



# **ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO**

**“COMPARACIÓN DEL DESEMPEÑO DE UN CONTROLADOR  
ADAPTATIVO POR MODELO DE REFERENCIA Y UN PID CLÁSICO  
PARA EL CONTROL DE UN CONVERTIDOR DC-DC REDUCTOR  
DEL TIPO BUCK.”**

**MARTÍN DAMIÁN MEDINA SÁNCHEZ**

Trabajo de Titulación modalidad: Proyectos de Investigación y Desarrollo, presentado  
ante el Instituto de Posgrado y Educación Continua de la ESPOCH, como requisito  
parcial para la obtención del grado de:

**MAGISTER EN SISTEMAS DE CONTROL Y AUTOMATIZACIÓN  
INDUSTRIAL**

Riobamba-Ecuador

Agosto 2017



## ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO

### CERTIFICACIÓN:

EL TRIBUNAL DE TRABAJO DE TITULACIÓN CARTIFICA QUE:

El trabajo de titulación modalidad Proyectos de Investigación y Desarrollo, titulado: “COMPARACIÓN DEL DESEMPEÑO DE UN CONTROLADOR ADAPTATIVO POR MODELO DE REFERENCIA Y UN PID CLÁSICO PARA EL CONTROL DE UN CONVERTIDOR DC-DC REDUCTOR DEL TIPO BUCK.”, de responsabilidad del señor Martín Damián Medina Sánchez, ha sido prolijamente revisado y se autoriza su presentación.

Tribunal:

DR. JUAN VARGAS GUAMBO; M.Sc.

**PRESIDENTE**

\_\_\_\_\_

ING. JESÚS RODRÍGUEZ FLORES; PhD.

**DIRECTOR**

\_\_\_\_\_

ING. PAÚL MORENO AVILÉS; PhD.

**MIEMBRO**

\_\_\_\_\_

ING. JORGE PAUCAR SAMANIEGO; M.Sc.

**MIEMBRO**

\_\_\_\_\_

DOCUMENTALISTA

**SISBIB ESPOCH**

\_\_\_\_\_

Riobamba, Agosto de 2017

## **DERECHOS INTELECTUALES**

Yo, MARTÍN DAMIÁN MEDINA SÁNCHEZ, declaro que soy responsable de las ideas, doctrinas y resultados expuestos en el presente Trabajo de Titulación modalidad Proyectos de Investigación y Desarrollo, y que el patrimonio intelectual generado por el mismo, pertenece exclusivamente a la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo.

---

Martín Damián Medina Sánchez

C.I. 1804621413

© 2017, Martín Damián Medina Sánchez

Se autoriza la reproducción total o parcial, con fines académicos, por cualquier medio o procedimiento, incluyendo la cita bibliográfica del documento, siempre y cuando se reconozca el Derecho de Autor.

## **DECLARACIÓN DE AUTENTICIDAD**

Yo, Martín Damián Medina Sánchez, declaro que el presente Proyecto de Investigación es de mi autoría y que los resultados del mismo son auténticos y originales. Los textos constantes en el documento que provienen de otra fuente están debidamente citados y referenciados.

Como autor, asumo la responsabilidad legal y académica de los contenidos de este Proyecto de Investigación de maestría.

Riobamba, Agosto de 2017

---

Martín Damián Medina Sánchez

C.I: 1804621413

## **DEDICATORIA**

Aunque este apartado es muy pequeño, considero que es uno de los más importantes, pues viene a mi mente la gente que más quiero y estimo. A quienes han sido los pilares de todo lo que he conseguido, mi ejemplo y mi guía, mis queridos padres Nelson y Silvia. A mi compañera de todas las batallas Marjorie. A mis pequeños hermanos Alejandro y Karen. A mi querida tía Carlota.

Martín.

## **AGRADECIMIENTOS**

Quiero extender mi agradecimiento a mi tutor, Jesús Rodríguez, una persona ejemplo de un buen profesional y sobre todo un buen ser humano. Es una de esas pocas personas que siempre traerán un grato recuerdo a mi memoria.

Martín.

## ÍNDICE DE CONTENIDO

TEMA	Páginas
RESUMEN.....	xiv
SUMMARY.....	xv
<b>CAPÍTULO I</b>	
1 <b>INTRODUCCIÓN</b> .....	1
1.1 <b>Planteamiento del problema</b> .....	1
1.1.1 <i>Situación problemática</i> .....	1
1.2 <b>Formulación del problema</b> .....	2
1.3 <b>Preguntas específicas</b> .....	2
1.4 <b>Justificación de la investigación</b> .....	3
1.5 <b>Objetivos de la investigación</b> .....	4
1.5.1 <i>General</i> .....	4
1.5.2 <i>Específicos</i> .....	4
1.6 <b>Hipótesis</b> .....	4
<b>CAPÍTULO II</b>	
2 <b>MARCO TEÓRICO</b> .....	5
2.1 <b>Antecedentes del problema</b> .....	5
2.2 <b>Bases teóricas</b> .....	6
2.2.1 <i>Sistemas de control</i> .....	6
2.2.2 <i>Modelos de Sistemas Dinámicos</i> .....	7
2.2.2.1 <i>Modelo de Primer Orden Con Retardo en Tiempo</i> .....	7
2.2.2.2 <i>Modelo de Segundo Orden</i> .....	7
2.2.2.3 <i>Respuesta al Escalón de un Sistema de Segundo Orden</i> .....	8

2.2.3	<b>Identificación de Sistemas</b> .....	10
2.2.3.1	<i>Modelo Autoregresivo</i> .....	10
2.2.3.2	<i>Modelo con perturbaciones estocásticas.</i> .....	11
2.2.3.3	<i>Método de Identificación de Mínimos Cuadrados no Recursivos</i> .....	11
2.2.4	<b>Control adaptativo</b> .....	12
2.2.5	<b>Control Adaptativo por Modelo de Referencia (MRAC)</b> .....	13
2.2.5.1	<i>Diseño de MRAC mediante el método del gradiente decreciente</i> .....	14
2.2.5.2	<i>Diseño de MRAC mediante el método de estabilidad de Lyapunov</i> .....	16
2.2.6	<b>Controlador PID</b> .....	18
2.2.6.1	<i>Diseño de un controlador PID mediante cancelación de polos y ceros.</i> .....	19
2.2.7	<b>Fuentes conmutadas</b> .....	19
2.2.7.1	<i>Convertidor Reductor (Buck)</i> .....	19
2.2.7.2	<i>Análisis con el interruptor Cerrado</i> .....	21
2.2.7.3	<i>Análisis con el interruptor Abierto</i> .....	22

### CAPÍTULO III

3	<b>METODOLOGÍA DE LA INVESTIGACIÓN</b> .....	26
3.1	<b>Fuente reductora</b> .....	26
3.2	<b>Modelamiento matemático del convertidor reductor.</b> .....	27
3.2.1	<i>Circuito con el conmutador cerrado</i> .....	28
3.2.2	<i>Circuito con el conmutador abierto</i> .....	30
3.2.3	<i>Comparación del modelo matemático con Simscape</i> .....	33
3.3	<b>Diseño del Controlador Adaptativo por Modelo de Referencia</b> .....	36
3.3.1	<i>Modelo de referencia</i> .....	36
3.3.2	<i>Diseño del controlador</i> .....	37
3.3.3	<i>Discretización del Controlador</i> .....	41
3.3.4	<i>Simulación del controlador adaptativo</i> .....	44
3.4	<b>Diseño del controlador PID</b> .....	47

### CAPÍTULO IV

4	<b>RESULTADOS</b> .....	50
---	-------------------------	----

4.1	<b>Respuesta al escalón</b> .....	50
4.2	<b>Cambio de la carga</b> .....	52
4.3	<b>Validación de Hipótesis</b> .....	55
4.3.1	<i>Detalles del Experimento</i> .....	55
4.3.2	<i>Análisis de datos</i> .....	55
4.3.3	<i>Prueba de Hipótesis</i> .....	57
	<b>CONCLUSIONES</b> .....	58
	<b>RECOMENDACIONES</b> .....	59
	<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	
	<b>ANEXOS</b>	

## ÍNDICE DE TABLAS

<b>Tabla 1-3:</b> Comparativa entre valores mínimos y valores seleccionados.....	27
<b>Tabla 2-3:</b> Listado de componentes y valores del convertidor buck. ....	27
<b>Tabla 3-3:</b> Parámetros de la planta del convertidor reductor .....	48
<b>Tabla 1-4:</b> Ajuste fino de las constantes del controlador PI. ....	50
<b>Tabla 2-4:</b> Resumen de características de la respuesta al Escalón .....	52
<b>Tabla 3-4:</b> Análisis estadístico de datos. ....	56

## ÍNDICE DE FIGURAS

<b>Figura 1-2:</b> Control por retroalimentación .....	7
<b>Figura 2-2:</b> Efecto del factor de amortiguamiento en un Sistema de Segundo Orden .....	8
<b>Figura 3-2:</b> Respuesta al Escalón Unitario de un Sistema de Segundo Orden .....	9
<b>Figura 4-2:</b> Esquema general de un control adaptativo. ....	13
<b>Figura 5-2:</b> Esquema de un control Adaptativo por Modelo de Referencia.....	14
<b>Figura 6-2:</b> Principio del Método del Gradiente.....	16
<b>Figura 7-2:</b> Convertidor Reductor .....	20
<b>Figura 8-2:</b> Circuito Ideal con el Interruptor Cerrado. ....	21
<b>Figura 9-2:</b> Circuito Ideal con el Interruptor Abierto .....	22
<b>Figura 10-2:</b> Corriente del Inductor y Carga. ....	25
<b>Figura 11-2:</b> Corriente en el Capacitor.....	25
<b>Figura 1-3:</b> Circuito con Conmutador Cerrado .....	28
<b>Figura 2-3:</b> Diagrama de bloques del Inductor con conmutador cerrado.....	29
<b>Figura 3-3:</b> Diagrama de bloques del Capacitor con conmutador cerrado.....	29
<b>Figura 4-3:</b> Dinámica del convertidor con el conmutador cerrado. ....	30
<b>Figura 5-3:</b> Circuito con Conmutador Abierto .....	30
<b>Figura 6-3:</b> Diagrama de bloques del inductor con conmutador abierto.....	31
<b>Figura 7-3:</b> Dinámica del convertidor con el conmutador cerrado. ....	32
<b>Figura 8-3:</b> Comparación del modelo matemático. ....	34
<b>Figura 9-3:</b> Presencia de no linealidades debidas al cambio del punto de trabajo. ....	34
<b>Figura 10-3:</b> Comparación de modelos con y sin $RS$ . ....	35
<b>Figura 11-3:</b> Diagrama de bode de la planta del convertidor buck. ....	43
<b>Figura 12-3:</b> Programa en Simulink. ....	44
<b>Figura 13-3:</b> Ley de adaptación .....	45
<b>Figura 14-3:</b> Reestructuración del Controlador .....	45
<b>Figura 15-3:</b> Evolución del parámetro $\theta_1$ .....	46
<b>Figura 16-3:</b> Evolución del parámetro $\theta_2$ .....	46
<b>Figura 17-3:</b> Evolución del parámetro $\theta_3$ .....	46
<b>Figura 18-3:</b> Respuesta de la planta con controlador MRAC .....	47
<b>Figura 19-3:</b> Respuesta al escalón aplicando el controlador PID. ....	49
<b>Figura 1-4:</b> Respuesta al escalón (PI).....	51
<b>Figura 2-4:</b> Respuesta al escalón (MRAC).....	51

<b>Figura 3-4:</b> Respuesta al escalón con ajuste fino de parámetros del controlador MRAC. ....	52
<b>Figura 4-4:</b> Efectos del cambio de carga en el voltaje de salida. ....	53
<b>Figura 5-4:</b> Salida de la planta con controlador PI .....	54
<b>Figura 6-4:</b> Salida de la planta con Controlador Adaptativo por Modelo de Referencia .....	54
<b>Figura 7-4:</b> Función de distribución acumulada para muestras PID .....	56
<b>Figura 8-4:</b> Función de distribución acumulada para muestras MRAC.....	56

## RESUMEN

El presente trabajo tuvo como objetivo comparar el desempeño de un controlador adaptativo por modelo de referencia y un PID para un convertidor reductor de tipo buck. El trabajo comienza con un análisis riguroso de la dinámica de la planta del convertidor y se plantea un modelo aproximado de segundo orden. Se muestra la metodología para el diseño de un controlador adaptativo por modelo de referencia para la planta de segundo orden en tiempo continuo tomando en cuenta las características de desempeño planteadas por el modelo de referencia. Mediante simulación se optimizaron los parámetros del controlador adaptativo. Para la implementación práctica y simulación el controlador fue discretizado utilizando el método del retenedor de orden cero. De igual manera se diseñó y discretizó el controlador PID clásico usando la técnica de cancelación de polos y ceros. El microcontrolador escogido para la codificación de los controladores ha sido el dsPIC30F4011. La metodología de investigación utilizada fue la empírico-analítica. Para la demostración de la hipótesis se diseñó el experimento para determinar cuál de los dos controladores reaccionaba de mejor manera frente al cambio de carga en el convertidor reductor, tomando como métrica el error cuadrático medio. Luego de realizar varias pruebas se obtuvo una media de  $85.5mV$  para el controlador PID y una media de  $109.8mV$  para el controlador adaptativo, donde se determinó que el controlador PID reacciona de mejor manera ante el cambio de parámetros siempre y cuando se mantenga el punto de consigna. Por último se recomienda una investigación para implementar en paralelo los dos controladores y así sumar sus beneficios.

**Palabras clave:** <TECNOLOGÍA Y CIENCIAS DE LA INGENIERÍA, CONTROL AUTOMÁTICO>, <CONTROL ADAPTATIVO>, <CONVERTIDOR DE POTENCIA>, <CONTROLADOR ADAPTATIVO POR MODELO DE REFERENCIA>, <GRADIENTE DECRECIENTE>, <MODELO DE REFERENCIA>, <MICROCONTROLADOR DE PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES>.

## SUMMARY

The present work had as objective to compare the performance of an model reference adaptive controller and a PID for a reductor converter of type Buck. The work begins with a rigorous analysis of the dynamics of the converter plant and an approximate model of second order is proposed. The methodology for the design of an adaptive controller by reference model for the second order plant in continuous time is shown, taking into account the performance characteristics proposed by the reference model. By means of simulation the parameters of the adaptive controller were optimized. For practical implementation and simulation, the controller was discretized using the zero-order hold method. In the same way, the classical PID controller was designed and discretized using the poles and zeros cancellation technique. The microcontroller chosen for the coding of the controller has been the dsPIC30F4011. The research methodology used was the empirical-analytic. For the demonstration of the hypothesis the experiment was designed to determine which of the two controllers reacted better against the charge change in the reducing converter, taking the mean square error as the metric. After performing several tests an average of 85mV was obtained for the PID controller and a mean of 109.8mV for the adaptive controller, were it was determined that the PID controller reacts better to the parameter change as long as the point of consinee is maintained. Finally, an investigation is recommended to implement in parallel the two controllers and thus add their benefits.

**Keywords:** <TECHNOLOGY AND ENGINEERING SCIENCES>, <AUTOMATIC CONTROL>, <ADAPTIVE CONTROL>, <POWER CONVERTER>, <MODEL REFERENCE ADAPTIVE CONTROLLER>, <GRADIENT DECREASING>, <REFERENCE MODEL>, <MICROCONTROLLER FOR DIGITAL SIGNAL PROCESSING>.

# CAPÍTULO I

## 1 INTRODUCCIÓN

### 1.1 Planteamiento del problema

#### 1.1.1 Situación problemática

En el marco universal los convertidores electrónicos de potencia se encuentran presentes en la mayoría de dispositivos electrónicos modernos, desde los convencionales cargadores de celulares hasta en aplicaciones en las que se exige mayores prestaciones en cuanto a potencia y calidad en el voltaje de salida como las fuentes de computadores.

El rápido desarrollo tecnológico de Latinoamérica exige nuevas tecnologías más eficientes y amigables con el medio ambiente lo que ha incentivado la creación de nuevas líneas de investigación en ámbitos técnicos y tecnológicos, para cambiar la limitante situación de ser compradores de tecnología por la de productores.

