelo obtenido del regulador de voltaje, es una buena aproximación a la respuesta física que presenta el regulador ante las mismas condiciones de experimentación. De igual forma que en las pruebas antes expuestas, conforme la señal PWM se va aproximando al 100 % de su ancho de pulso presenta una ligera diferencia de amplitud del orden de centésimas entre ambas señales, esto es debido a que cuando la señal PWM se encuentra en estas condiciones el voltaje de ajuste proporcionado, que es directamente variable por esta señal no es lo suficiente como para alcanzar el voltaje de salida teórico.

4.1.4. Representación en variables de estado

Para obtener una representación del modelo en variables de estado es necesario antitransformar la función de transferencia obtenida

$$V(s) = \frac{K}{\tau s + 1} U(s) \quad (4.15)$$

al despejar la ecuación (4.15) se obtiene que

$$\tau s V(s) + V(s) = K U(s) \quad (4.16)$$

Aplicando la antitransformada de Laplace a la ecuación (4.16) se logra el modelo del regulador en función del tiempo

$$\tau \dot{v} + v = k u \quad (4.17)$$

$$\dot{v} = -\frac{1}{\tau} v + \frac{k u}{\tau} \quad (4.18)$$

Debido a que uno de los propósitos de este trabajo es demostrar que la regulación de potencia es factible, es necesario involucrar otras variables para llevar esto a cabo. Como es bien sabido, la potencia se puede representar como el producto del voltaje y la corriente, $P = vi$. Ahora, si se multiplica la Ecuación 4.17 y 4.18 por la corriente, i , se incluye el término faltante para obtener todo en términos de potencia

$$\tau \dot{vi} + vi = kui \quad (4.19)$$

$$\dot{vi} = -\frac{1}{\tau} vi + \frac{K u}{\tau} i \quad (4.20)$$

De la expresión que representa a la potencia, derivándola se obtiene

$$P = vi \quad (4.21)$$

$$\dot{P} = v \frac{di}{dt} + \dot{v} i \quad (4.22)$$

Ahora, despejando de la ecuación anterior el término $\dot{v}i$

$$\dot{v}i = \dot{P} - v \frac{di}{dt} \quad (4.23)$$

Sustituyendo el término anterior en la ecuación (4.19), obtenemos

$$\begin{aligned} \tau \left(\dot{P} - v \frac{di}{dt} \right) + P &= K u i \\ \tau \dot{P} - \tau v \frac{di}{dt} + P &= K u i \end{aligned} \quad (4.24)$$

Siendo la última ecuación la que representa el comportamiento del regulador en términos de potencia. Ahora, ubicando términos iguales de cada lado

$$\Phi = \tau \dot{P} + P \quad (4.25)$$

Donde Φ es:

$$\Phi = K u i + \tau v \frac{di}{dt} \quad (4.26)$$

4.2. Diseño de los Controladores

Teniendo el análisis del sistema en términos de potencia, a continuación se procederá a explicar el diseño de los dos controladores PI que se implementaron; el primero de ellos utiliza el llamado control clásico sin el conocimiento de la planta y el segundo es diseñado con base en el modelo obtenido.

4.2.1. Diseño Control PI

La ley de control utilizada corresponde a la implementación de un controlador proporcional P en conjunto con un controlador integral I, cuya estructura es la siguiente

$$U(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{\tau_i s} \right) \tilde{P} \quad (4.27)$$

Donde el término \tilde{P} define el error dentro del sistema, siendo P^* la potencia deseada y P la potencia medida en el sistema

$$\tilde{P} = P - P^* \quad (4.28)$$

Sin embargo como estas ecuaciones no se encuentran en el dominio del tiempo es necesario antritransformarlas, de lo anterior se obtiene lo siguiente

$$u(t) = K_p \tilde{P} + \frac{K_p}{t_i} \int \tilde{P} dt \quad (4.29)$$

Sustituyendo la ecuación (4.26) en la ecuación (4.29) se obtiene

$$\Phi = KK_p\tilde{P}i + \frac{KK_p}{t_i} \int \tilde{P}dti + \tau v \frac{di}{dt} \quad (4.30)$$

Dado que la finalidad de la implementación del control es que la $P \rightarrow P^*$, lo que implica que el error \tilde{P} sea igual a cero. Para comprender el comportamiento del error, \tilde{P} , se plantea la dinámica de éste a través de la siguiente ecuación

$$\dot{\tilde{P}} = \dot{P} - \dot{P}^* \quad (4.31)$$

Teniendo en cuenta las siguientes consideraciones en la que P^* es constante, conllevando a que $\dot{P}^* = 0$, por ende $\dot{\tilde{P}} = \dot{P}$. Sustituyendo esta dinámica en la ecuación (4.26) y en la ecuación (4.30), se obtiene

$$\tau \dot{\tilde{P}} + (1 - KK_p i)\tilde{P} - \frac{KK_p}{t_i} iz = \phi(t) \quad (4.32)$$

donde

$$\dot{z} = \tilde{P} \Rightarrow z = \int P dt \quad (4.33)$$

$$\phi(t) = \tau v \frac{di}{dt} - P^* \quad (4.34)$$

Por lo tanto, es posible representar al sistema como un sistema lineal variante en el tiempo de la siguiente manera

$$x = \begin{bmatrix} \tilde{P} \\ z \end{bmatrix} ; \quad \dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{\tilde{P}} \\ \dot{z} \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{P}} \\ \dot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a(t) & b(t) \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P} \\ z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi(t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

donde

$$a(t) = 1 - kK_p i \quad (4.37)$$

$$b(t) = \frac{kK_p}{t_i} i \quad (4.38)$$

4.2.2. Diseño del controlador PI con base en el modelo

En el diseño de este controlador se toma en cuenta el modelo del regulador obtenido en la ecuación (4.26), en el que si se sustituye la dinámica del error expresado en la ecuación (4.31) se obtiene

$$\tau \dot{\tilde{P}} - \tau v \frac{di}{dt} + \tilde{P} + P^* = kwi \quad (4.39)$$

Colocando términos iguales en cada lado de la ecuación

$$\tau \dot{\tilde{P}} + \tilde{P} = K u_i - P^* + \tau v \frac{di}{dt} \quad (4.40)$$

En donde Φ se define como

$$\Phi = \tau \dot{\tilde{P}} + \tilde{P} \quad (4.41)$$

Despejando el término $\tau \dot{\tilde{P}}$ de la ecuación anterior

$$\tau \dot{\tilde{P}} = \Phi - \tilde{P} \quad (4.42)$$

El objetivo de implementar el control es que la $P \rightarrow P^*$, lo que implica que el error $\tilde{P} \rightarrow 0$ cuando $t \rightarrow \infty$. Para averiguar las características de estabilidad del punto de mínima energía del sistema obtenido, que a continuación se muestra es una aportación de [13], con el único fin para mencionar que existe una prueba en la que se demuestra matemáticamente la estabilidad del sistema trabajado. Para demostrarlo, se sugiere una función candidata de Lyapunov

$$V = \frac{\tau}{2} \tilde{P}^2 \quad (4.43)$$

Al derivar la ecuación anterior y sustituyendo el término de la ecuación (4.42) se obtiene

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \tau \dot{\tilde{P}} \tilde{P} \\ \dot{V} &= \tilde{P} (\Phi - \tilde{P}) \\ \dot{V} &= \tilde{P} \Phi - \tilde{P}^2 \\ \dot{V} &= -\tilde{P}^2 + \underbrace{\tilde{P}}_y \underbrace{\left(k u_i + v \tau \frac{di}{dt} - P^* \right)}_{u_p} \end{aligned} \quad (4.44)$$

De donde es posible concluir que el sistema es pasivo, sí y sólo sí $u_p = 0$, el punto de mínima energía es asintóticamente estable. Para garantizar estabilidad asintótica del punto de mínima energía es necesario plantear un control u_p de tal forma que \dot{V} sea negativa definida. El control propuesto, es un control PI de la siguiente forma

$$\begin{aligned} \dot{z} &= -\tilde{P} \\ u_p &= -K_p \tilde{P} + K_i z \end{aligned} \quad (4.45)$$

Igualando los términos de la ecuación anterior con el término u_p de la ecuación (4.44) se obtiene

$$-K_p \tilde{P} + K_i z = k u_i + v \tau \frac{di}{dt} - P^* \quad (4.46)$$

Para obtener la ley de control se despeja el término u de la ecuación anterior quedando:

$$u = \frac{K_p}{k_i} \tilde{P} + \frac{K_i}{k_i} z - \frac{\tau v}{k_i} \frac{di}{dt} + \frac{P^*}{k_i} \quad (4.47)$$

Para comprobar que el control recomendado logra que \dot{V} sea definida negativa, se propone la siguiente función de Lyapunov

$$V = \frac{T}{2}\tilde{P}^2 + \frac{1}{2}K_i z^2 \quad (4.48)$$

Derivando la función se obtiene

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \tau\tilde{P}\dot{P} + K_i z\dot{z} \\ \dot{V} &= -\tilde{P}^2 + \tilde{P}u_p - K_i z P^2 \\ \dot{V} &= -\tilde{P}^2 + \tilde{P}(-K_p\tilde{P} + K_i z) - K_i z\tilde{P} \end{aligned}$$

quedando finalmente

$$\dot{V} = -\tilde{P}^2(1 + K_p) \quad (4.49)$$

Con lo que se verifica que con el control propuesto el punto de mínima energía es asintóticamente estable siempre y cuando cumpla con que $K_p > 0$.