En el Ecuador se ha prestado mucha atención al cambio de la matriz productiva del país, por lo que ahora se auspician investigaciones para cambiar el modelo económico del país y así convertirse no solo en consumidores si no en exportadores de tecnología.

Existen diferentes tipos de fuentes de potencia, tanto para reducir el voltaje de entrada, como para aumentarlo. Los convertidores reductores de voltaje encargados de reducir el voltaje de entrada, también llamados buck sirven como dispositivos para regular el voltaje de salida a un nivel deseado siempre y cuando éste sea menor que el voltaje de entrada. Las fuentes reductoras poseen elementos capacitivos e inductivos lo que le dan a la planta del convertidor una dinámica de segundo grado.

El problema de este tipo de plantas radica en que pueden existir sobrepasos o sobreimpulsos, en una fuente reductora los sobrepasos se ven afectados por el cambio del tipo de carga, o la variación de la impedancia de la misma. Éste comportamiento no deseado puede causar daños en los equipos electrónicos más sensibles.

El principio de funcionamiento de un convertidor buck es el de una fuente conmutada, que cambia su entrada de un estado a otro, cambiando la estructura de la planta en cada operación de conmutación. Las frecuencias de conmutación típicamente se encuentran en el rango de los kilohertz.

Los controladores electrónicos actuales necesitan cumplir con altos estándares en cuanto a al tiempo de establecimiento y la calidad del voltaje de salida.

Debido al constante desarrollo de los microcontroladores, se ha mejorado notablemente la capacidad de cómputo permitiendo la aplicación de algoritmos de control relativamente complejos, que en décadas anteriores eran imposibles de ser llevados a la práctica. Es por ello que se propone implementar un controlador adaptativo, que será capaz de identificar los cambios en los parámetros de la planta y ajustar los parámetros del controlador para poder alcanzar los requerimientos mencionados anteriormente.

Los controladores adaptativos son capaces de superar las barreras de las limitaciones de los controladores lineales convencionales, debido a que poseen algoritmos de identificación en línea y reglas de ajuste de sus parámetros.

## **1.2 Formulación del problema**

¿El controlador adaptativo por modelo de referencia mejorará las características del voltaje de salida de una fuente DC-DC reductora ante el cambio de parámetros en la carga frente a un controlador PID clásico?

## **1.3 Preguntas específicas**

¿Qué parámetros eléctricos y electrónicos deben considerarse para el diseño de convertidores reductores de voltaje DC-DC del tipo buck?

¿Cuáles son las bases teóricas para formular el modelo matemático de la dinámica de un convertidor reductor de voltaje DC-DC buck?

¿Qué consideraciones se deben tomar para diseñar un controlador PID y un controlador adaptativo por modelo de referencia para la planta del convertidor seleccionado?

#### **1.4 Justificación de la investigación**

El trabajo de investigación pretende fortalecer aspectos como el modelamiento matemático de los convertidores reductores, así como un estudio más detallado de su comportamiento haciendo uso de herramientas de software de modelamiento y simulación para poder predecir su comportamiento real. Se pretende también tomar otro enfoque del diseño de convertidores de potencia basado en las características de respuesta al escalón unitario, diferente al enfoque de diseño basado en el modo de conducción continua donde no se toman en cuenta las características de la respuesta transitoria.

El trabajo de investigación plantea el diseño de un controlador adaptativo por modelo de referencia más adecuado para la planta, con el objetivo de disminuir el sobrepaso en un convertidor dc-dc reductor y el tiempo de asentamiento. También se espera que el controlador pueda lidiar con el cambio del tipo de carga o sus parámetros y tener una respuesta dentro de un rango de lo aceptable.

El control adaptativos es aplicado a sistemas constante de tiempo que permiten la holgura suficiente para proceder a la identificación de sistemas y con ello establecer los parámetros que permitan el cumplimiento del modelo con base al modelo de referencia. No obstante en el presente trabajo se pretende establecer un compromiso que logre o permita aplicar técnicas adaptativas para cuando se está en presencia de sistemas denominados rígidos de la severa divergencia entre las constantes de tiempo que plantean una limitante matemática y tecnológica, la cual se estudiará y pretenderá resolver el transcurso de trabajo.

Esto permitirá utilizar los convertidores de potencia en aplicaciones en las que su carga esté continuamente cambiando. Se puede considerar como cambios en la carga la conexión y desconexión de elementos acoplados a la carga, el cambio de impedancia de la carga debido a variaciones de temperatura entre otros factores.

Se espera que los beneficiarios directos sean el sector de diseño y manufactura de convertidores electrónicos de potencia, quienes podrán implementar algoritmos de control más sofisticados y así aumentar el valor de sus productos y tener mejores ventajas. Los usuarios indirectos del trabajo serán los usuarios de productos electrónicos con una alta eficiencia energética.

## **1.5 Objetivos de la investigación**

### ***1.5.1 General:***

Comparar el desempeño de un controlador adaptativo por modelo de referencia y un controlador PID clásico para el control de un convertidor DC-DC reductor del tipo buck.

### ***1.5.2 Específicos:***

- Diseñar e implementar un convertidor DC-DC reductor del tipo buck, tomando en cuenta las características eléctricas y electrónicas de dicho convertidor.
- Formular el modelo matemático del convertidor y estudiar la dinámica de un convertidor DC-DC reductor.
- Diseñar un controlador adaptativo por modelo de referencia y un controlador PID para el convertidor DC-DC reductor del tipo buck.

## **1.6 Hipótesis**

El controlador adaptativo por modelo de referencia tendrá un mejor desempeño que un PID clásico, frente a cambios en los parámetros de la carga en una fuente DC-DC reductora tipo buck.

## CAPÍTULO II

### 2 MARCO TEÓRICO

#### 2.1 Antecedentes del problema.

Los dispositivos convertidores de potencia tienen la finalidad de cambiar las características de entrada de onda de voltaje para convertirlas en otro tipo de onda de voltaje a la salida. En el caso de los convertidores dc-dc su principal función es cambiar los niveles de voltaje dc de entrada a niveles deseados. Los convertidores del tipo buck están formados por un circuito RLC, donde la resistencia es la carga (Sira-Ramirez & Silva-Ortigoza, 2006). El principio de funcionamiento es el de un filtro pasabajas funcionando a frecuencias elevadas. El convertidor ideal posee una frecuencia de funcionamiento infinita (Bravo, 2011), aunque esto en la práctica no es posible, actualmente los microcontroladores actuales pueden funcionar a frecuencias elevadas en el rango de varios kilo Hertz.

En el contexto global los convertidores de potencia ha sido un tema de amplio estudio. Existen trabajos que abordan la temática de la construcción de fuentes conmutadas (P. Ayala, n.d.) en incluso se han usado técnicas de control inteligente como algoritmos genéticos aplicadas a la optimización de controladores (Poodeh, Eshtehardiha, Kiyoumars, & Ataei, 2007).

Se han desarrollado técnicas de control que tienen muy bajo coste como el control por histéresis (Borrel, 2012), que es implementado mediante electrónica analógica en la que se define una banda en la cual deberá permanecer el voltaje de salida para su correcto funcionamiento. También hay fuentes conmutadas que funcionan con controladores PI cuyo rendimiento es bastante aceptable y tiene un bajo costo de implementación.

A nivel de Latinoamérica también se han formulado trabajos en la misma línea de investigación donde se analiza el modelo híbrido del convertidor (Mahla, Orellana, Zulueta, Rico, & Gonzáles, n.d.), técnicas de control difuso (Mahla et al., n.d.), técnicas de control digital (Oliva, Ang, & Bortolotto, 2006), entre otros.

En Ecuador se han realizado otras investigaciones que toman por objeto de estudio técnicas de control de los convertidores tipo buck (J. Ayala, Gutiérrez, Guerra, & Fernández, 2015), buck-boost

(Aguirre, Carvajal, & Martínez, n.d.). Así como investigaciones cuyas aplicaciones prácticas son cargadores de baterías (Gallardo, Placencia, & González, 2014), (Molina, Chico, Rosales, & Ávalos, 2014).

La dificultad en los controladores consisten en que son sistemas no lineales, en los cuales su planta cambia o conmuta entre diferentes estados en cada ciclo de trabajo.

El control adaptativo es una técnica de control desarrollada para lidiar con las incertidumbres presentes en el modelamiento matemático de la planta, esto incluye el desconocimiento de ciertos parámetros, la variación de los mismos o modelos matemáticos imprecisos. El control adaptativo tiene dos fuertes: control adaptativo por modelo de referencia (Model Reference Adaptive Controller (MRAC)) y el control adaptativo por autoajuste de parámetros (Self Tuning Regulator (STR)).

Existen métodos convencionales para ajustar los controladores cuando no hay un modelo matemático como Ziegler y Nichols, pero esto no garantiza que los parámetros escogidos sean los óptimos ni que la planta se comporte de manera deseada.

Actualmente se han combinado técnicas inteligentes para la resolución del problema del control adaptativo como la lógica difusa (Suresh, Rao, & Babu, n.d.) para controladores MRAC.

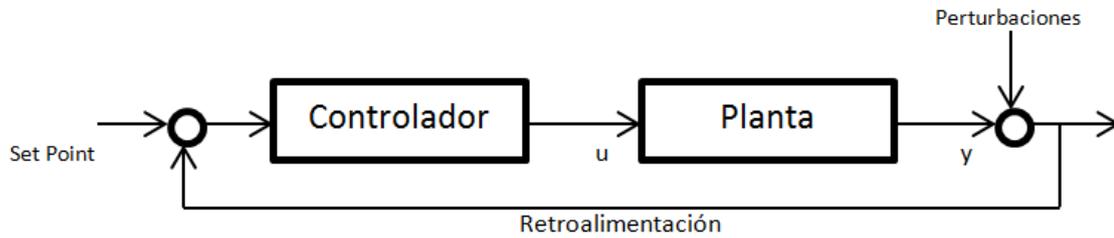
## **2.2 Bases teóricas**

### ***2.2.1 Sistemas de control***

Los sistemas de control tienen una amplia gama de aplicaciones debido a la naturaleza de sus objetivos. Los sistemas de control lineal tiene dos principales objetivos: la regulación y el seguimiento (Ogata, 2013). El objetivo de un controlador regulador es llevar el sistema desde cualquier condición inicial al origen o puntos de estabilidad. El controlador de seguimiento o servocontrol tiene la finalidad de llevar a la variable controlada desde cualquier valor inicial hasta un valor de referencia.

Así, los sistemas de control están presentes en manipuladores robóticos, máquinas, automóviles, electrónica entre otras. Las técnicas de control automático son tan amplias y diversas como el control clásico, el control avanzado que comprende técnicas de control adaptativo y robusto y técnicas de control inteligente (Kozák, 2012),

El esquema más generalizado de un controlador es el de retroalimentación, en donde la salida se compara con una referencia. Esto brinda al sistema de control robustez frente a perturbaciones.



**Figura 1-2:** Control por retroalimentación

**Realizado por:** Medina, Martín, 2017

### 2.2.2 Modelos de Sistemas Dinámicos

Una modelo dinámico proporciona la información necesaria entre la relación de entrada y salida durante el transitorio (Astrom & Hägglund, 2009).

#### 2.2.2.1 Modelo de Primer Orden Con Retardo en Tiempo

El modelo de primer orden es un modelo muy común en control de procesos. Se representa con la función de transferencia:

$$G(s) = \frac{K_p}{\tau s + 1} e^{-sd} \quad (2-1)$$

Dónde:  $K_p$  es la ganancia del sistema,  $\tau$  es la constante de tiempo y  $d$  es el retardo en tiempo.

#### 2.2.2.2 Modelo de Segundo Orden

Un modelo típico de segundo orden puede ser representado mediante la función de transferencia:

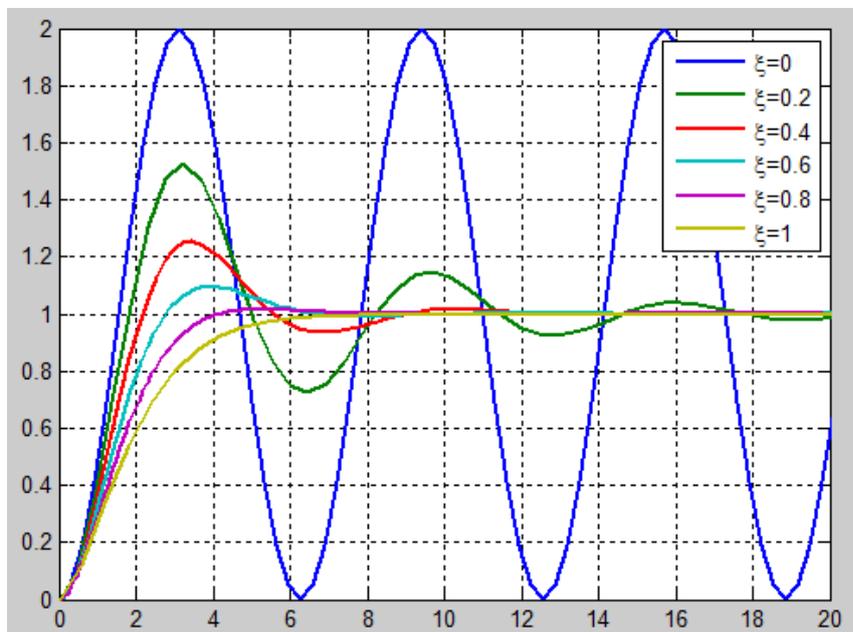
$$G(s) = \frac{K_p \omega_n^2}{s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2} \quad (2-2)$$

Los polos de este sistema se pueden calcular como:

$$p_{1,2} = -\xi \omega_n \pm \omega_n \sqrt{(\xi^2 - 1)} \quad (2-3)$$

### 2.2.2.3 Respuesta al Escalón de un Sistema de Segundo Orden

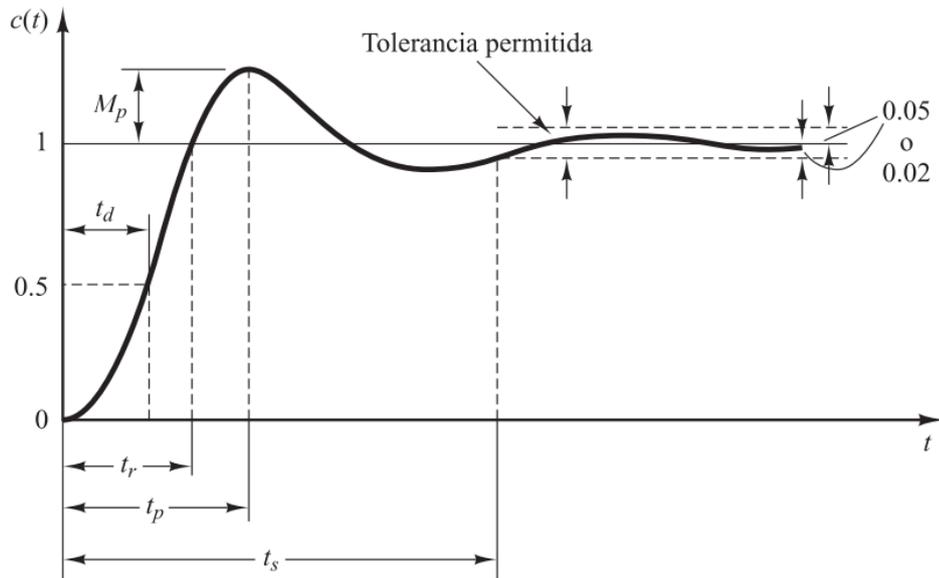
Un ejemplo de respuesta de un sistema de segundo orden se puede observar en la Figura 2-2, donde se puede observar la incidencia del factor de amortiguamiento en la respuesta transitoria.