5 | Evaluación Experimental

En este capítulo se abordan las pruebas realizadas con los controladores antes presentados. Las evaluaciones que se realizaron constan de dos pruebas, en la primera prueba se demandaba una potencia constante sobre una carga que en determinado tiempo iba variando, mientras que en la segunda se modificaba el valor de potencia deseada manteniendo una carga constante.

Cabe mencionar que la carga utilizada cuando ésta se encontraba fija era una carga $R_L = 20,13[\Omega]$ y cuando ésta se variaba su valor era de $R_L = 10,15[\Omega]$. Al realizar este experimento se contaba con un par de resistores de valor aproximado de $20[\Omega]$, que al colocarlos en paralelo se obtenía una resistor equivalente cercano a los $10[\Omega]$, esto con el fin de proteger al circuito y que la corriente siempre tuviera por donde circular.

De manera similar al caso anterior, cuando era requerido que el valor de potencia de referencia variara, el valor que tomaba iba de los $0,5[W]$ a $1[W]$ y cuando se cambiaba la carga para mantener un valor constante de potencia el valor de potencia de referencia era igual a $0,5[W]$. Estos valores fueron elegidos de acuerdo a un rango de valores dentro de los que el regulador LM317 puede trabajar adecuadamente.

Lo anterior debido a que pueden presentarse casos en los que se le exija mayor rendimiento al regulador de lo que es capaz de dar, por ejemplo, si se elige un valor de referencia igual a $0[W]$, es un valor que al regulador no le es posible ofrecer ya que por defecto el regulador siempre tiene un voltaje de offset igual a $1.25[V]$, encontrándose en una situación forzada en el que procurará brindar la potencia demandada pero que no podrá ofrecer por más que lo intente, es por ello que el rango mínimo de potencia que se recomienda exigir es de $0,2[W]$.

Planteando la situación contraria en el que se demande mayor potencia de la que el regulador pueda ofrecer, ocurriendo que el regulador se encuentre sujeto a los límites de las características que lo componen, refiriéndose a esto al voltaje y corriente que es capaz de suministrar haciendo que el regulador alcance altas temperaturas, algo indeseable para el regulador que en el peor de los casos se desactive automáticamente por lo que no es recomendable someterlo a estas situaciones. Mediante lo observado en estos experimentos, aunque el regulador sea

capaz de alcanzar los $2[W]$ se sugiere que el rango máximo de potencia en el que trabaje sea $1,5[W]$.

Los esquemas de control empleados para las dos pruebas que se proponen, se muestran a continuación

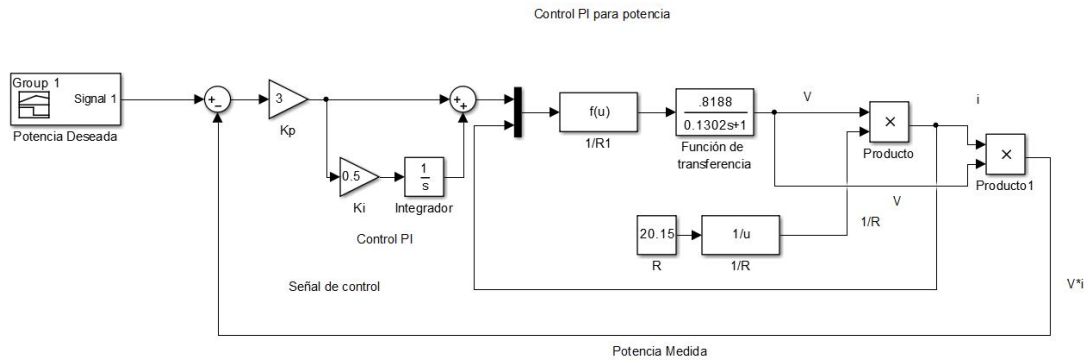


Figura 5.1: Diagrama en bloques del control PI Ideal.

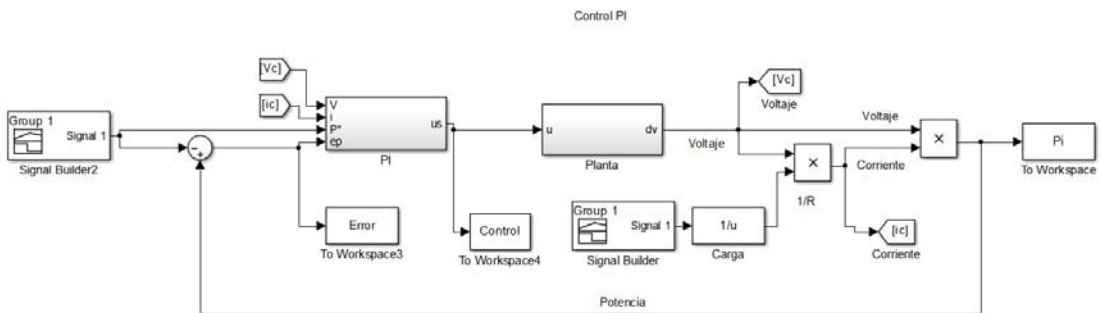


Figura 5.2: Diagrama en bloques del control PI.

5.1. Controlador PI-Ideal

5.1.1. Potencia constante, carga variable

Los gráficos que en seguida se presentan, contienen la simulación realizada con el controlador PI-Ideal al igual que la respuesta experimental obtenida con el mismo controlador. Todos ellos bajo la condición experimental de variación de carga mientras se demanda una potencia constante.

Como se aludió anteriormente, en este experimento la carga es modificada en cierto intervalos de tiempo, estos intervalos se encuentran a los 130, 250 y 370[s] con el fin de que se pudiera apreciar la respuesta de la señal en un tiempo apropiado.

En la Figura 5.3 muestra la señal de potencia, cuyo valor deseado es igual a $0,5[W]$. Se puede apreciar que tanto la señal de simulación como la señal experimental adquirida siguen la misma trayectoria, teniendo como única diferencia que en la señal de simulación cuando la carga es cambiada muestra unos picos sobre y/o debajo del valor de referencia, debido a que los cambios de carga fueron de mayor a menor y viceversa, la señal de experimental no la presenta.

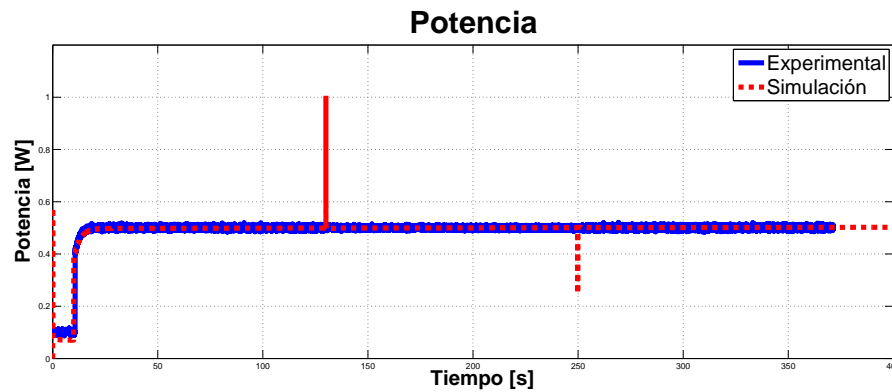


Figura 5.3: Potencia del controlador PI-ideal con variación de carga

La Figura 5.4 presenta la señal de control. Comparando la señal experimental y la señal de simulación, se observa que la primera se encuentra invertida con respecto a la segunda. La razón de actuar de esta manera es a causa de la implicación física que conlleva, ya que físicamente lo que se controla es el ancho de pulso de una señal de PWM que tiene impacto directo con un resistor LDR, que a su vez modifica el voltaje de ajuste en el regulador. Sin embargo como el comportamiento del LDR es inverso, es decir, que cuando el LDR recibe mayor luz proporcionar menor voltaje de ajuste y viceversa, se optó por invertir la señal de PWM al momento de implementarlo en la planta.