**Figura 2-2:** Efecto del factor de amortiguamiento en un Sistema de Segundo Orden

Realizado por: Medina, Martín, 2017

Las características de desempeño de un sistema de control dependen de los siguientes conceptos (Ogata, 2013):



**Figura 3-2:** Respuesta al Escalón Unitario de un Sistema de Segundo Orden

Fuente: (Ogata, 2013)

- Tiempo de retardo  $t_d$ : Tiempo que le toma a la señal alcanzar por primera vez la mitad del valor final.
- Tiempo de subida  $t_r$ : Tiempo requerido para que la señal pase del 10% al 90%, del 5% al 95% o del 0% al 100%.
- Tiempo pico  $t_p$ : Tiempo en el que el sistema alcanza el primer pico de sobreelongación. El tiempo pico se puede calcular como:

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}} \quad (2-4)$$

- Sobreelongación  $M_p$ : Máximo valor del pico de la curva de respuesta, medida desde el valor que toma la curva en estado estacionario. Es una medida porcentual, se calcula como:

$$M_p = e^{\left(\frac{\xi}{\sqrt{1 - \xi^2}}\right)\pi} \quad (2-5)$$

- Tiempo de asentamiento  $t_s$ : Tiempo que le toma al sistema llegar al rango del valor final. Este rango  $t_s$  puede estar entre el 2% (2-6) o 5% (2-33) del valor final.

$$t_s = \frac{4}{\xi \omega_n} \quad (2-6)$$

$$t_s = \frac{3}{\xi \omega_n} \quad (2-7)$$

### 2.2.3 Identificación de Sistemas

#### 2.2.3.1 Modelo Autoregresivo

El modelo de una función de transferencia en tiempo discreto puede ser representado mediante un modelo autoregresivo del tipo IIR (Infinite Impulse Response) que tienen la forma generalizada (Ogata, 1996):

$$\frac{y(z)}{u(z)} = \frac{z^{-d}(b_1 + b_2 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n})}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}} \quad (2-8)$$

Donde  $y(z)$  es la salida del sistema y  $u(z)$  es la entrada del sistema.

Representado en ecuaciones en diferencias:

$$y(k) = -a_1 y(k-1) - \dots - a_n y(k-n_A) + b_1 u(k-d) + \dots + b_n u(k-d-n_B) \quad (2-9)$$

El sistema también puede ser representado mediante la forma de regresor:

$$y(k) = \phi^T \varphi(k) \quad (2-10)$$

Donde  $\phi^T$  son los parámetros:

$$\phi^T = [-a_1, -a_2, \dots, -a_{n_A}, b_1, b_2, \dots, b_{n_B}] \quad (2-11)$$

Y  $\varphi(k)$  define el vector de mediciones:

$$\varphi(k) = \begin{bmatrix} y(k-1) \\ \vdots \\ y(k-n_A) \\ u(k-d) \\ \vdots \\ u(k-d-n_B) \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

### 2.2.3.2 Modelo con perturbaciones estocásticas.

En los sistemas reales es imposible encontrar en situaciones donde no existan perturbaciones o ruido, es por ello que resulta fundamental modelar el ruido presente en el modelo. El ruido se puede representar mediante una serie en tiempo discreto con media igual a cero y con varianza  $\sigma^2$  (ruido gaussiano) (Melorose, Perroy, & Careas, 2015), el sistema puede representarse como:

$$y(k) = -A(z^{-1})y(t) + z^{-d}B(z^{-1})u(t) + v(k) \quad (2-13)$$

$$y(k) = \Phi^T \varphi(k) + v(k) \quad (2-14)$$

Donde  $v(k)$  puede ser representado como:

$$v(k) = \frac{C(z^{-1})}{D(z^{-1})} e(k) \quad (2-15)$$

A este modelo se lo denomina como ARMA (Autoregressive Moving Average). Si  $c(z^{-1}) = 1$  se obtiene el modelo AR (Autoregressive). Si  $D(z^{-1}) = 1$  se obtiene el modelo MA (Moving Average).

### 2.2.3.3 Método de Identificación de Mínimos Cuadrados no Recursivos

El método de mínimos cuadrados recursivos consiste en generar el vector regresor a partir de las mediciones hechas tanto a la salida como a la entrada del sistema (Rodríguez & López, 1996). La entrada del sistema típicamente es una señal del tipo PRBS (Pseudorandom Binary Sequence), que es rica en cuanto al espectro de frecuencia. Para utilizar este método es necesario definir el orden del sistema en tiempo discreto.

El vector regresor se puede estructurar de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} y(k) &= -a_1 y(k-1) - \dots - a_{n_A} y(k-n_A) + b_1 u(k-1) + \dots + b_{n_B} u(k-n_B) \\ y(k-1) &= -a_1 y(k-2) - \dots - a_{n_A} y(k-n_A-1) + b_1 u(k-2) + \dots + b_{n_B} u(k-n_B-1) \\ y(k-2) &= -a_1 y(k-3) - \dots - a_{n_A} y(k-n_A-2) + b_1 u(k-3) + \dots + b_{n_B} u(k-n_B-2) \\ &\vdots \end{aligned} \quad (2-16)$$

Escribiendo la ecuación ( 2-16) en forma matricial se tiene:

$$Y_K = \psi_K \theta \quad (2-17)$$

El método de mínimos cuadrados propone la estimación de los parámetros con la siguiente ley de adaptación:

$$\hat{\theta} = (\psi_K^T \psi_K)^{-1} \psi_K^T Y_K \quad (2-18)$$

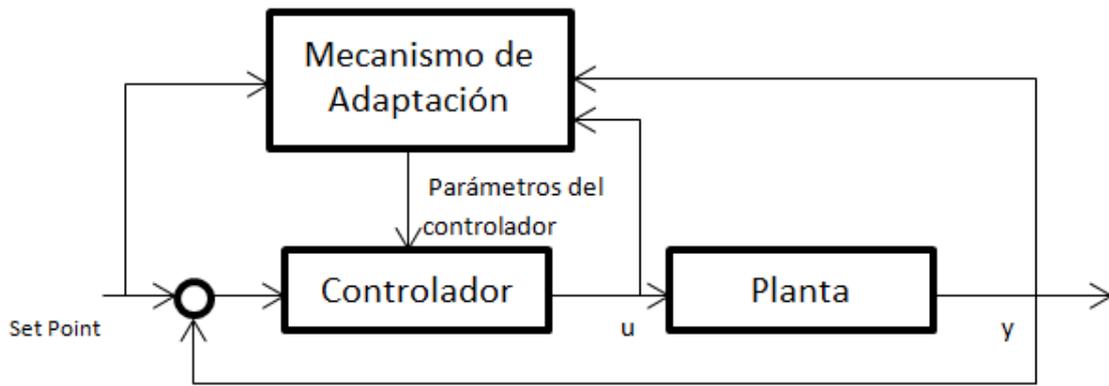
#### **2.2.4 Control adaptativo**

El control adaptativo surge como solución a las incertidumbres matemáticas presentes en el modelo de un sistema. Tales incertidumbres se deben a modelos matemáticos poco precisos, a cambios en la dinámica de la planta o a la presencia de no linealidades. Un controlador adaptativo tiene la capacidad de estimar los parámetros de la planta y aplicar algoritmos de control lineal. Un control adaptativo se clasifica como un caso especial de control no lineal debido a que sus parámetros varían con el tiempo (Slotine & Weiping, 1991).

Las escalas de tiempo pueden separarse en dos, en una escala lenta debida a cambios de los parámetros de la planta o a una escala rápida generalmente debida a cambios en la dinámica en el bucle de lazo cerrado (Rodríguez & López, 1996).

Uno de los aspectos más importantes en el control adaptativo es la identificación de sistemas. Para el proceso de identificación se pueden usar diferentes métodos entre los más importantes tenemos al algoritmo de mínimos cuadrados recursivos (Melrose et al., 2015), que es un algoritmo fuera de línea, aunque también existe una variante en línea.

El esquema generalizado de un control adaptativo fue propuesto por Landau en 1974. En este esquema se presenta un controlador en bucle de lazo cerrado, donde su salida es comparada con su referencia y posee un mecanismo de adaptación de los parámetros del controlador.



**Figura 4-2:** Esquema general de un control adaptativo.

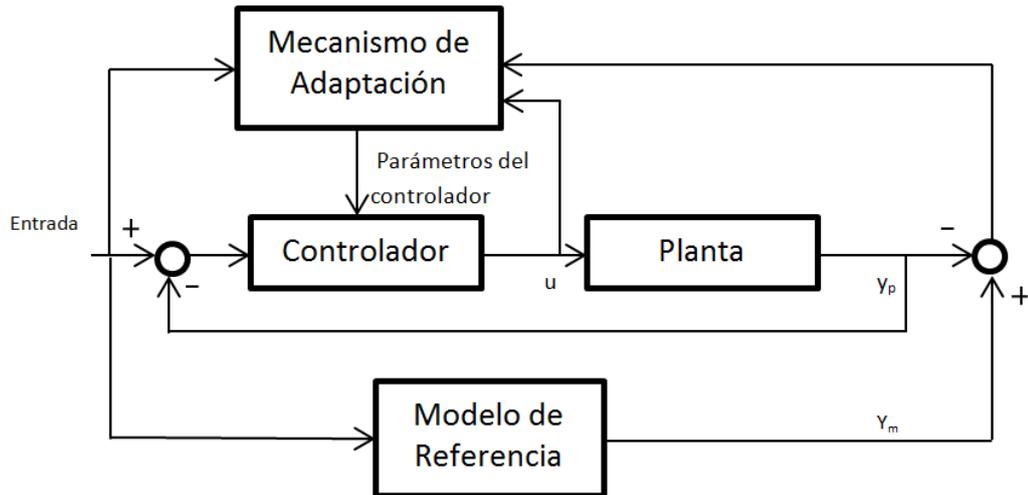
**Realizado por:** Medina, Martín, 2017

El control adaptativo se divide en dos técnicas principales, el control adaptativo por modelo de referencia (MRAC), el controlador por reguladores autoajustables (STR), ganancia programada y control dual (Astrom & Wittenmark, 2008).

### 2.2.5 Control Adaptativo por Modelo de Referencia (MRAC)

El controlador MRAC tiene como principal objetivo hacer que la salida de la planta se comporte de manera similar a un modelo de referencia. Para ello hay que escoger la estructura del controlador que sea capaz de lograr dicho objetivo. En la Figura 5-2 se puede observar el esquema generalizado de un controlador por modelo de referencia.

Para el ajuste de los parámetros del controlador escogido, se tienen diferentes métodos de adaptación como la regla del gradiente decreciente y la teoría de estabilidad de Lyapunov (Astrom & Wittenmark, 2008).



**Figura 5-2:** Esquema de un control Adaptativo por Modelo de Referencia

Realizado por: Medina, Martín, 2017

### 2.2.5.1 Diseño de MRAC mediante el método del gradiente decreciente

El método del gradiente decreciente o regla del MIT fue desarrollado en el laboratorio de Instrumentación en el MIT. Esta regla es un algoritmo que ajusta los parámetros de los controladores en lazo cerrado, en función de la minimización de una función de costo.

La función de costo usada es:

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e^2 \quad (2-19)$$

También se pueden utilizar las siguiente función de costo (Astrom & Wittenmark, 2008):

$$J(\theta) = |e| \quad (2-20)$$

La función de costo típicamente utilizada es (2-19) debido a su sencillez y utilidad. La función de costo  $J(\theta)$  depende del error cuadrático. El error de esta función de costo es la diferencia entre la salida actual del sistema y la salida del modelo de referencia.

$$e = y_p - y_m \quad ( 2-21)$$

Donde  $y_p$  es la salida actual del sistema y  $y_m$  es la salida del modelo deseado.

La regla del MIT además propone un método de actualización de los parámetros del controlador mediante el algoritmo del gradiente descendiente de la función de costo, a este método también se lo denomina como el método de sensibilidad, pues mide la variación de la función de costo frente a la variación de los parámetros  $\theta$ .

$$\frac{\partial J(\theta)}{\partial \theta} = \frac{\partial}{\partial \theta} \left( \frac{1}{2} e^2 dt \right) \quad (2-22)$$

$$\frac{\partial J(\theta)}{\partial \theta} = e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (2-23)$$

La derivada parcial del error respecto a la variación de los parámetros se calcula como sigue:

$$\frac{\partial e}{\partial \theta} = \frac{\partial}{\partial \theta} (y_p - y_m) \quad (2-24)$$

Debido a que el modelo de referencia no depende de la variación de los parámetros del controlador se tiene:

$$\frac{\partial e}{\partial \theta} = \frac{\partial y_p}{\partial \theta} \quad (2-25)$$

Reemplazando (2-25) en (2-23):

$$\frac{\partial J(\theta)}{\partial \theta} = \frac{\partial y_p}{\partial \theta} (e) \quad (2-26)$$

Finalmente la regla de adaptación se propone como:

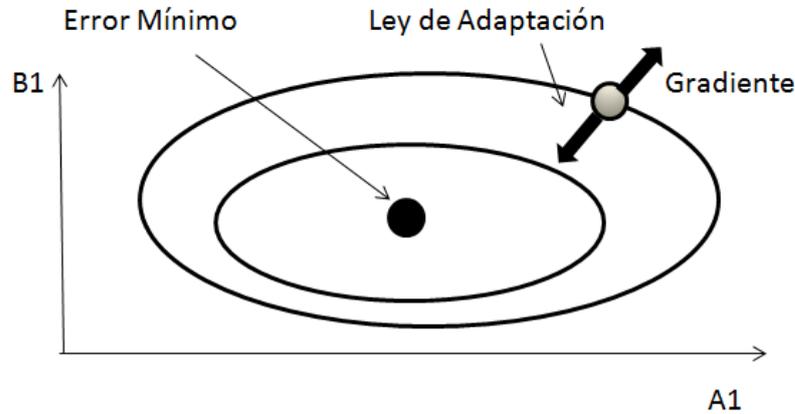
$$\frac{d\theta}{dt} = -\alpha \frac{\partial J(\theta)}{\partial \theta} \quad (2-27)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = -\alpha \frac{\partial y_p}{\partial \theta} (e) \quad (2-28)$$

La constante  $\alpha$  se denomina factor de aprendizaje. Este valor debe ser cuidadosamente seleccionado mediante simulación. Para valores altos de la constante el tiempo de ajuste de parámetros se reduce, pero puede generar inestabilidad. Para valores bajos aumenta considerablemente el tiempo de ajuste de parámetros aunque aumenta la estabilidad.

La regla del MIT asegura que el error se traslade en la dirección contraria a la del gradiente (Figura 6-2), llevando al error a un valor mínimo local. La desventaja del método es que el

algoritmo no garantiza que se alcance el mínimo global y no asegura la estabilidad (Astrom & Wittenmark, 2008).



**Figura 6-2:** Principio del Método del Gradiente

Fuente: (Melorose et al., 2015)

#### 2.2.5.2 Diseño de MRAC mediante el método de estabilidad de Lyapunov

La estabilidad por Lyapunov son métodos generalizado para encontrar la estabilidad de un sistema no lineal alrededor de los puntos de equilibrio. Los puntos de equilibrio se encuentran igualando el vector de estados de un sistema a cero.

El método de Lyapunov establece que un sistema es estable siempre y cuando la salida del sistema permanezca en las cercanías o tienda asintóticamente a los puntos de equilibrio. La teoría de estabilidad presenta dos métodos de análisis: primer método de Lyapunov o linealización y el segundo método de Lyapunov o método directo (Slotine & Weiping, 1991).

EL primer método de Lyapunov establece que un sistema linealizado en sus puntos de equilibrio presenta la misma dinámica que el sistema no lineal original. Esta propiedad resulta muy útil para justificar la utilización de controladores lineales.

El segundo método establece que un sistema es estable siempre y cuando exista una ecuación de Lyapunov para dicho sistema. El proceso de encontrar una función de Lyapunov no es sistemático por lo que no existe un procedimiento para hallar la función candidata de Lyapunov. La desventaja de este método radica en que si no se encuentra una función candidata Lyapunov no se puede asegurar que el sistema sea inestable.

Para que una función  $V(x)$  sea considerada de Lyapunov debe cumplir lo siguiente:

Sea  $x = 0$  un punto de equilibrio del sistema  $\dot{x} = f(x)$  y sea  $V: D \rightarrow \mathbb{R}$  se tiene:

- Si  $V(x)$  es definida positiva y  $\dot{V}(x)$  es definida negativa, el punto de equilibrio es asintóticamente estable, es decir, el sistema tiende al punto de equilibrio.
- Si  $V(x)$  es definida positiva y  $\dot{V}(x)$  es semidefinida negativa, el punto de equilibrio es estable, es decir, la salida del sistema permanece dentro de un límite definido.

Existen varios métodos para encontrar la función candidata del Lyapunov.

Metodología del diseño de controladores adaptativos por modelo de referencia usando la teoría de Lyapunov según (Rodríguez & López, 1996):

- Encontrar la ecuación de error en variables de estado  $X_p - X_m$ .
- Encontrar una función de Lyapunov en función del error y el error de los parámetros  $\phi = \hat{\theta} - \theta$ . Se puede utilizar la siguiente función de Lyapunov

$$V = e^T P e + \phi^T \Gamma^{-1} \phi \quad (2-29)$$

Donde las matrices  $P$  y  $\Gamma^{-1}$  deben ser matrices definidas positivas.

- Calcular la derivada de la función de Lyapunov.

$$\dot{V} = -e^T Q e + f(\phi) \quad (2-30)$$

El primer término de la ecuación garantiza que sea definida negativa. Por lo que una posible solución es hacer que el término  $f(\phi)$  sea igual a cero. Para que (2-29) sea definida positiva y (2-30) sea definida negativa, las matrices  $P$  y  $Q$  deben ser definidas positivas. Las matrices  $P$  y  $Q$  se relacionan mediante la ecuación de Lyapunov:

$$-Q = A^T P + P A \quad (2-31)$$

### 2.2.6 Controlador PID

El controlador PID conocido también como controlador de tres términos (Bolton, 2001), obedece a la siguiente ecuación:

$$salida = K_p e + K_i \int_0^t e dt + K_d \frac{de}{dt} \quad (2-32)$$

La función de transferencia del controlador es:

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (2-33)$$

La ganancia  $K_p$  o ganancia proporcional aumenta el ancho de banda del sistema, lo que se traduce en una disminución del tiempo de respuesta del sistema, a costa de volverlo más sensible a las perturbaciones y aumentar el sobrepaso.

La ganancia  $K_i$  o integral actúa como ganancia del término integral, el efecto es la eliminación del error en estado estacionario. Una ganancia baja aumenta el tiempo de corrección del error y vuelve lenta a la dinámica de la planta, por otro lado si la ganancia es muy alta puede provocar sobre pasos grandes o saturación en el actuador.

El término derivativo actúa como un predictor, y permite que el controlador reaccione a futuro. La ganancia  $K_d$  aumenta el tiempo de respuesta del sistema, disminuyendo los transitorios. La desventaja del término derivativo es su sensibilidad ante la presencia de ruido de salida en la planta.

A pesar de la simplicidad del controlador PID, en la industria un 90% de controladores son PID (Astrom & Hägglund, 2009), y de este porcentaje, la gran mayoría de controladores en realidad son PI.

Debido a su popularidad, el controlador PID cuenta con una gran cantidad de métodos para sintonizar los parámetros  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$  (Astrom & Hägglund, 2009). En este trabajo de investigación se planteó utilizará el siguiente criterio de sintonización del controlador PID.

### *2.2.6.1 Diseño de un controlador PID mediante cancelación de polos y ceros.*

Es un método de diseño de controladores basado en el lugar geométrico de las raíces que tiene por principal objetivo eliminar los polos que producen una dinámica indeseada en la planta (Villacrez, 2001) y reemplazarlos por polos que reproduzcan la dinámica deseada. Este método es posible implementar siempre y cuando la planta sea estable y de fase mínima (Ogata, 2013).

La cancelación de polos modifica el grado de la planta, normalmente disminuyéndolo. Si un polo no se cancela exactamente, produce una respuesta con amplitud pequeña pero con transitorios de larga duración. Sin embargo si la cancelación no es exacta pero razonable, el resultado variará muy poco respecto del comportamiento deseado (Villacrez, 2001).

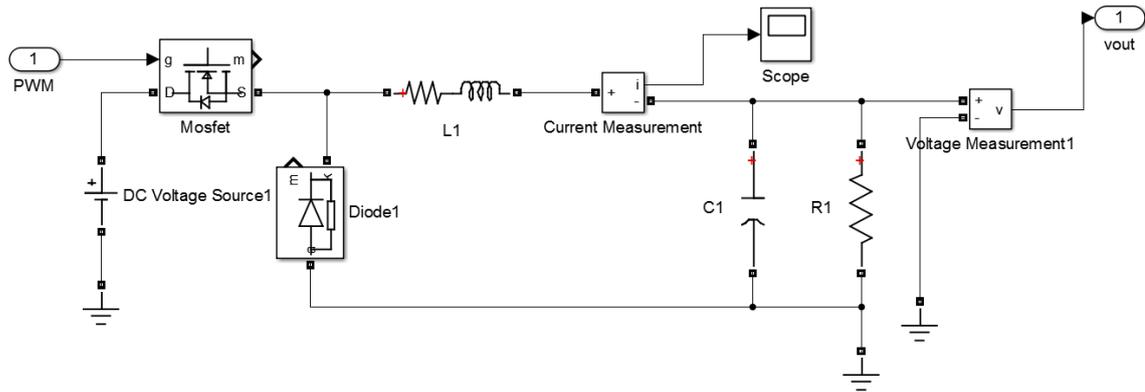
### *2.2.7 Fuentes conmutadas*

Las fuentes conmutadas son dispositivos electrónicos que se encargan de transformar de un tipo de energía a otro mediante el uso de dispositivos semiconductores de potencia. Existen tres diferentes tipos de fuentes conmutadas: elevadores, reductores y elevadores-reductores (Hart, 2001a). Desde la invención de conmutadores electrónicos de alta velocidad, los convertidores electrónicos han solucionado una gran cantidad de problemas. El avance de la tecnología permite elevar el rendimiento de los convertidores.

Los convertidores se usan ampliamente en sistemas de suministros de energía de corriente continua y en aplicaciones de accionamientos motrices. Se tienen 5 tipos de convertidores DC no aislados: Reductor (buck), elevador (boost), reductor-elevador (Buck-boost), Cúk, puente completo.

#### *2.2.7.1 Convertidor Reductor (Buck)*

El convertidor reductor produce una salida continua pura, para ello se basa en la topología de un filtro pasa bajo a la salida. El filtro paso bajo está formado por elementos capacitivos e inductivos (L-C). El esquema eléctrico del convertidor se puede observar en la Figura 7-2.



**Figura 7-2:** Convertidor Reductor

Realizado por: Medina, Martín, 2017

Para el análisis del convertidor se considerará que la corriente a través del inductor es positiva en todo intervalo de tiempo, es decir, el convertidor funciona en corriente permanente (Hart, 2001a). Para el funcionamiento régimen permanente se debe tener en cuenta las siguientes consideraciones:

- La corriente en la bobina es permanente:

$$i_L(t + T) = i_L(t) \quad (2-34)$$

- La tensión DC en la bobina es cero:

$$V_L = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} V_L(\lambda) d\lambda = 0 \quad (2-35)$$

- La potencia entregada por la fuente es igual a la potencia de salida, esto es que la fuente sea ideal y que no existan pérdidas de potencia en la conmutación.

Para el análisis del convertidor se tomará la suposición de que el circuito funciona en régimen permanente, el condensador es muy grande,  $D$  es el ciclo de trabajo,  $T$  es el periodo, los componentes son ideales.

### 2.2.7.2 Análisis con el interruptor Cerrado

Para el análisis del circuito con el interruptor cerrado (Figura 8-2) el diodo se polariza en inversa. Se incrementa la corriente en el inductor así como el voltaje en el capacitor. La corriente del inductor se puede expresar como:

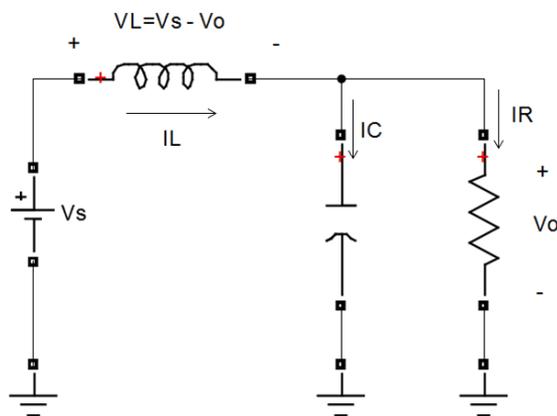
$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2-36)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (2-37)$$

$$\frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (2-38)$$

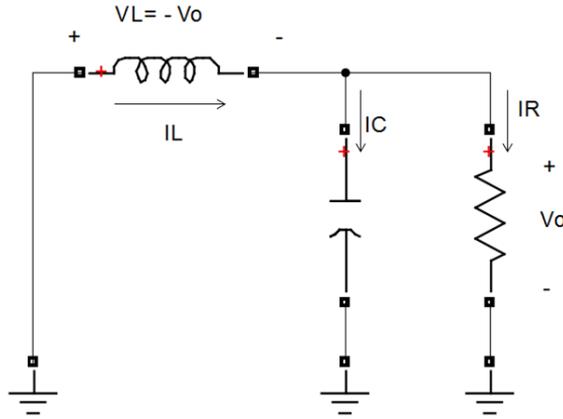
$$\Delta i_{L(\text{Cerrado})} = \left( \frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \quad (2-39)$$

En la ecuación (2-33), como  $V_s$  siempre será mayor que  $V_o$  la pendiente o la variación de la corriente en el inductor será positiva.



**Figura 8-2:** Circuito Ideal con el Interruptor Cerrado.

Realizado por: Medina, Martín, 2017



**Figura 9-2:** Circuito Ideal con el Interruptor Abierto

Realizado por: Medina, Martín, 2017

### 2.2.7.3 Análisis con el interruptor Abierto

Cuando el interruptor se abre, el diodo se polariza en directo, funcionando idealmente como un cortocircuito. Se tienen las siguientes ecuaciones:

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_o}{L} \quad (2-40)$$

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = -\frac{V_o}{L} \quad (2-41)$$

$$\Delta i_{L(Abierto)} = -\frac{V_o}{L}(1-D)T \quad (2-42)$$

De la ecuación (2-33) el signo negativo indica que la pendiente de la corriente en el inductor será negativa, es decir, la corriente decrece.

En régimen permanente es necesario que la corriente en el inductor permanezca diferente de cero, lo que implica que la variación de corriente sea la misma al final y principio de cada ciclo (Hart, 2001a), por lo que la variación total neta debe ser de cero.

$$\Delta i_{L(Cerrado)} + \Delta i_{L(Abierto)} = 0 \quad (2-43)$$

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)DT - \frac{V_o}{L}(1-D)T = 0 \quad (2-44)$$

Despejando  $V_o$ :

$$V_o = V_s D \quad (2-45)$$

Como el ciclo de trabajo tiene valores comprendidos entre cero y uno, el voltaje de salida siempre será menor que el de entrada.

La corriente media de la bobina en régimen permanente deberá ser igual a:

$$I_L = I_R = \frac{V_o}{R} \quad (2-46)$$

Los valores máximos y mínimos de la corriente en la bobina pueden ser calculados en base a su variación con cualquiera de las ecuaciones (2-39) o (2-42), que como se mencionó anteriormente deben ser iguales en régimen permanente.

$$I_{m\acute{a}x} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2-47)$$

$$I_{m\acute{a}x} = \frac{V_o}{R} + \frac{V_o}{2L}(1-D)T \quad (2-48)$$

$$T = \frac{1}{f} \quad (2-49)$$

$$I_{m\acute{a}x} = V_o \left[ \frac{1}{R} + \frac{(1-D)}{2Lf} \right] \quad (2-50)$$

$$I_{min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2-51)$$

$$I_{min} = \frac{V_o}{R} - \frac{V_o}{2L}(1-D)T \quad (2-52)$$

$$I_{min} = V_o \left[ \frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right] \quad (2-53)$$

Para que el convertidor funcione en régimen permanente, la corriente en el inductor no puede ser negativa, por lo que se puede restringir el valor de corriente mínimo a cero, y así poder determinar un valor mínimo de inductancia:

$$I_{min} = V_o \left[ \frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right] = 0 \quad (2-54)$$

$$L_{min} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (2-55)$$

Un ejemplo de las gráficas de la corriente del inductor y la resistencia de carga se observa en la Figura 10-2.

La corriente del capacitor se calcula con una ley de nodos:

$$I_C = I_L - I_R \quad (2-56)$$

La gráfica de la corriente del capacitor se tiene en la Figura 11-2. Aplicando la definición del capacitor:

$$Q = CV_o \quad (2-57)$$

$$\Delta Q = C\Delta V_o \quad (2-58)$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} \quad (2-59)$$

De la Figura 11-2 se tiene que  $\Delta Q$  es igual al área del triángulo por encima del eje de tiempo:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left( \frac{T}{2} \right) \left( \frac{\Delta I_L}{2} \right) = \frac{T\Delta I_L}{8} \quad (2-60)$$

$$\Delta V_o = \frac{T\Delta I_L}{8C} \quad (2-61)$$

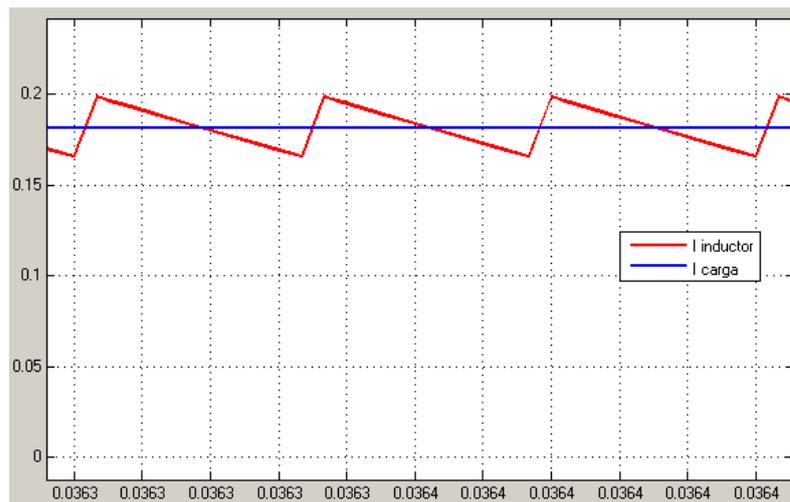
Sustituyendo la ecuación (2-42):

$$\Delta V_o = \frac{T}{8C} \frac{V_o}{L} (1-D)T \quad (2-62)$$

$$\Delta V_o = \frac{V_o(1 - D)}{8LCf^2} \quad (2-63)$$

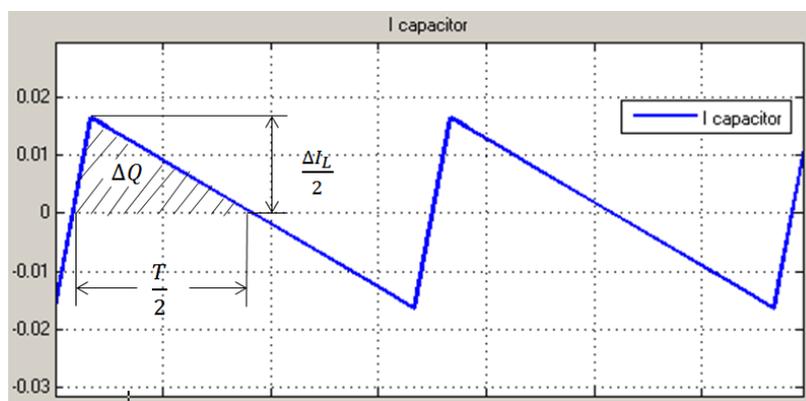
$$C = \frac{V_o(1 - D)}{8L\Delta V_o f^2} \quad (2-64)$$

A  $\Delta V_o$  se le denomina rizado. Si el rizado es lo suficientemente pequeño, se puede considerar que el voltaje de salida es constante.