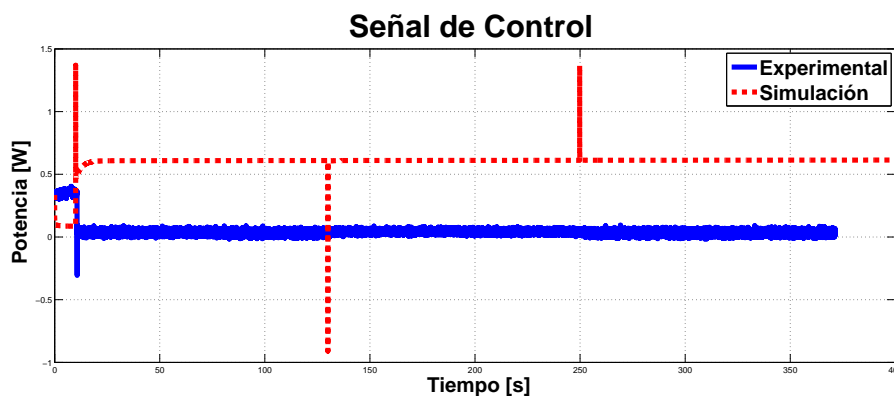


Figura 5.4: Señal de control del controlador PI-ideal con variación de carga

En cuanto a la señal de error mostrada en la Figura 5.5 se puede observar que éste tanto en la simulación como en lo experimental tiende a cero rápidamente, manteniéndose así a pesar del cambio de las cargas. No obstante, en cuanto a la magnitud del error se puede advertir una diferencia entre ambas señales.

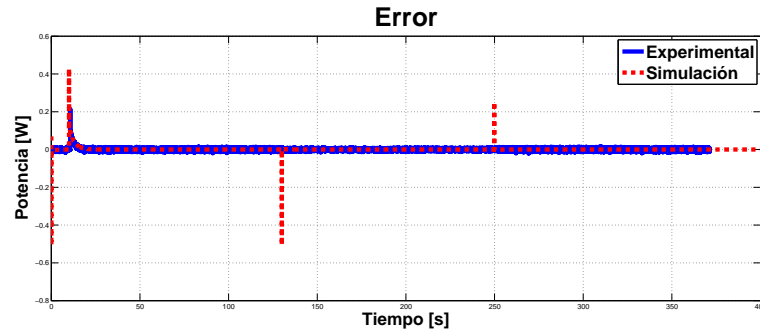


Figura 5.5: Error del controlador PI-ideal con variación de carga

5.1.2. Potencia variable, carga constante

La finalidad de este experimento era cambiar la referencia de potencia sobre una carga constante. El cambio de referencia de potencia se varió de $0.5[W]$ a $1[W]$ y de $1[W]$ a $0.5[W]$ para observar el comportamiento del sistema con la variación de un valor menor de referencia a uno mayor y al revés. Estos cambios de referencia al igual que el experimento pasado se realizaron a los 130, 250 y 370[s].

La señal de potencia expuesta en la Figura 5.6 se puede ver que la señal experimental sigue completamente la trayectoria de la señal de simulación y que efectivamente alcanza los variaciones de referencia impuestas y observando a detalle se puede ver que logra estos valores ligeramente más rápido que la señal de simulación.

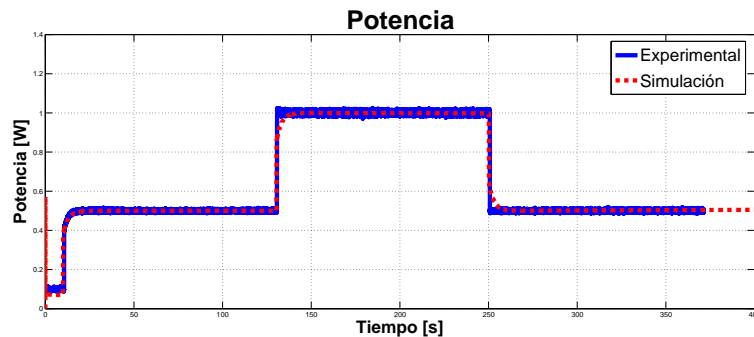


Figura 5.6: Potencia del controlador PI-ideal con variación de potencia

En la Figura 5.7 se muestran las señales de control en la que la señal experimental comparada con la señal de simulación, se encuentra invertida por los mismos motivos que se expusieron con anterioridad. Aunque ahora en ambas señales muestran picos donde se realizaron las variaciones de referencia, hecho que en el experimento anterior la señal experimental no presentó por ser un valor de referencia constante.

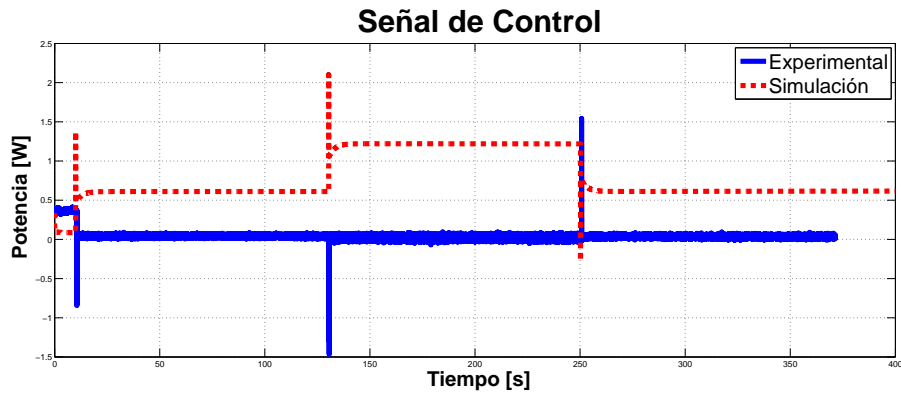


Figura 5.7: Señal de control del controlador PI-ideal con variación de potencia

La señal de error presentada en la Figura 5.8 muestra que ambas señales resultan ser iguales tanto en magnitud como cuando se modifica el valor de referencia, así como en el desempeño mostrado para llegar a cero. Siendo muy meticuloso se puede observar que la señal experimental logra un poco más rápido llegar a cero en comparación con la simulación.

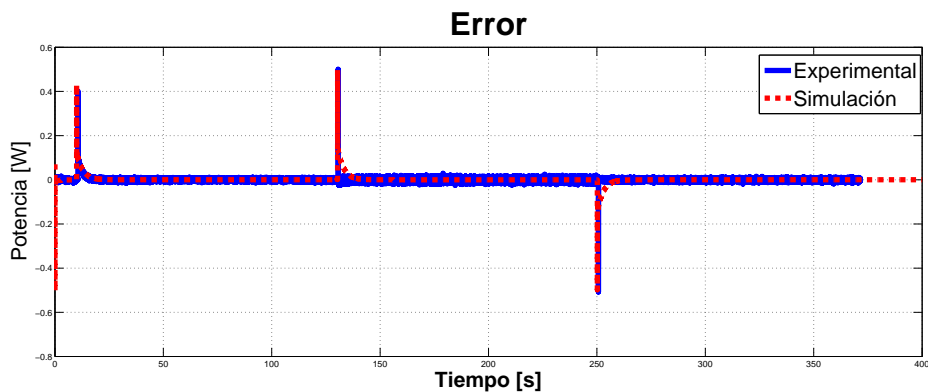


Figura 5.8: Error del controlador PI-ideal con variación de potencia

5.2. Controlador PI basado en el modelo

5.2.1. Potencia constante, carga variable

A continuación se presentan los experimentos llevados a cabo con el segundo controlador presentado. Estos experimentos fueron realizado bajo las mismas condiciones que los experimentos precedentes como en variación de carga y variación de referencia.

En la primera prueba que consta en mantener un valor de referencia constante en el tiempo que se varía la carga, las señales que refieren a la potencia se pueden apreciar en la Figura 5.9. Se puede apreciar que el desempeño de la señal experimental tarda un poco más en llegar al valor deseado y al momento de modificar la carga se nota un ligero cambio entre ambas señales para llegar al mismo valor de referencia, mientras que en la simulación es más rápido y constante, en la experimental resulta un poco más lento y con un poco más de variación ante estos cambios.