**Figura 10-2:** Corriente del Inductor y Carga.

Realizado por: Medina, Martín, 2017



**Figura 11-2:** Corriente en el Capacitor

Fuente: (Hart, 2001b)

## CAPÍTULO III

### 3 METODOLOGÍA DE LA INVESTIGACIÓN

#### 3.1 Fuente reductora

Para el presente trabajo de investigación se ha diseñado la fuente reductora (Figura 7-2) que cumple con los criterios de conducción en régimen permanente (Hart, 2001a). El dimensionamiento de los materiales se los realizará según las siguientes condiciones:

- El voltaje de entrada es 12v, mientras que el voltaje de salida será de 6v.
- La resistencia mínima de salida será  $5\Omega$ , y tendrá una máxima de  $10\Omega$ .
- El rizado de salida debe ser inferior al 0.05%.
- La frecuencia de conmutación será aproximadamente de 30KHz.

Según las condiciones detalladas anteriormente, se puede calcular los valores mínimos del inductor y el capacitor con las ecuaciones detalladas en la sección de Fuentes conmutadas del capítulo 2.

$$D = \frac{6}{12} = 0.5 \quad (3-1)$$

$$R = 15\Omega \quad (3-2)$$

$$f = 30KHz \quad (3-3)$$

Usando la ecuación (2-55) se puede encontrar el valor mínimo del inductor:

$$L_{min} = \frac{(1 - 0.5) \cdot 10}{2 \cdot 30 \times 10^3} \quad (3-4)$$

$$L_{min} = 8.33 \times 10^{-0.5} H \quad (3-5)$$

Con la ecuación (2-64) se calcula el valor mínimo del capacitor:

$$C_{min} = \frac{(1 - 0.5)}{8 \cdot 8.33 \times 10^{-0.5} \cdot 0.0005 \cdot (30 \times 10^3)^2} \quad (3-6)$$

$$C_{min} = 1.7 \times 10^{-3} F \quad (3-7)$$

Considerando los valores mínimos obtenidos anteriormente, se ha considerado los siguientes valores de inductancia y capacitancia:

**Tabla 1-3:** Comparativa entre valores mínimos y valores seleccionados.

Parámetro	Valor Mínimo	Valor Seleccionado
Capacitor (C)	$1.7 \times 10^{-3} F$	$2.2 \times 10^{-3} F$
Inductor (L)	$8.33 \times 10^{-0.5} H$	$1.12 \times 10^{-3} H$

Realizado por: Medina, Martín, 2017

En la Tabla 2-3 se presenta el listado completo de los materiales utilizados para la implementación física de la fuente reductora.

**Tabla 2-3:** Listado de componentes y valores del convertidor buck.

Componente	Modelo/Valor
Interruptor	IRF540
Driver del Interruptor	IR2110
Capacitor (C)	2200uF
Inductor (L)	1.12mH
Carga Inicial (R)	5Ω
Resistencia Inductor (R <sub>S</sub> )	180m Ω
Diodo Schottky	MBR20100CT

Realizado por: Medina, Martín, 2017.

### 3.2 Modelamiento matemático del convertidor reductor.

Para el análisis y modelamiento del convertidor reductor es necesario dividir sus dos etapas de funcionamiento. En la primera etapa se considera el circuito con el interruptor cerrado, y en la segunda etapa el interruptor se encuentra abierto.

### 3.2.1 Circuito con el conmutador cerrado

Para el estudio de la dinámica del convertidor se ha considerado la presencia de la resistencia en serie del inductor, sin embargo se ha obviado la resistencia del conmutador pues típicamente la resistencia de un mosfet tiende a valores relativamente bajos y puede ser despreciable.

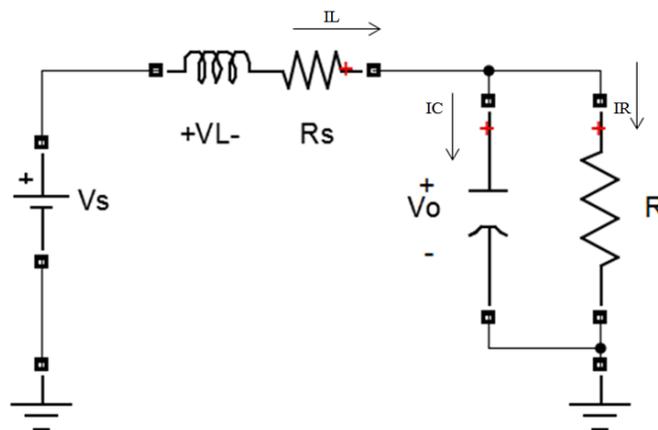
Cuando el interruptor conmuta, cierra la red RLC con la fuente de alimentación. El diodo se polariza en inversa y deja de conducir, quedando el siguiente circuito equivalente (Figura 1-3). Se puede entonces escribir las siguientes ecuaciones del inductor:

$$I_c = I_L - I_R \quad (3-8)$$

$$I_c = I_L - \frac{V_o}{R} \quad (3-9)$$

$$V_L = V_s - V_o - I_L R_s \quad (3-10)$$

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad (3-11)$$



**Figura 1-3:** Circuito con Conmutador Cerrado

Realizado por: Medina, Martín, 2017

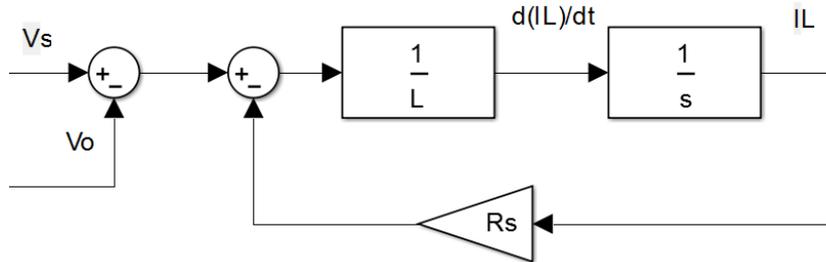
$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L} V_L = \frac{1}{L} [V_s - V_o - I_L R_s] \quad (3-12)$$

De la ecuación (2-33) se puede estructurar el siguiente diagrama de bloques de la Figura 2-3.

Si se analiza la red que comprende el capacitor y el resistor se tiene lo siguiente:

$$C \frac{dV_o}{dt} = I_c \quad (3-13)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C} I_c \quad (3-14)$$



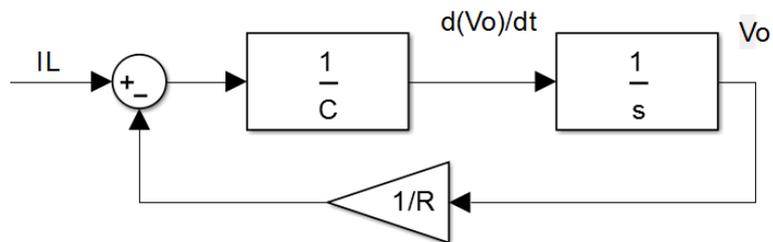
**Figura 2-3:** Diagrama de bloques del Inductor con conmutador cerrado

Realizado por: Medina, Martín, 2017

Reemplazando la ecuación (3-9) en (3-14):

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C} \left[ I_L - \frac{V_o}{R} \right] \quad (3-15)$$

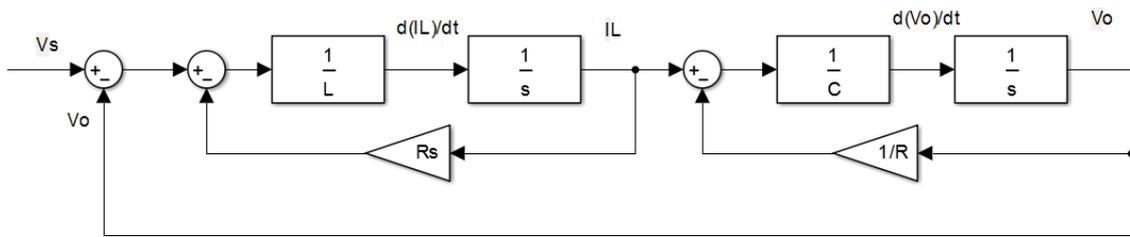
De igual manera se puede realizar el siguiente diagrama:



**Figura 3-3:** Diagrama de bloques del Capacitor con conmutador cerrado

Realizado por: Medina, Martín, 2017

Como se puede observar los diagramas de bloques resultantes de la Figura 2-3 y Figura 3-3 puede unirse y completar el diagrama de la dinámica total del convertidor con el conmutador cerrado.

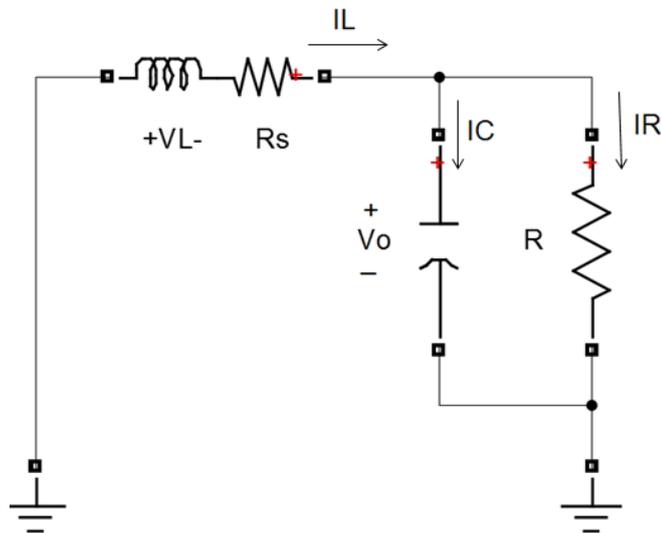


**Figura 4-3:** Dinámica del convertidor con el conmutador cerrado.

Realizado por: Medina, Martín, 2017

### 3.2.2 Circuito con el conmutador abierto

Cuando el interruptor se abre, el diodo se polariza en directa, dejando pasar la corriente de la bobina. Se tiene el circuito equivalente (Figura 5-3).



**Figura 5-3:** Circuito con Conmutador Abierto

Realizado por: Medina, Martín, 2017

Si se analizan las ecuaciones del inductor se tiene:

$$I_C = I_L - I_R \quad (3-16)$$

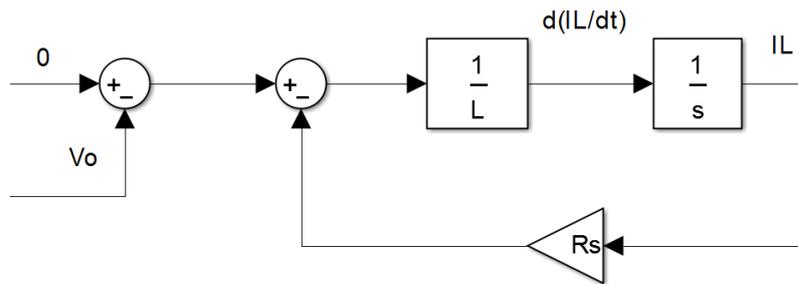
$$I_C = I_L - \frac{V_o}{R} \quad (3-17)$$

$$V_L = -V_o - I_L R_s \quad (3-18)$$

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad (3-19)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = -\frac{1}{L} [V_o + I_L R_s] \quad (3-20)$$

Se puede estructurar el diagrama de bloques de la ecuación (2-33) como:



**Figura 6-3:** Diagrama de bloques del inductor con conmutador abierto

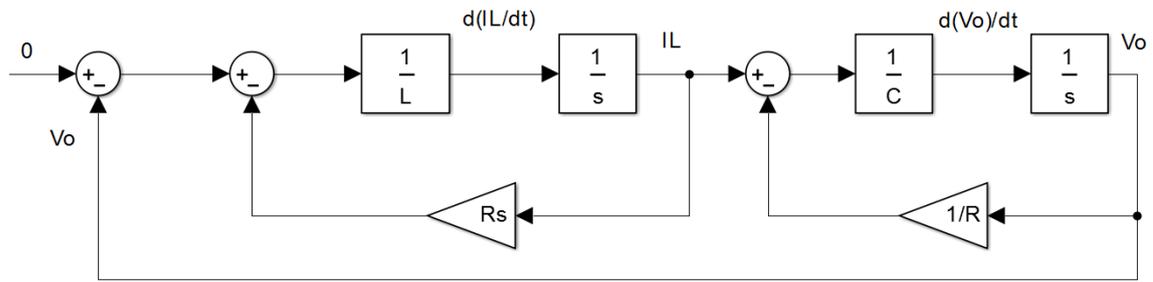
Realizado por: Medina, Martín, 2017

Analizando la red RC, se tienen las siguientes ecuaciones:

$$C \frac{dV_o}{dt} = I_c \quad (3-21)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C} [I_L - \frac{V_o}{R}] \quad (3-22)$$

El diagrama de bloques resultante es similar al obtenido en la Figura 3-3. De igual manera se puede estructurar el diagrama completo de la dinámica del convertidor con el conmutador abierto.



**Figura 7-3:** Dinámica del convertidor con el conmutador cerrado.

**Realizado por:** Medina, Martín, 2017

Como se puede apreciar en la Figura 4-3 y Figura 7-3 se mantiene la estructura general de convertidor, por lo que es posible utilizar el modelo promedio de pequeña señal (Oliva et al., 2006) siempre y cuando la corriente en el inductor sea positiva. Para asegurar dicha corriente positiva, uno de los factores que influyen es el dimensionar el inductor tomando en cuenta el rizo de corriente producido por el inductor:

$$\frac{\Delta I_L}{I_L} = \frac{\lambda}{100} \quad (3-23)$$

El parámetro  $\lambda$  define porcentaje de rizo de la corriente. Se puede demostrar que (Hart, 2001a):

$$L = \frac{(1-D)R}{\frac{\lambda}{100}f} \quad (3-24)$$

Se concluye que es equivalente a amplificar el valor de  $L_{min}$ :

$$L = L_{min} 2 \cdot \frac{1}{\frac{\lambda}{100}} \quad (3-25)$$

$$L = L_{min} \frac{200}{\lambda} \quad (3-26)$$

La ecuación (3-41) propone un aumento considerable de la inductancia para asegurar el trabajo del convertidor en régimen permanente.

Resolviendo el diagrama de bloques de la Figura 4-3 se obtiene el modelo promedio donde  $a_v$  es el ciclo de trabajo y  $V_s$  es el voltaje de alimentación del convertidor.

$$V_0 = \frac{R}{RLCs^2 + (L + R_s RC)s + R_s + R} a_v V_s \quad (3-27)$$

Reorganizando los términos, se tiene:

$$V_0 = \frac{1/(LC)}{s^2 + \frac{(L + R_s RC)}{RLC}s + \frac{(R_s + R)}{RLC}} a_v V_s \quad (3-28)$$

Reemplazando los valores de la Tabla 2-3, se tiene la función de transferencia:

$$V_0 = \frac{4.058 \times 10^5}{s^2 + 251.6s + 4.205 \times 10^5} a_v V_s \quad (3-29)$$

Si de la ecuación (3-28) se hace  $R_s$  cero, se tiene la siguiente función de transferencia:

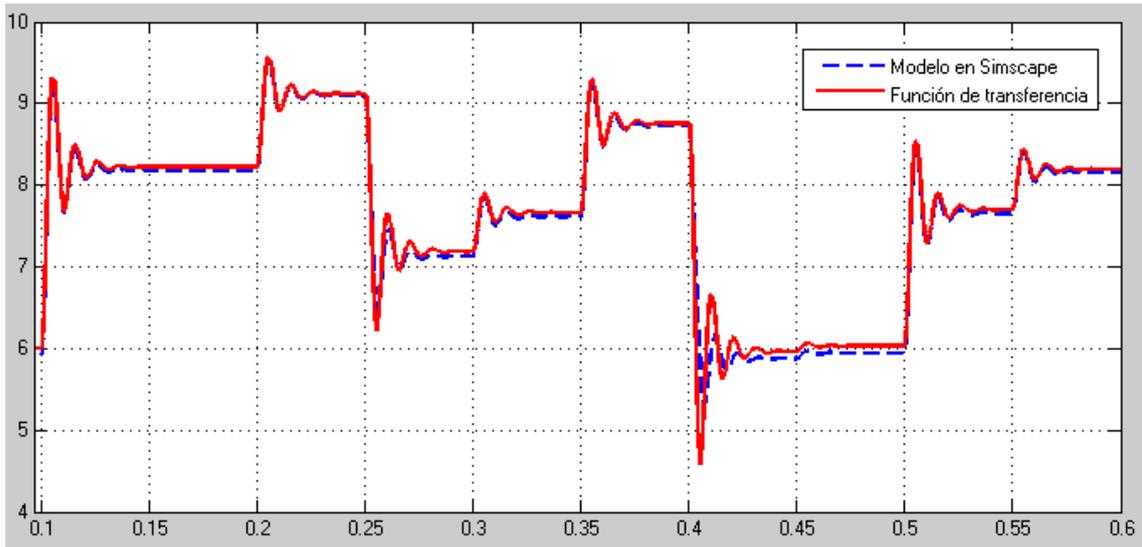
$$V_0 = \frac{4.058 \times 10^5}{s^2 + 90.91s + 4.058 \times 10^5} a_v V_s \quad (3-30)$$

La comparación de la respuesta al escalón de los modelos obtenidos en (3-29) y (2-33) se observa en la Figura 10-3.