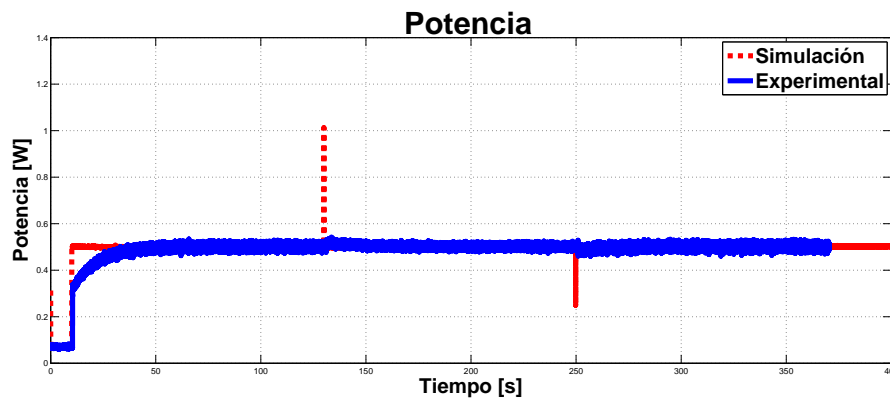


Figura 5.9: Potencia del controlador PI con variación de carga

En la señal de control mostrada en la Figura 5.10 igualmente que en los experimentos pasados la señal de control obtenida experimentalmente se encuentra invertida y también se aprecian cambios más notorios en la señal experimental, como lo es la presencia de ruido lo cual resulta contraproducente en los objetivos finales ya que afecta directamente en la magnitud de la señal de control.

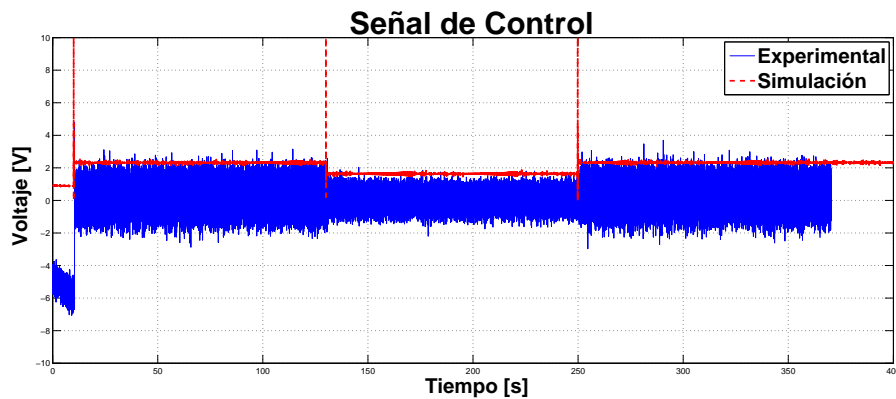


Figura 5.10: Señal de control del controlador PI con variación de carga

Mientras en la señal de error presentada en la Figura 5.11 se puede observar que la señal experimental llega a cero un poco más lento que la señal de simulación y se mantiene en cero aún en las variaciones de la carga mostrando un ligero cambio cuando éstas se ocasionan pero inmediatamente vuelve a cero.

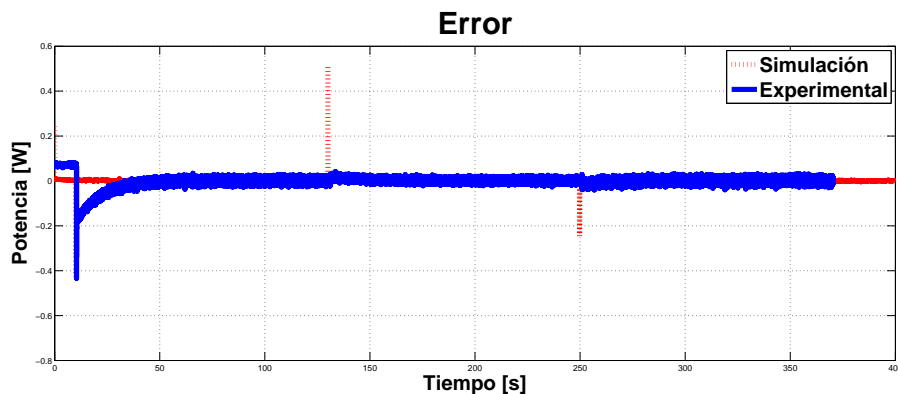


Figura 5.11: Error del controlador PI con variación de carga

5.2.2. Potencia variable, carga constante

Ahora se muestran las pruebas efectuadas utilizando el segundo contrador evaluando el segundo experimento en el que la carga se mantenía constante y el valor de referencia o valor deseado de potencia se iba modificando. Nuevamente esta prueba fue realizada con los mismos parámetros antes estipulados en los otros experimentos.

En la Figura 5.12 se presenta la señal de potencia de este experimento. Como se puede notar la señal experimental es muy parecida a la señal de simulación, ya que sigue la trayectoria de ésta a los valores deseados, aunque sigue presentando

un poco de ruido siendo más notorio cuando es demandada una magnitud mayor de referencia.

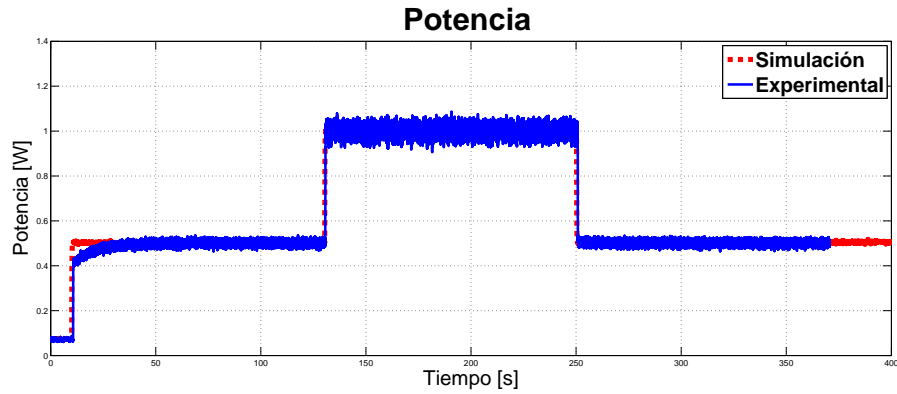


Figura 5.12: Potencia del controlador PI con variación de potencia

La señal de control que se expone en la Figura 5.13 se puede percatar que al igual que la señal de control en el experimento anterior también se hace notorio la presencia de ruido y tiene mayor variación en la magnitud de la señal.

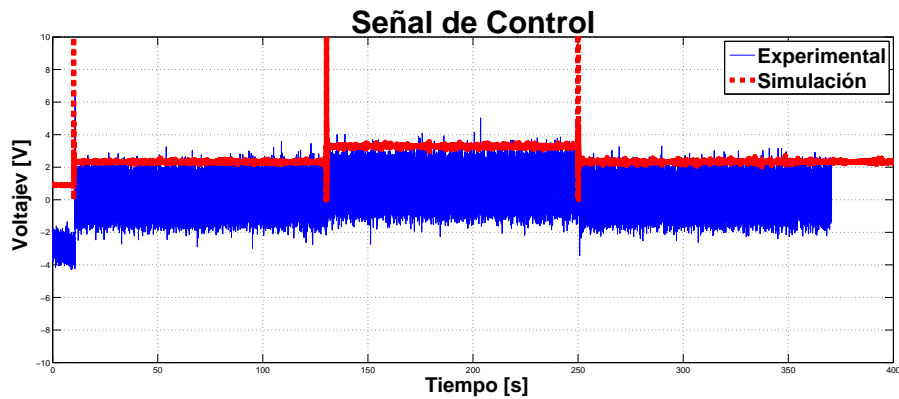


Figura 5.13: Señal de control del controlador PI con variación de potencia

La señal de error presentada en la Figura 5.14 muestra que tanto la señal experimental como la de simulación son similares en cuanto a llegar al valor cero, sin embargo cuando a la planta le es demandada mayor potencia cuando se cambia la referencia, en la señal experimental se hace más notable que la magnitud no es completamente cero y cuando se le requiere una magnitud menor de referencia la magnitud de la señal disminuye considerablemente.

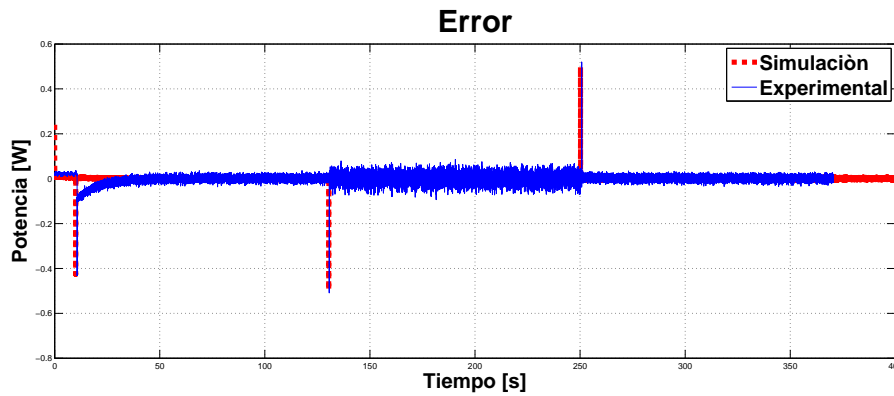


Figura 5.14: Error del controlador PI con variación de potencia

5.3. Comparación de controladores

En seguida se presenta una comparación de las señales de potencia, error y control con ambos controladores, para equiparar similitudes y diferencias y poder llegar a una conclusión sobre ambos controladores.

5.3.1. Potencia

En la Figura 5.16 se muestra el cotejo entre las señales de ambos controladores. Analizando ambas señales se puede observar que la señal del controlador denominado PI-Ideal muestra un mejor desempeño para llegar al valor de referencia deseado y que los cambios que presenta cuando se modifica la carga son pequeños comparándola con la magnitud de la otra señal en las mismas circunstancias.

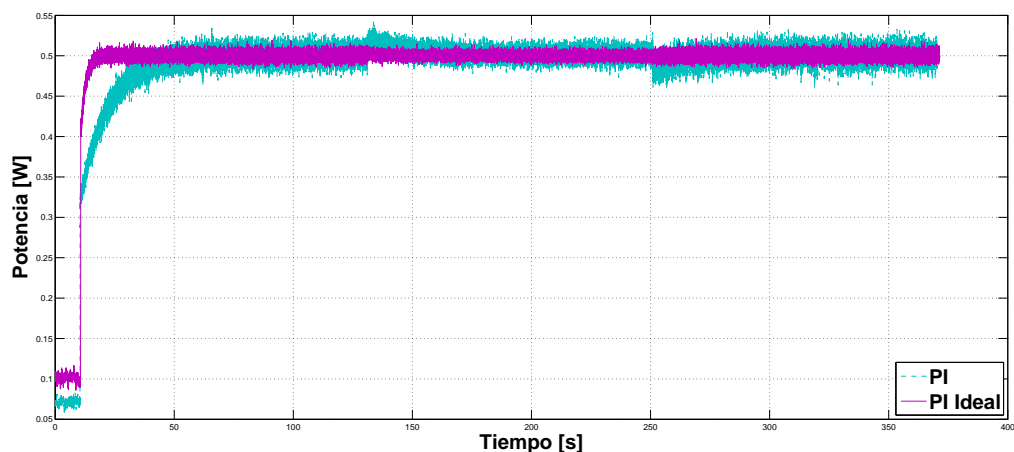


Figura 5.15: Comparación de la señal de potencia con variación de carga

En el segundo experimento realizado en el que la carga se mantenía constante y se cambiaba el valor de referencia, en la Figura 5.16 se puede notar que ambas señales alcanzan los valores deseados con el mismo desempeño, difiriendo en el desempeño del principio y un poco en la magnitud de la señal cuando el valor de referencia es alto.

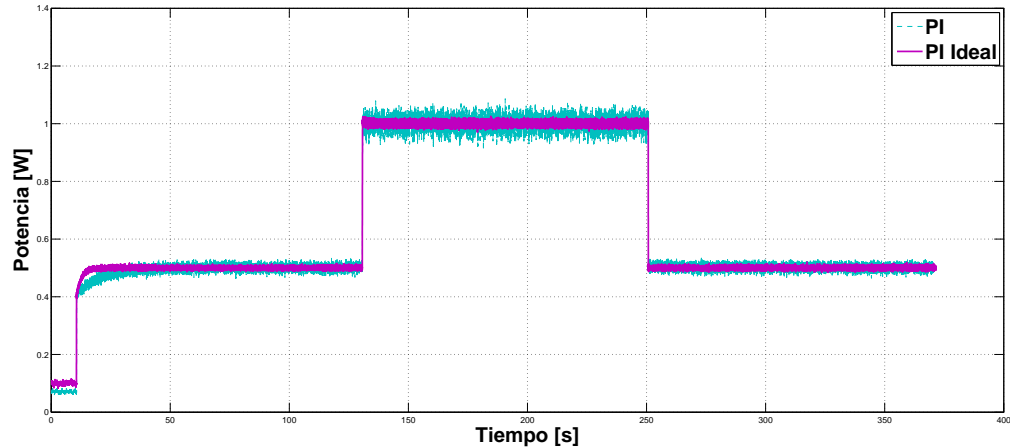


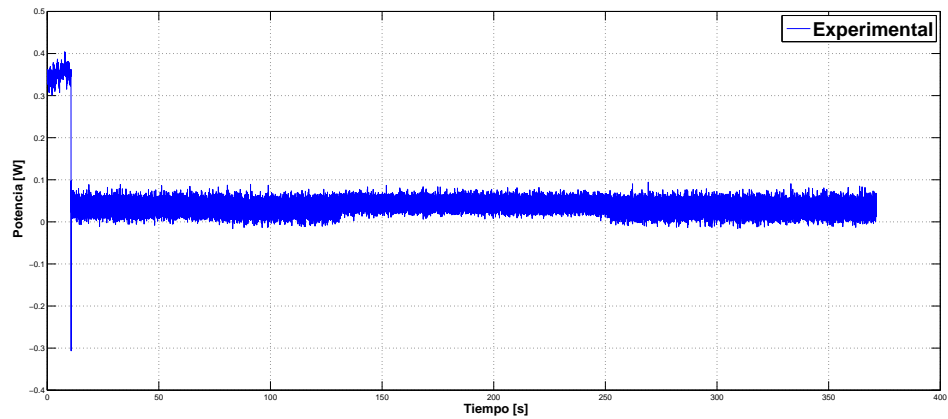
Figura 5.16: Comparación de la señal de potencia con variación de potencia

5.3.2. Control

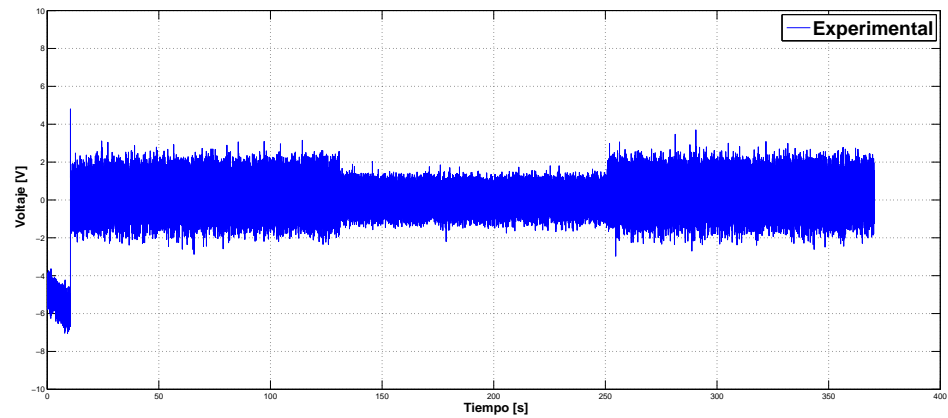
En cuanto a la equiparación entre las señales de control, se debe aclarar un punto muy importante. En la Figura 5.17 se muestran dos gráficos separados y no juntos porque la señal del primer controlador se encuentra relacionado con el voltaje de ajuste mientras que la segunda señal está relacionado con la potencia. La justificación de esto se debe a que el diseño de los controladores se realizó de esta manera, esto podría mal interpretarse por la diferencia de unidades sin embargo dentro del esquema de control se realizan las debidas conversiones para manejar todo en términos de potencia.

Ya que no es adecuado realizar una comparación directa entre la señales de control de ambos controladores por la diferencia de unidades, lo que se decidió realizar es una comparación entre las señales experimentales y simuladas de ambos controladores antes expuestas.

Analizando ambas señales del controlador nombrado PI-Ideal del primer experimento aludido con anterioridad en el que se mantenía el valor de referencia constante y se modificaba únicamente el valor de la carga, se puede decir que la señal de control tiene un desempeño óptimo y que no llega a presentar picos ante las variaciones de carga, caso contrario del segundo controlador en el que la señal varía drásticamente su magnitud cotejándola con la señal simulada.