### 3.2.3 Comparación del modelo matemático con Simscape

Para comparar el modelo matemático obtenido se ha tomado como referencia la simulación resultado del uso de la librería Simscape™ de Simulink® y se ha comparado con la función de transferencia obtenida con los valores detallados anteriormente (Tabla 2-3). Simscape™ es una herramienta que permite simular sistemas físicos en un entorno gráfico.

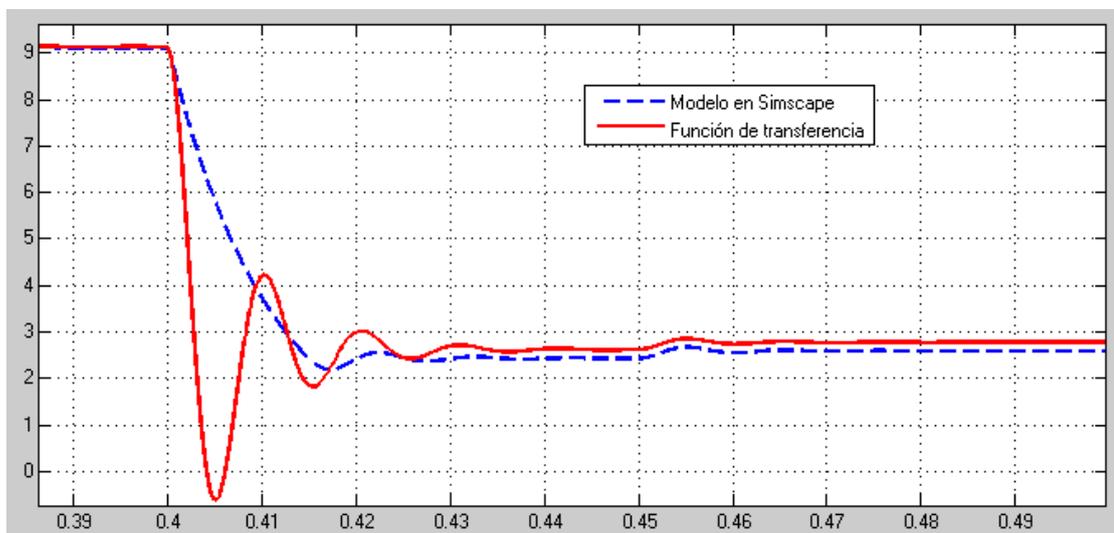
Para construir el modelo en Simscape™ se han utilizado datos reales de los componentes utilizados, el esquema realizado en Simscape™ se observa en la Figura 7-2. Los resultados se aprecian en la Figura 8-2.



**Figura 8-3:** Comparación del modelo matemático.

Realizado por: Medina, Martín, 2017

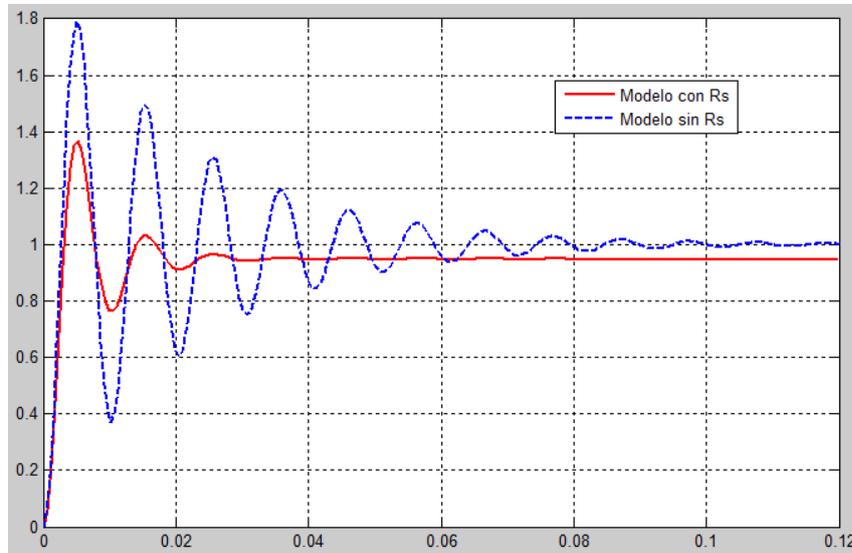
El resultado del modelo promedio de pequeña señal es bastante aceptable cuando el cambio del punto de trabajo no es muy significativo. Por otra parte, cuando se producen cambios del punto de trabajo muy distantes se tiene la presencia de no linealidades (Figura 9-3). Un estudio más detallado de las incertidumbres presentes en la dinámica de convertidores buck puede encontrarse en (Kolokolov & Monovskaya, 2015).



**Figura 9-3:** Presencia de no linealidades debidas al cambio del punto de trabajo.

Realizado por: Medina, Martín, 2017

En la Figura 10-3 se observa la importancia de incluir en el modelo dinámico la resistencia en serie del inductor, pues modifica la dinámica, añade error en estado estacionario y amortiguamiento. Ésta resistencia no es tomada en cuenta para el diseño y dimensionamiento de la fuente, pero sí debe ser incluida en el modelo matemático.



**Figura 10-3:** Comparación de modelos con y sin  $R_S$ .

Realizado por: Medina, Martín, 2017

Para justificar la importancia de la resistencia del inductor  $R_S$  en el modelo matemático dinámico, se ha planteado el siguiente estudio de sensibilidad de la salida del sistema (ecuación (3-28)) respecto a la resistencia  $R_S$ :

$$S_{R_S}^{V_o} = \frac{\partial V_o}{\partial R_S} \cdot \frac{R_S}{V_o} \quad (3-31)$$

$$S_{R_S}^{V_o} = - \frac{\frac{1}{LC}}{\left(s^2 + \frac{(L + R_S R_C)}{RLC} s + \frac{R_S + R}{RLC}\right)^2} \left[ \frac{1}{L} s + \frac{1}{RLC} \right] \cdot \frac{R_S}{V_o} \quad (3-32)$$

$$S_{R_S}^{V_o} = - \frac{(RCs + 1)R_S}{\left(s^2 + \frac{L + R_S RC}{RLC} s + \frac{R_S + R}{RLC}\right) RLC} \quad (3-33)$$

Utilizando el teorema del valor final:

$$S_{R_s}^{V_o} = -\frac{R_s}{R_s + R} \quad (3-34)$$

Según la ecuación (2-33) los efectos de la presencia de  $R_s$  pueden ser despreciables siempre y cuando el valor de la resistencia de carga  $R$  sea mucho mayor que  $R_s$ . De otro modo se deberá tomar en cuenta el sobredimensionamiento del calibre del inductor para disminuir los efectos de la resistencia  $R_s$ .

### 3.3 Diseño del Controlador Adaptativo por Modelo de Referencia

#### 3.3.1 Modelo de referencia

Para el diseño del controlador por modelo de referencia, es necesario definir un modelo a seguir, que será la métrica para ajustar los parámetros del controlador. La planta objeto de estudio es una función de segundo orden, por lo que el modelo a seguir tendrá también el mismo orden. Si se analizan los parámetros del sistema de segundo orden detallado en el capítulo 2 Respuesta al Escalón de un Sistema de Segundo Orden, se tiene que:

$$\omega_n = 648.46 \text{ rad/s} \quad (3-35)$$

$$\xi = 0.19 \quad (3-36)$$

El factor de amortiguamiento de la función sin el controlador tiene un coeficiente de amortiguamiento  $\xi$  muy bajo, por lo que se ha decidido tomar un modelo de referencia con un factor de amortiguamiento  $\xi = 0.7$ , conservando la frecuencia natural. Obteniendo un modelo de referencia con las siguientes características:

Tiempo de establecimiento con el criterio del 2% (ecuación (2-6)):

$$t_s = 8.81 \text{ msec} \quad (3-37)$$

Sobreimpulso (ecuación (2-5)):

$$M_p = 4.6\% \quad (3-38)$$

Se tiene entonces la planta de referencia:

$$V_0 = \frac{4.205 \times 10^5}{s^2 + 907.84s + 4.205 \times 10^5} a_v V_s \quad (3-39)$$

### 3.3.2 Diseño del controlador

Para el diseño del controlador, se utilizará la metodología descrita en (Astrom & Wittenmark, 2008) y (Rodríguez & López, 1996), pero se ampliará el concepto para una planta de segundo orden. Expresando la planta (3-29) en ecuaciones diferenciales se tiene:

$$\ddot{V}_0 + 251.6\dot{V}_0 + 4.205 \times 10^5 V_0 = 4.058 \times 10^5 a_v V_s \quad (3-40)$$

Haciendo cambios de variables con la finalidad de facilitar los cálculos, se tiene el sistema:

$$\ddot{y} + a\dot{y} + by = cu \quad (3-41)$$

Dónde  $y$  es la salida del sistema ( $V_0$ ),  $u$  es la entrada ( $a_v V_s$ ),  $a$ ,  $b$  y  $c$  son 251.6,  $4.205 \times 10^5$  y  $4.058 \times 10^5$  respectivamente, parámetros que de ahora en adelante se tomarán como desconocidos.

Se tiene ahora el sistema deseado de segundo grado:

$$\ddot{y}_m + 2\xi\omega_n\dot{y}_m + \omega_n^2 y_m = \omega_n^2 w \quad (3-42)$$

Para que el sistema (3-41) tienda al sistema (2-33) es necesario diseñar un controlador que sea capaz de reproducir la dinámica deseada. Si se plantea la señal de control como:

$$u = \theta_1 \dot{y} + \theta_2 y + \theta_3 w \quad (3-43)$$

Reemplazando la señal de control (2-33) en (3-41):

$$\ddot{y} + a\dot{y} + by = c(\theta_1 \dot{y} + \theta_2 y + \theta_3 w) \quad (3-44)$$

Reagrupando:

$$\ddot{y} + \dot{y}(a - c\theta_1) + y(b - c\theta_2) = c\theta_3 w \quad (3-45)$$

Como se puede observar, ahora existen tres parámetros independientes que puede reproducir la dinámica deseada, siempre y cuando los parámetros tomen los valores de:

$$\theta_1 = \frac{a - 2\xi\omega_n}{c} \quad (3-46)$$

$$\theta_2 = \frac{b - \omega_n^2}{c} \quad (3-47)$$

$$\theta_3 = \frac{\omega_n^2}{c} \quad (3-48)$$

Tomando la transformada de Laplace del sistema (3-45):

$$y = \frac{c\theta_3}{s^2 + (a - c\theta_1)s + (b - c\theta_2)} w \quad (3-49)$$

Para el ajuste de los parámetros del controlador, se utilizará la regla del MIT.

$$\frac{d\theta_i}{dt} = -\alpha_i \frac{\partial y}{\partial \theta_i} (e) \quad (3-50)$$

Donde  $\frac{\partial y}{\partial \theta_i}$  es la función de sensibilidad de la salida del sistema con respecto a la variación del parámetro  $\theta_i$  (Rodríguez & López, 1996).

Para el parámetro  $\theta_1$  se tiene:

$$\frac{\partial y}{\partial \theta_1} = \frac{c^2\theta_3 s}{(s^2 + (a - c\theta_1)s + (b - c\theta_2))^2} w \quad (3-51)$$

El sistema (3-51) se puede reescribir como:

$$\frac{\partial y}{\partial \theta_1} = s \frac{c\theta_3}{s^2 + (a - c\theta_1)s + (b - c\theta_2)} w \cdot \frac{c}{s^2 + (a - c\theta_1)s + (b - c\theta_2)} \quad (3-52)$$

Si se compara (3-52) con (3-49) se puede hacer el siguiente cambio:

$$\frac{\partial y}{\partial \theta_1} = sy \cdot \frac{c}{s^2 + (a - c\theta_1)s + (b - c\theta_2)} \quad (3-53)$$

$$sy = \dot{y} \quad (3-54)$$

$$\frac{\partial y}{\partial \theta_1} = \frac{c}{s^2 + (a - c\theta_1)s + (b - c\theta_2)} \dot{y} \quad (3-55)$$

Finalmente la ley de adaptación de  $\theta_1$  es:

$$\frac{d\theta_1}{dt} = -\alpha_1 \frac{c}{s^2 + (a - c\theta_1)s + (b - c\theta_2)} \dot{y} \cdot e \quad (3-56)$$

$$\theta_1 = - \int \alpha_1 \frac{c}{s^2 + (a - c\theta_1)s + (b - c\theta_2)} \dot{y} \cdot e dt \quad (3-57)$$

Para el parámetro  $\theta_2$  se tiene:

$$\frac{\partial y}{\partial \theta_2} = \frac{c^2 \theta_3}{(s^2 + (a - c\theta_1)s + (b - c\theta_2))^2} w \quad (3-58)$$

El sistema (2-33) puede reescribirse como:

$$\frac{\partial y}{\partial \theta_2} = \frac{c\theta_3}{s^2 + (a - c\theta_1)s + (b - c\theta_2)} w \cdot \frac{c}{s^2 + (a - c\theta_1)s + (b - c\theta_2)} \quad (3-59)$$

Se puede hacer el siguiente cambio de variable con la ecuación (3-49):

$$\frac{\partial y}{\partial \theta_2} = y \cdot \frac{c}{s^2 + (a - c\theta_1)s + (b - c\theta_2)} \quad (3-60)$$

La ley de adaptación de  $\theta_2$  queda como:

$$\frac{d\theta_2}{dt} = -\alpha_2 \frac{c}{s^2 + (a - c\theta_1)s + (b - c\theta_2)} y \cdot e \quad (3-61)$$

$$\theta_2 = - \int \alpha_2 \frac{c}{s^2 + (a - c\theta_1)s + (b - c\theta_2)} y \cdot e dt \quad (3-62)$$

De igual manera se procede para determinar la ley de adaptación del parámetro  $\theta_3$ :

$$\frac{\partial y}{\partial \theta_3} = \frac{c}{s^2 + (a - c\theta_1)s + (b - c\theta_2)} w \quad (3-63)$$

$$\frac{d\theta_3}{dt} = -\alpha_3 \frac{c}{s^2 + (a - c\theta_1)s + (b - c\theta_2)} w \cdot e \quad (3-64)$$

$$\theta_3 = - \int \alpha_3 \frac{c}{s^2 + (a - c\theta_1)s + (b - c\theta_2)} w \cdot e dt \quad (3-65)$$

Como se puede observar, las ecuaciones (3-57), (3-64) y (2-33) no se pueden usar directamente pues no se conocen los valores de  $a$ ,  $b$  y  $c$ . Para ello es necesario hacer las siguientes aproximaciones (Astrom & Wittenmark, 2008), tomando en cuenta que el sistema conforme pase el tiempo reproducirá la planta deseada:

$$\frac{c}{s^2 + (a - c\theta_1)s + (b - c\theta_2)} \approx \frac{4.205x10^5}{s^2 + 907.84s + 4.205x10^5} \quad (3-66)$$

Haciendo el cambio propuesto en (2-33), se concluye el diseño del controlador cuyos parámetros evolucionan con las siguientes ecuaciones:

$$\theta_1 = - \int \alpha_1 \frac{4.205x10^5}{s^2 + 907.84s + 4.205x10^5} \dot{y} \cdot e dt \quad (3-67)$$

$$\theta_2 = - \int \alpha_2 \frac{4.205x10^5}{s^2 + 907.84s + 4.205x10^5} y \cdot e dt \quad (3-68)$$

$$\theta_3 = - \int \alpha_3 \frac{4.205x10^5}{s^2 + 907.84s + 4.205x10^5} w \cdot e dt \quad (3-69)$$

Para determinar los valores más apropiados para los factores de aprendizaje  $\alpha_i$  es necesario un procedimiento de prueba y error mediante simulación pues no existe una regla que determine el valor adecuado.