(a) Control PI-Ideal

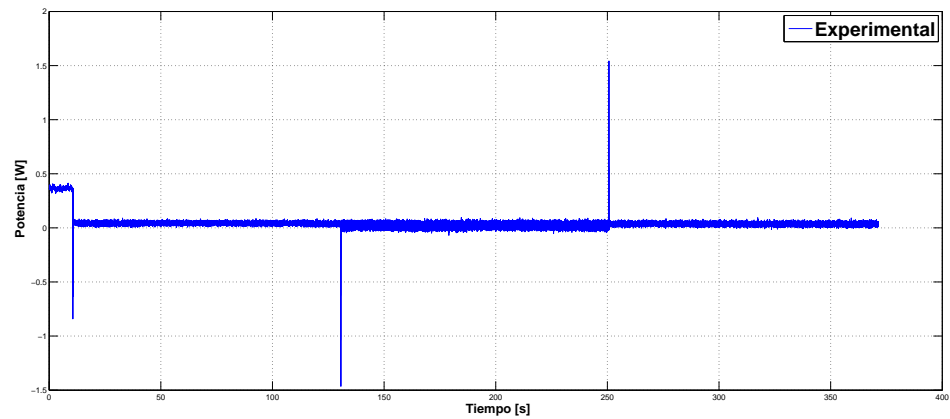


(b) Control PI

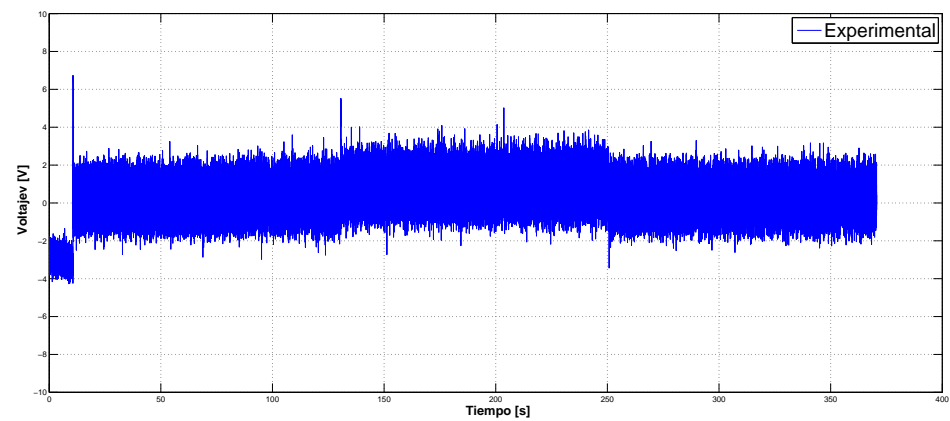
Figura 5.17: Comparación de la señal de error con variación de carga.

Realizando el mismo procedimiento con el segundo experimento en el que la carga se mantenía constante y se cambiaba el valor de referencia, con las señales de ambos controladores se puede decir que, del primer controlador PI-ideal la señal de control experimental y la señal simulada son muy semejantes salvo que la primera se encuentra invertida con respecto a la otra. En cuanto al controlador PI de manera similar al experimento previo la señal varía mucho su magnitud en comparación con la señal simulada.

A pesar de estas variaciones en la magnitud, ambos controladores logran el objetivo de regular la potencia a los valores deseados. Siendo la señal de control del primer controlador más fiel a la señal simulada, mientras que la segunda varía en magnitud. El objetivo de estas señales de control se visualiza mejor en el cotejo de las señales de error.



(a) Control PI-Ideal



(b) Control PI

Figura 5.18: Comparación de la señal de error con variación de potencia.

5.3.3. Error

En la comparación de las señales de error de ambos controladores para el primer experimento, de la Figura 5.19 se puede concluir que la señal del controlador PI-Ideal muestra un mejor desempeño para llegar a cero que en comparación con la señal del segundo controlador, ya que ésta tarda un poco más en llegar a este valor. En cuanto a la magnitud de las señales, nuevamente el controlador PI-Ideal destaca sobre el segundo ya que la magnitud de la señal del primero es mucho menor que la segunda.

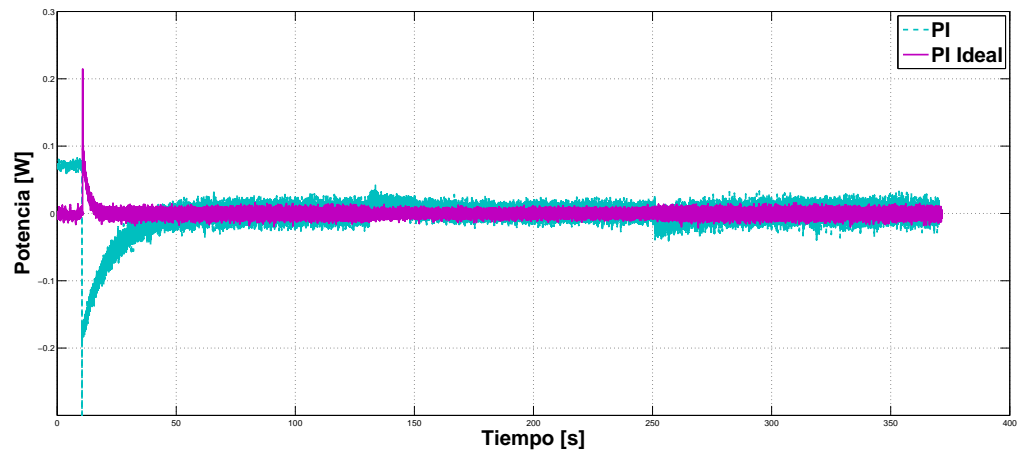


Figura 5.19: Comparación de la señal de error con variación de carga

Para el segundo experimento, de la comparación de las señales que se muestran en la Figura 5.20 se obtienen conclusiones similares al primer experimento, ya que la señal del controlador PI-Ideal mantiene las mismas cualidades o ventajas antes mencionadas y que la segunda señal muestra más variación en cuanto a la magnitud cuando se demanda mayor potencia en comparación con la señal del controlador PI-Ideal.

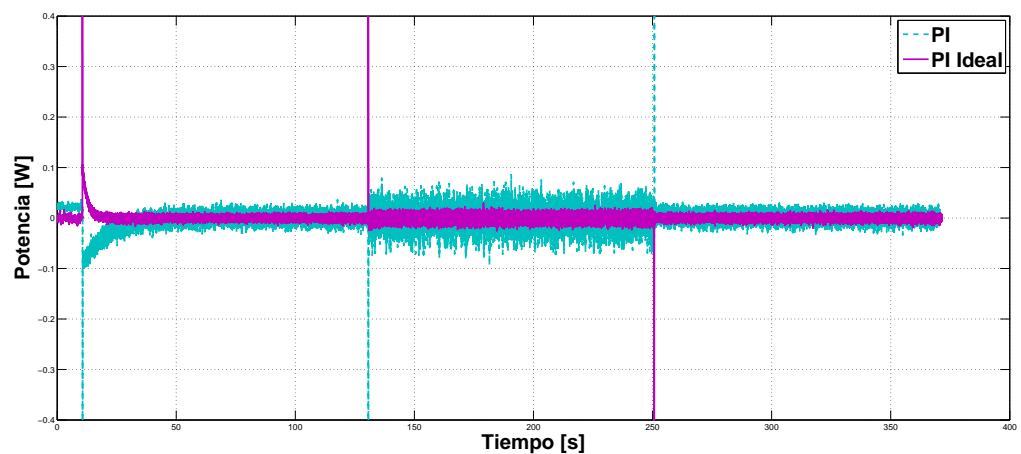


Figura 5.20: Comparación de la señal de error con variación de potencia

6 | Conclusiones

Uno de los objetivos dentro de este trabajo fue diseñar, desarrollar e implementar cada una de las etapas que conforman a la fuente de corriente, proviéndola con la instrumentación necesaria para el procesamiento de las señales de voltaje y corriente con la dSPACE. Debido a la importancia de proteger esta plataforma de adquisición de datos se aisló dentro del circuito de manera opto-electrónica la etapa de control de la etapa de potencia.

Antes de comenzar a desarrollar y evaluar los algoritmos de control, se enfrentó al problema de la inexistencia dentro de la literatura de un modelo matemático que describiera el comportamiento del regulador LM317. Por tal motivo, otro de los objetivos dentro de este trabajo fue desarrollar un modelo matemático fiable que representara de una buena manera al sistema analizado y que su desarrollo fuera claro tanto para lectores familiarizados o no con en el tema.