### 3.3.3 Discretización del Controlador

Debido a que el controlador será implementado en un microcontrolador, es necesario discretizar la ley de adaptación de cada uno de los parámetros  $\theta_i$ . Como primer requisito se debe escoger la frecuencia de muestreo más adecuada. Existen varios criterios para seleccionar el tiempo de muestreo, pero en este trabajo se tomará el criterio descrito en (Ogata, 1996), donde se enuncia que la frecuencia de muestreo debe ser como mínimo 10 veces el ancho de banda de la planta.

Para encontrar el ancho de banda y la frecuencia de corte  $\omega_c$  a  $-3db$  se propone el siguiente procedimiento:

$$20 \log(|G(\omega_c)|) = -3db \quad (3-70)$$

$$|G(\omega_c)| = 0.708 \quad (3-71)$$

Haciendo el siguiente cambio:

$$s = j\omega \quad (3-72)$$

Y reemplazando en la función de transferencia del sistema (3-29):

$$G(j\omega) = \frac{4.058 \times 10^5}{(j\omega)^2 + 251.6(j\omega) + 4.205 \times 10^5} \quad (3-73)$$

$$G(j\omega) = \frac{4.058 \times 10^5}{-\omega^2 + 251.6j\omega + 4.205 \times 10^5} \quad (3-74)$$

La magnitud de  $G(j\omega)$  se expresa como:

$$|G(j\omega)| = \frac{4.058 \times 10^5}{\sqrt{(4.205 \times 10^5 - \omega^2)^2 + (251.6\omega)^2}} = 0.708 \quad (3-75)$$

$$\left(\frac{4.058 \times 10^5}{0.708}\right)^2 = \omega^4 - 2 \cdot 4.205 \times 10^5 \omega^2 + (4.205 \times 10^5)^2 + (251.6\omega)^2 \quad (3-76)$$

$$0 = \omega^4 + (251.6^2 - 2 \cdot 4.205 \times 10^5) \omega^2 + (4.205 \times 10^5)^2 - \left(\frac{4.058 \times 10^5}{0.708}\right)^2 \quad (3-77)$$

Resolviendo (3-94) para  $\omega$ :

$$\omega = 971.3167 \text{ rad/s} \quad (3-78)$$

El resultado se puede comprobar realizando el diagrama de bode de la planta (3-29), en la Figura 11-3. Se ha escogido la frecuencia angular de corte:

$$\omega_c = 971 \text{ rad/s} \quad (3-79)$$

$$f_c = \frac{971}{2 * \pi} \quad (3-80)$$

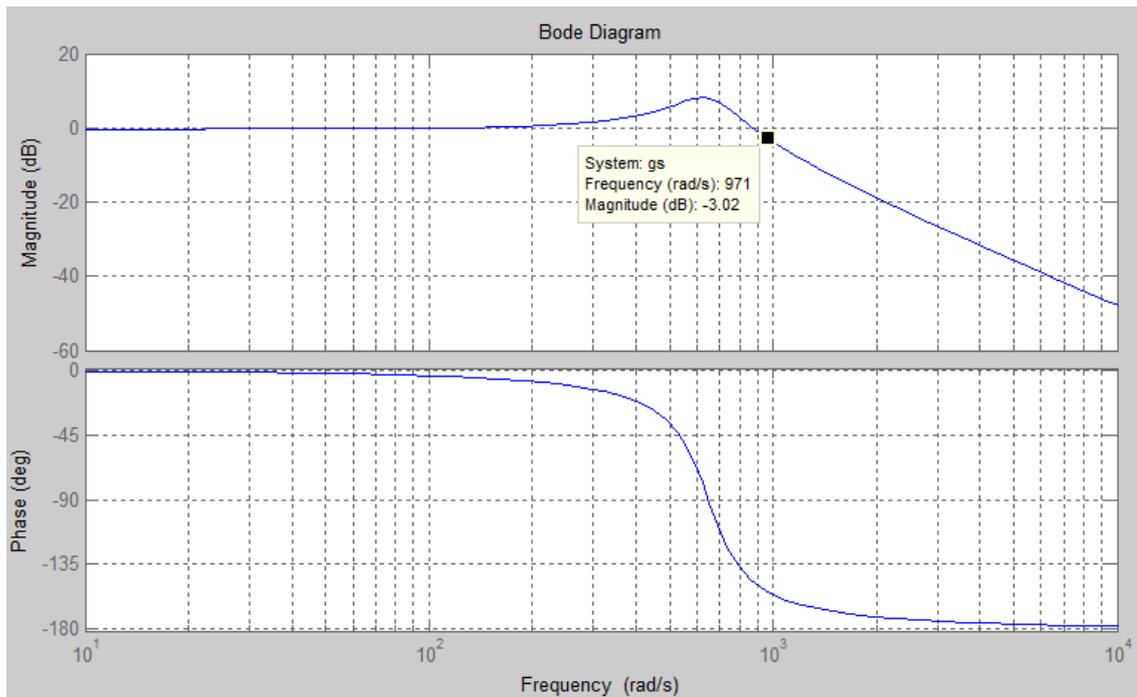
$$f_c = 154.54 \text{ Hz} \quad (3-81)$$

La frecuencia de muestreo se establece como 10 veces la frecuencia de corte:

$$f_s = 1545.4 \text{ Hz} \quad (3-82)$$

Se tiene un tiempo de muestreo de:

$$T_s = \frac{1}{f_s} = 647.1 \text{ usec} \quad (3-83)$$



**Figura 11-3:** Diagrama de bode de la planta del convertidor buck.

**Realizado por:** Medina, Martín, 2017

El método escogido para la discretización es el método del retenedor de orden cero. La función de sensibilidad discretizada es:

$$g(z) = \frac{0.07204z + 0.05919}{z^2 - 1.425z + 0.5557} \quad (3-84)$$

Discretizando la ley de adaptación se tiene:

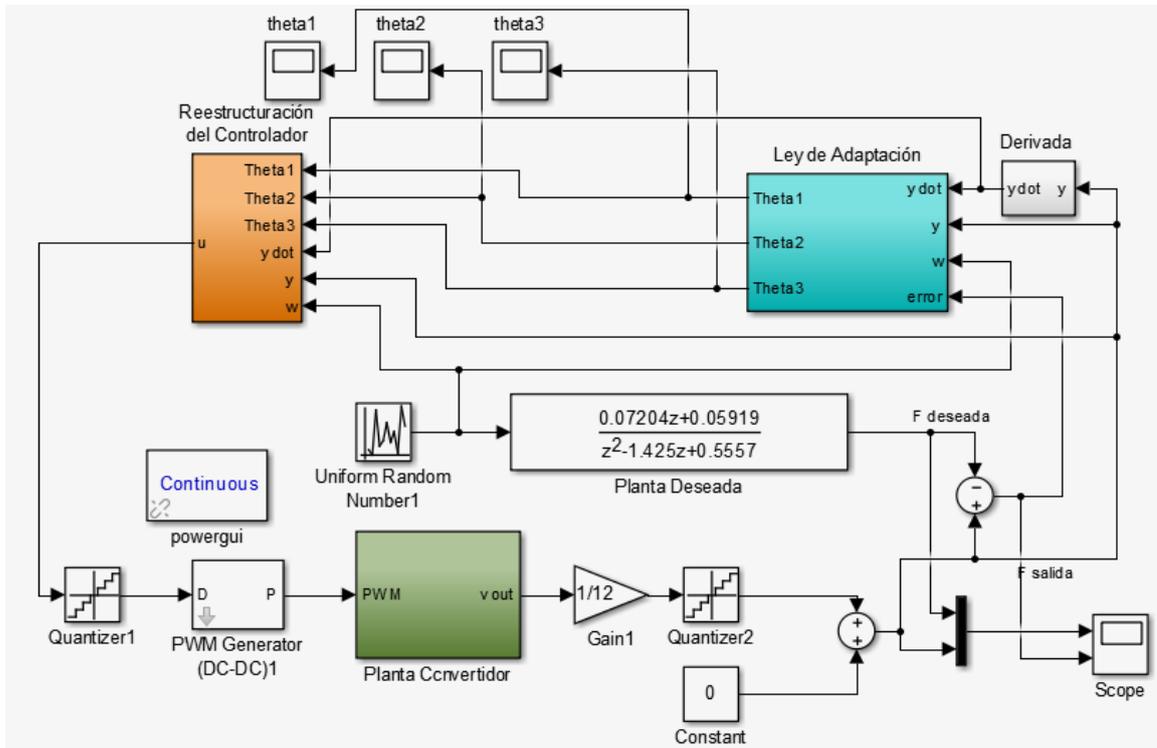
$$\theta_1(z) = -\alpha_1 \frac{T_s}{z-1} \cdot \frac{0.07204z + 0.05919}{z^2 - 1.425z + 0.5557} \cdot \dot{y} \cdot e \quad (3-85)$$

$$\theta_2(z) = -\alpha_2 \frac{T_s}{z-1} \cdot \frac{0.07204z + 0.05919}{z^2 - 1.425z + 0.5557} \cdot y \cdot e \quad (3-86)$$

$$\theta_3(z) = -\alpha_3 \frac{T_s}{z-1} \cdot \frac{0.07204z + 0.05919}{z^2 - 1.425z + 0.5557} \cdot w \cdot e \quad (3-87)$$

### 3.3.4 Simulación del controlador adaptativo

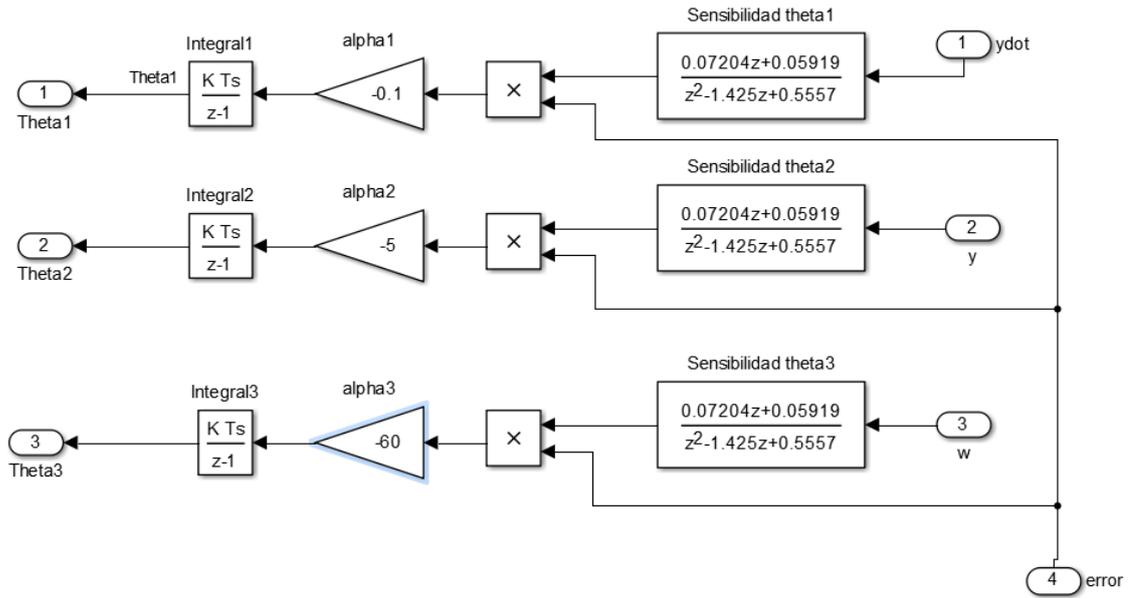
Las simulaciones fueron llevadas a cabo en el entorno gráfico de Simulink™. El esquema general del programa se encuentra en la Figura 12-3, la ley de adaptación en la Figura 13-3, y la reestructuración del controlador en la Figura 14-3.



**Figura 12-3:** Programa en Simulink.

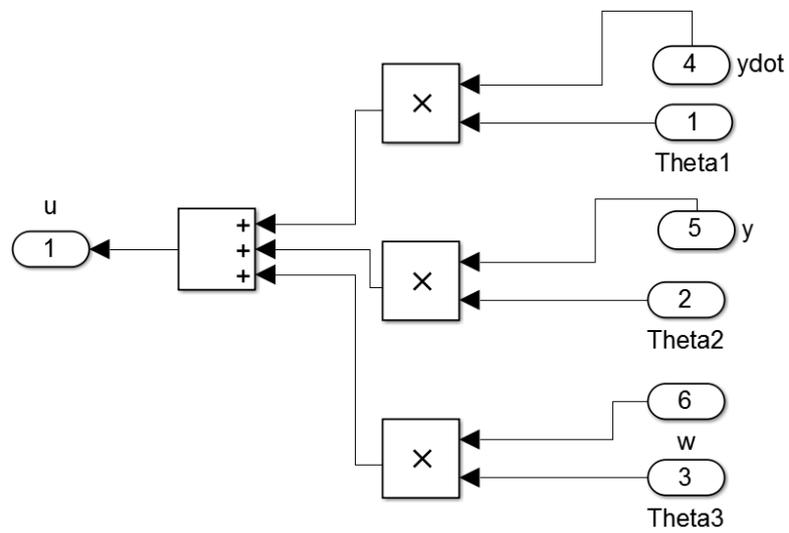
**Realizado por:** Medina, Martín, 2017

Mediante simulaciones se determinaron los valores más adecuados de los factores de aprendizaje  $\alpha_i$  ( $\alpha_1 = 0.1$ ,  $\alpha_2 = 5$ ,  $\alpha_3 = 60$ ) y la evolución de los parámetros  $\theta_i$  se encuentra en la Figura 15-3, Figura 16-3 y Figura 17-3.