Con el modelo obtenido se pudo desarrollar la implementación de dos algoritmos de control que permitieran regular potencia. Primeramente se evaluaron ambos controladores mediante la simulación para observar el comportamiento del circuito, obteniendo resultados favorables en el desempeño del sistema. De esta manera se comprobó que la señal de control que repercutía directamente sobre el ancho de pulso de la señal PWM, las ganancias de los controladores proporcional-integral y que las adecuaciones dentro del esquema de control realizada para manejar todo en términos de potencias fueron las correctas, por los resultados satisfactorios obtenidos en la simulación.

Adicionalmente, se evaluó la fuente de corriente de manera experimental concluyendo que realiza un muy buen desempeño tanto regulando potencia como regulando corriente, independientemente de la variación de cargas que se realice o del valor de referencia que se le demande. Sin embargo para que la fuente de corriente mantenga una buena actuación se deben tomar en consideración las limitaciones del regulador.

De manera general, las metas planteadas al inicio de este trabajo se cumplieron de manera satisfactoria y se espera que los experimentos realizados sirvan como base para el desarrollo de futuros experimentos en los que la información generada en este trabajo sea útil.

6.1. Trabajo a futuro

Como trabajo futuro queda pendiente la aplicación de la fuente de corriente en convertidores de potencia CSC, ¹ ya que cumple con las características idóneas para ser implementada en este tipo de convertidores. Otro aspecto a cubrir es el diseño de un disipador apropiado para el regulador para que el exceso de temperatura no provoque que el regulador deje de funcionar.

¹Por sus siglas en inglés, Current Source Converter

A | Voltaje de entrada variable en el regulador LM317

En este apéndice se muestran los experimentos realizados para ver el efecto de realizar variaciones del voltaje de alimentación, V_{in} , en el pin de entrada del regulador. El circuito utilizado para realizar estas pruebas es el de la Figura A.1, como puede observarse, el arreglo de resistencias R_1 y R_2 tienen un valor fijo igual a $240[\Omega]$, con el fin de que el único parámetro a analizar sea la variación del voltaje a la entrada del regulador.

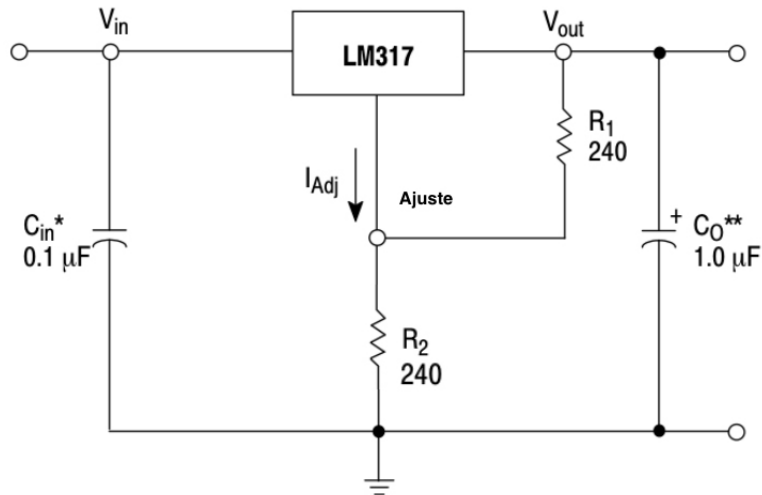


Figura A.1: Circuito empleado para variaciones del V_{in} en el regulador.

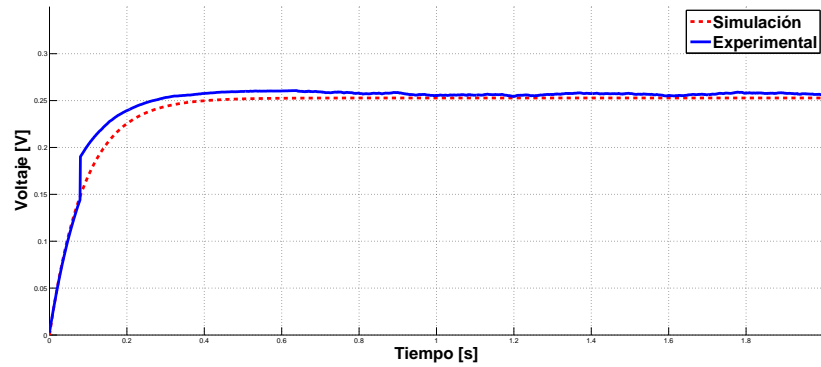
A.1. Prueba en lazo abierto

De igual manera que en el experimento realizado para analizar el efecto de la variación del ancho de pulso de la señal PWM sobre la resistencia del LDR, se desarrolló una evaluación a lazo abierto en la que la máxima amplitud del escalón serán las variaciones de voltaje a la entrada del regulador.

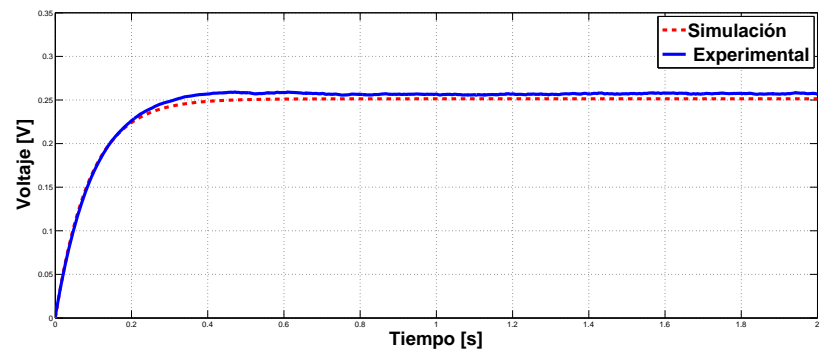
Como el parámetro a variar es el voltaje a la entrada del regulador, V_{in} , se decidió realizar las variaciones de V_{in} a 5, 10, 20, 25 y 30[V], porque estas variaciones se

encuentran dentro del rango en la que puede funcionar adecuadamente el regulador LM317.

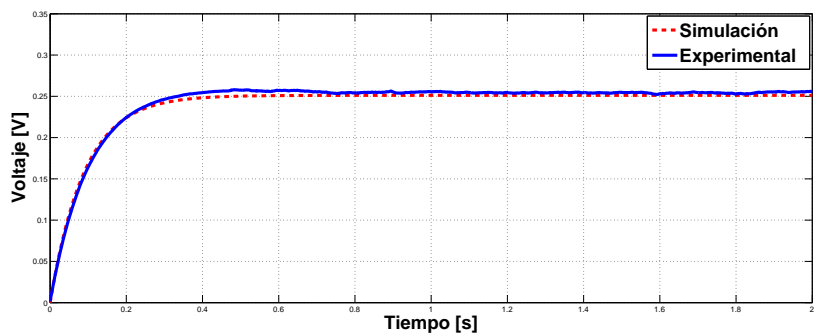
A continuación se muestran las ilustraciones de las pruebas realizadas a las variaciones anteriormente mencionadas, para realizar posteriormente una comparación entre las señales obtenidas teórica y prácticamente.



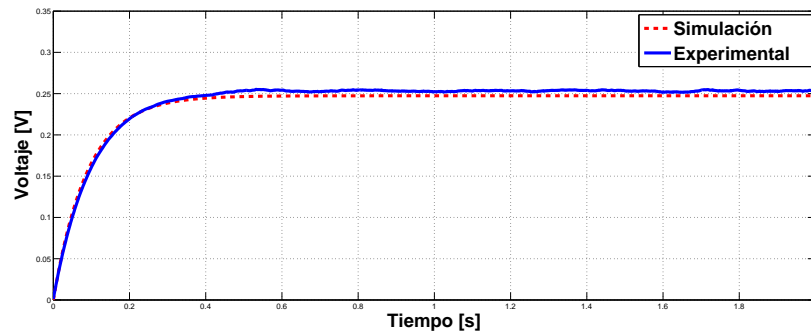
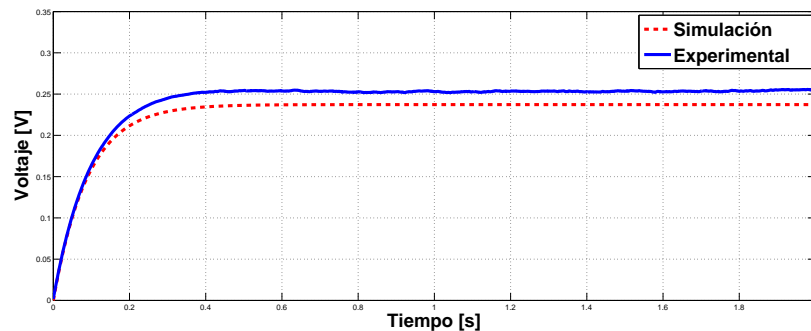
(a) $V_{in} = 5V$



(b) $V_{in} = 10V$



(c) $V_{in} = 20V$

(d) $V_{in} = 25V$ (e) $V_{in} = 30V$ Figura A.2: Respuestas a entrada escalón con diferentes variaciones de V_{in} .

En las ilustraciones de la prueba realizada se puede apreciar claramente que la respuesta obtenida al variar el V_{in} siempre es la misma en todos los experimentos, el valor final de la señal es igual a $2.5[V]$ ó $0.25[V]$ en la gráfica por la relación que se tiene con la dSPACE.

Este resultado obtenido era de esperarse, ya que en la ecuación 3.1 que rige el voltaje de salida del regulador no se ve involucrado el voltaje de entrada y sí, el arreglo de resistencias, que para este caso se mantuvo constante. Sustituyendo los valores de los resistores que en este caso son iguales se obtiene un $V_{out} = 2,5[V]$ por lo que la respuesta obtenida experimentalmente coincide con el valor obtenido de la ecuación 3.1.

Realizadas estas pruebas se llega a la conclusión de que la variación del V_{in} no influye directamente en el voltaje de salida del regulador, solamente influye en el rango de voltaje que se puede obtener a la salida, porque como es sabido, no se podría obtener mayor voltaje del que se suministra, por lo concluído es que no se toma en cuenta el V_{in} al momento de obtener el modelo del regulador.

B | dSPACE

La dSPACE DS1104 es una plataforma de adquisición de datos en tiempo real, esta tarjeta es especialmente diseñada para la aplicación de sistemas de control de alta velocidad y multivariables. Es una plataforma de tiempo real basado en procesadores de 250[MHz] que, para sistemas con propósitos más complejos la plataforma tiene incluido un procesador de señal digital, DSP ¹, esclavo fabricado con microcontroladores DSP TMS320F240. [18]

Para implementar la plataforma de adquisición de datos en tiempo real se necesita:

- Tarjeta de Control dSPACE DS1104



- Licencia en memoria USB

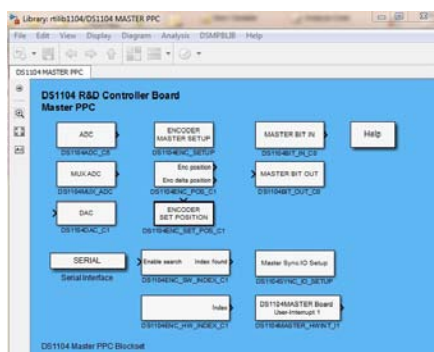


- Archivos Licence.dps y Keys.dps
- Panel de Conexiones CP1104

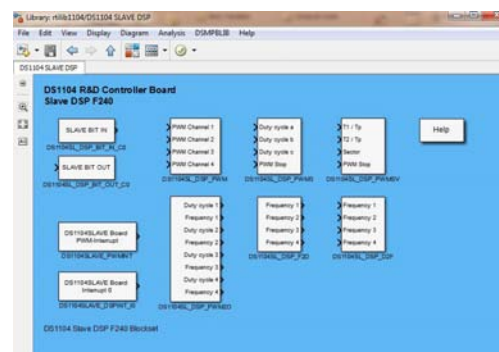
¹Por sus siglas en inglés, Digital Signal Processor



Los puertos entrada-salida de la dSPACE se pueden configurar a través del entorno de simulación de Matlab Simulink, mediante modelos programados en bloques de control. En las figuras se muestran la interfaz en tiempo real de la plataforma dSPACE.



(a) Bloque Master PPC



(b) Bloque DSP esclavo

Figura B.1: Respuestas a entrada escalón con diferentes variaciones de PWM.

Dentro de las características técnicas más importantes que se deben de tomar en cuenta para el uso de esta plataforma para un funcionamiento óptimo, son las siguientes [18]

- Procesador
 - Reloj de CPU de 250[MHz].
 - Procesador MCP8240 CON ppc 603ecore.
- Memoria
 - Memoria global 32[Mb] SDRAM.
 - Memoria Flash de 8[Mb].
- Temporizadores
 - Cuatro temporizadores de propósito general:

- Contador de 32 bits.
 - Resolución de 80[ns].
 - Temporizador de razón de muestreo.
 - Contador de 32 bits.
 - Resolución de 40 ns].
 - Contador de tiempo base.
 - Contador de 64 bits.
 - Resolución de 40[ns].
- Convertidor A/D
 - Canales
 - Cuatro canales multiplexados con un ADC sample and hold, cada uno con 16 bits.
 - Cuatro canales paralelos, cada uno con ADC sample and hold de 12 bits.
 - Todos los canales pueden trabajar simultáneamente.
 - Voltaje de entrada de $\pm 10[V]$
 - Velocidad de conversión: para canales multiplexados es de $2[\mu]s$ y para los canales paralelos de $800[ns]$.
 - Contador de 64 bit.
 - Resolución de 40[ns].
- Convertidor D/A.
 - Ocho canales, cada uno de 16 bits.
 - Voltaje de salida $\pm 10[V]$
- Entradas-Salidas digitales.
 - Selección de entrada o salida con un bit.
 - Nivel de tensión de entrada y salida TTL², que es una tecnología de construcción de circuitos electrónicos digitales.
 - Corriente de salida de $\pm 5[mA]$

²Por sus siglas en inglés, Transistor to Transistor Logic

Bibliografía

- [1] Ye, Yang, Mehrdad Kazerani, and Victor H. Quintana, *Current-source converter based STATCOM: Modeling and control*, Power Delivery, IEEE Transactions on 20.2 (2005): 795-800.
- [2] De Lima, Jader A., and Adriano S. Cordeiro, *A low-cost neurostimulator with accurate pulsed-current control*, Biomedical Engineering, IEEE Transactions on 49.5 (2002): 497-500.
- [3] Kuo, Benjamin C., *Sistemas de control automático*, Pearson Educación, 1996.
- [4] Desoer, Charles A., and Ernest S. Kuh, *Basic circuit theory*, Tata McGraw-Hill Education, 2009.
- [5] Slotine, Jean-Jacques E., and Weiping Li. *Applied nonlinear control*, Vol. 199, No. 1, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-hall, 1991.
- [6] Khalil, Hassan K., and J. W. Grizzle, *Nonlinear systems*, Vol. 3, New Jersey: Prentice hall, 1996.
- [7] Dorf Richard and Bishop Robert, *Sistemas de control moderno*, Editorial Pearson Prentice Hall, 1992.
- [8] Ruíz, Víctor M. Alfaro, *Métodos de sintonización de controladores PID que operan como reguladores*. Journal of Tropical Engineering 12.1-2,2011.
- [9] Alfaro, Víctor M., *¿Son todos los controladores PID iguales?* Ingeniería: Revista de la Universidad de Costa Rica 3.1 (1993): 11-19.
- [10] Robert, Boylestad, and Nashelsky Louis, *Electrónica: Teoría de Circuitos* Editorial Prentice-Hall Hispanoamericana, México, (1997).
- [11] Instruments, Texas, *3-Terminal Adjustable Regulator LM317* datasheet, September (1997-2014).
- [12] M.I. Ortega Velázquez, Isaac, Comunicación personal, Octubre del 2015.
- [13] M.I. Rojas García, Michael Josué, Comunicación personal, Abril del 2016.

-
- [14] Emadi, Ali, *Handbook of automotive power electronics and motor drives*, CRC press, 2005.
- [15] García, Salvador Martínez, and Juan Andrés Gualda Gil, *Electrónica de potencia: componentes, topologías y equipos.*, Editorial Paraninfo, 2006.
- [16] Rashid, Muhammad H., Muhammad H. Rasid Virgilio González, and Pozo Agustín Suárez Fernández, *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones.*, Pearson Educación, 2004.
- [17] Areny, Ramón Pallás, *Sensores y acondicionadores de señal*, Marcombo, 2004.
- [18] Rojas, M.J., *Diseño de un convertidor de potencia basado en un superconductor*, Licenciatura, Facultad de Ingeniería UNAM, 2014.
- [19] Kopka, H., Daly P.W., *A Guide to LaTeX*, Addison-Wesley, Reading, MA, 1999.