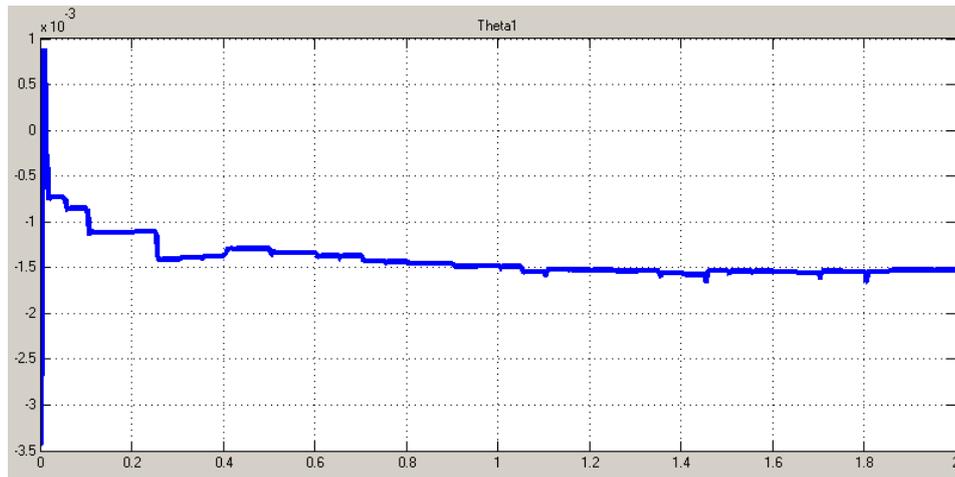
**Figura 13-3:** Ley de adaptación

Realizado por: Medina, Martín, 2017



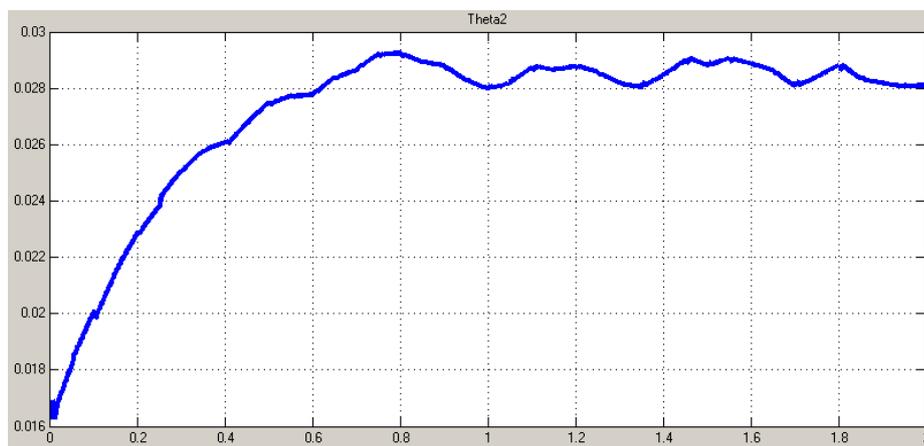
**Figura 14-3:** Reestructuración del Controlador

Realizado por: Medina, Martín, 2017



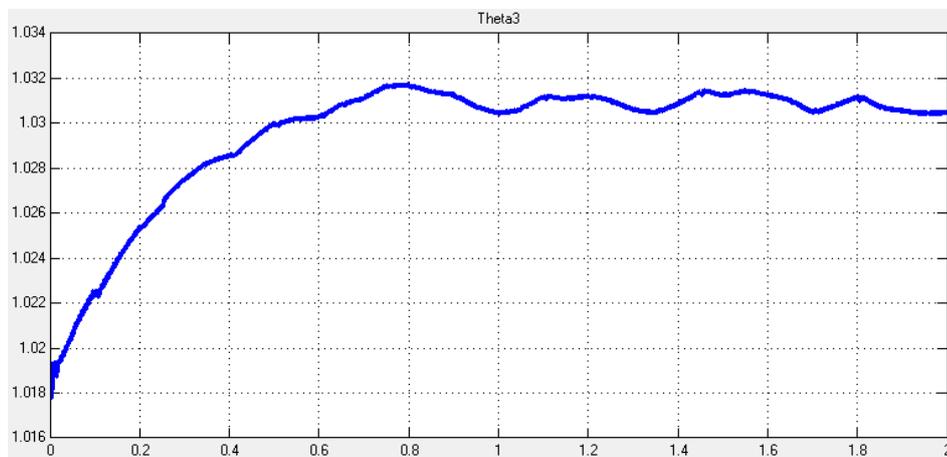
**Figura 15-3:** Evolución del parámetro  $\theta_1$

Realizado por: Medina, Martín, 2017



**Figura 16-3:** Evolución del parámetro  $\theta_2$

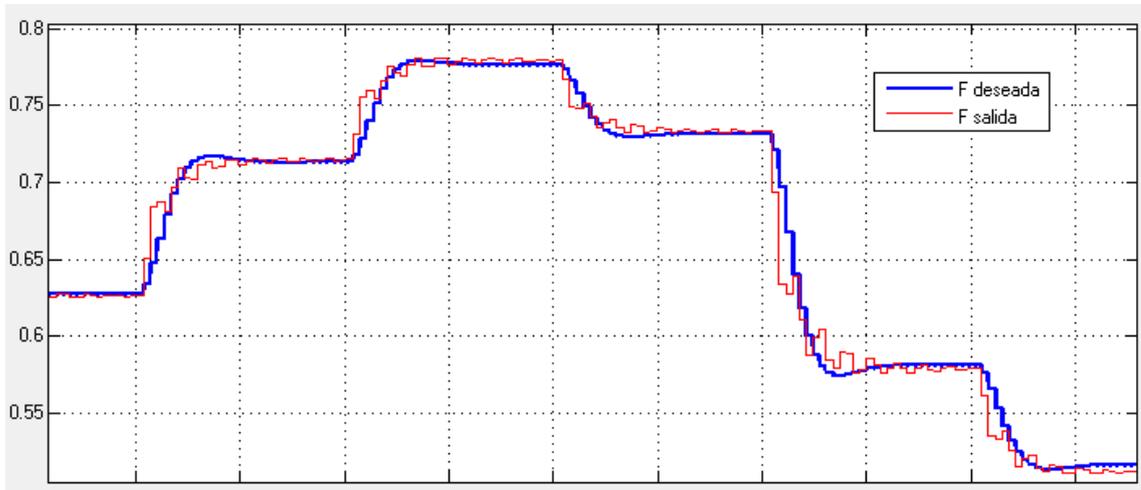
Realizado por: Medina, Martín, 2017



**Figura 17-3:** Evolución del parámetro  $\theta_3$

Realizado por: Medina, Martín, 2017

La respuesta de la planta a diferentes cambios del punto de trabajo, se observa en la Figura 18-3.



**Figura 18-3:** Respuesta de la planta con controlador MRAC

Realizado por: Medina, Martín, 2017

### 3.4 Diseño del controlador PID

Para la sintonización del controlador PID se utilizará la técnica descrita en el capítulo 2 en el apartado Diseño de un controlador PID mediante cancelación de polos y ceros. Se considera la planta de segundo orden como:

$$g(s) = \frac{k\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3-88)$$

Si se propone un controlador PID en serie con la planta de la forma (2-33), retroalimentando se obtiene una planta de primer orden en lazo cerrado de la forma (2-33), dicha función de transferencia será tomada como referencia para el cálculo del error cuadrático medio del controlador PID.

$$PID = \frac{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{k\omega_n^2 \tau s} \quad (3-89)$$

$$g_{LC}(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (3-90)$$

El tiempo de establecimiento se ha considerado el mismo que para el controlador adaptativo, por lo que  $\tau$  toma un valor de:

$$\tau = 1.76\text{msec} \quad (3-91)$$

Reestructurando el controlador PID propuesto en (3-89), se pueden obtener los valores que toman las constantes  $kp$ ,  $kd$  y  $ki$ .

$$PID = \frac{1}{k\omega_n^2\tau} s + \frac{2\xi}{k\omega_n\tau} + \frac{1}{k\tau} \cdot \frac{1}{s} \quad (3-92)$$

$$kp = \frac{2\xi}{k\omega_n\tau} \quad (3-93)$$

$$ki = \frac{1}{k\tau} \quad (3-94)$$

$$kd = \frac{1}{k\omega_n^2\tau} \quad (3-95)$$

Reemplazando los valores obtenido de la planta del convertidor (Tabla 3-3), se obtiene los parámetros del controlador PID:

**Tabla 3-3:** Parámetros de la planta del convertidor reductor

Parámetro	Valor
$\omega_n^2$	$4.205 \times 10^5$
$\omega$	648.46
$\xi$	0.19
$k$	0.965

Realizado por: Medina, Martín, 2017

$$kp = 0.345 \quad (3-96)$$

$$kd = 1.4 \times 10^{-3} \quad (3-97)$$

$$ki = 588.789 \quad (3-98)$$

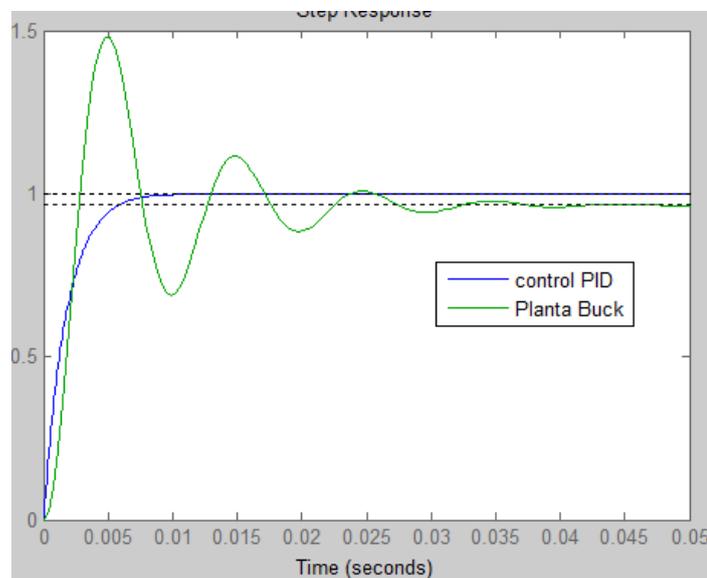
Reemplazando los valores obtenidos en (3-92):

$$PID = 0.345 + 588.789 \frac{1}{s} + 1.4 \times 10^{-3} s \quad (3-99)$$

Para discretizar el controlador, mediante simulaciones se determinó que el mejor desempeño del controlador se alcanzó utilizando las aproximaciones de Euler en adelanto en el término derivativo, y Euler en atraso en el término integral, con el tiempo de muestreo especificado en (3-83), se tiene el controlador:

$$PID(z) = kp + ki \cdot T_s \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} + kd \cdot \frac{1 - z^{-1}}{T_s} \quad (3-100)$$

La respuesta al escalón al aplicar el controlador propuesto se puede observar en la Figura 19-3.



**Figura 19-3:** Respuesta al escalón aplicando el controlador PID.

Realizado por: Medina, Martín, 2017

## CAPÍTULO IV

### 4 RESULTADOS

La codificación de los controladores se realizó en un microcontrolador especializado en el procesamiento digital de señales dsPIC30F4011. Para mayor detalle de la configuración del mismo así como de los códigos de cada controlador referir al Apéndice A.

Para el muestreo de las señales se ha utilizado el osciloscopio basado en computador DS-1202 de la marca Acute.

Inicialmente la respuesta transitoria del controlador PID no fue satisfactoria y no cumplía con las especificaciones del diseño, por lo que fue necesario hacer un ajuste fino de sus parámetros. En la Tabla 1-4 se muestra los valores calculados y los valores reales. Dada la naturaleza de la planta, solo fue necesaria la implementación de un controlador PI.

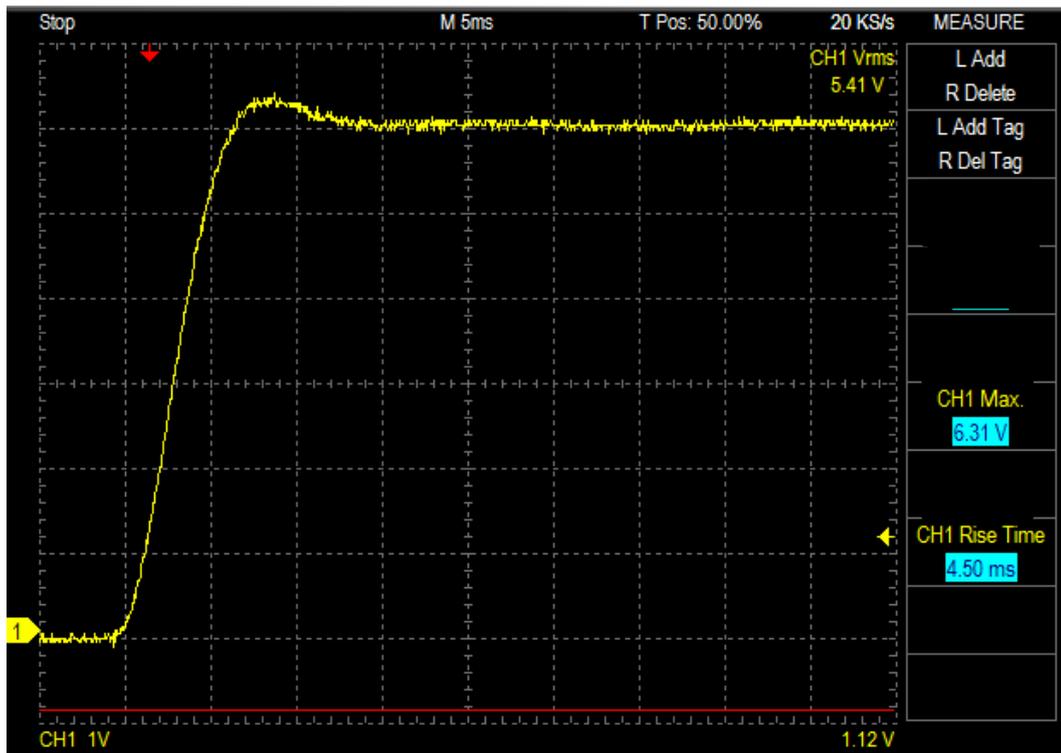
**Tabla 1-4:** Ajuste fino de las constantes del controlador PI.

	Calculados	Reales
<b>Kp</b>	0.345	0.1
<b>Kd</b>	$1.4 \times 10^{-3}$	0
<b>Ki</b>	588.789	200

Realizado por: Medina, Martín, 2017

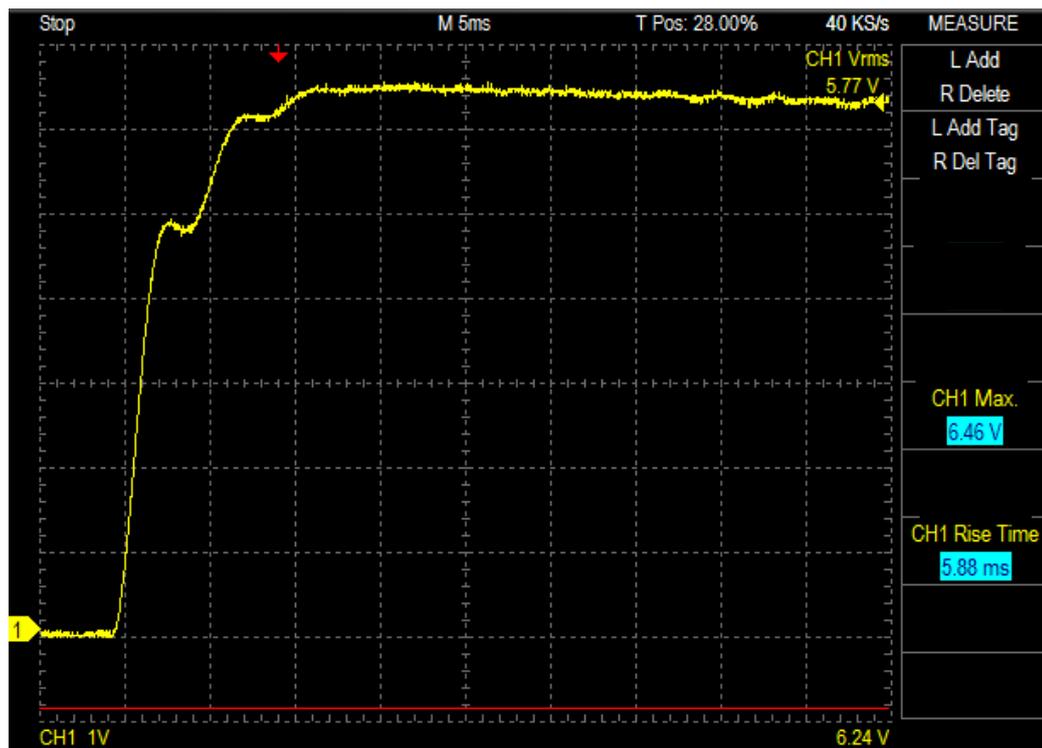
#### 4.1 Respuesta al escalón

La respuesta de la planta con los dos controladores se muestra en la Figura 1-4 y Figura 2-4. El nivel del punto de trabajo escogido fue de 6v. Como se puede observar en las gráficas, el controlador PI presenta un tiempo de elevación ( $t_r$ ) y un tiempo de asentamiento menor ( $t_s$ ) y un menor sobreimpulso ( $M_p$ ) que el controlador adaptativo. Sin embargo, conforme los parámetros del controlador adaptativo se ajustan a la planta la respuesta al escalón mejora (Figura 3-4).



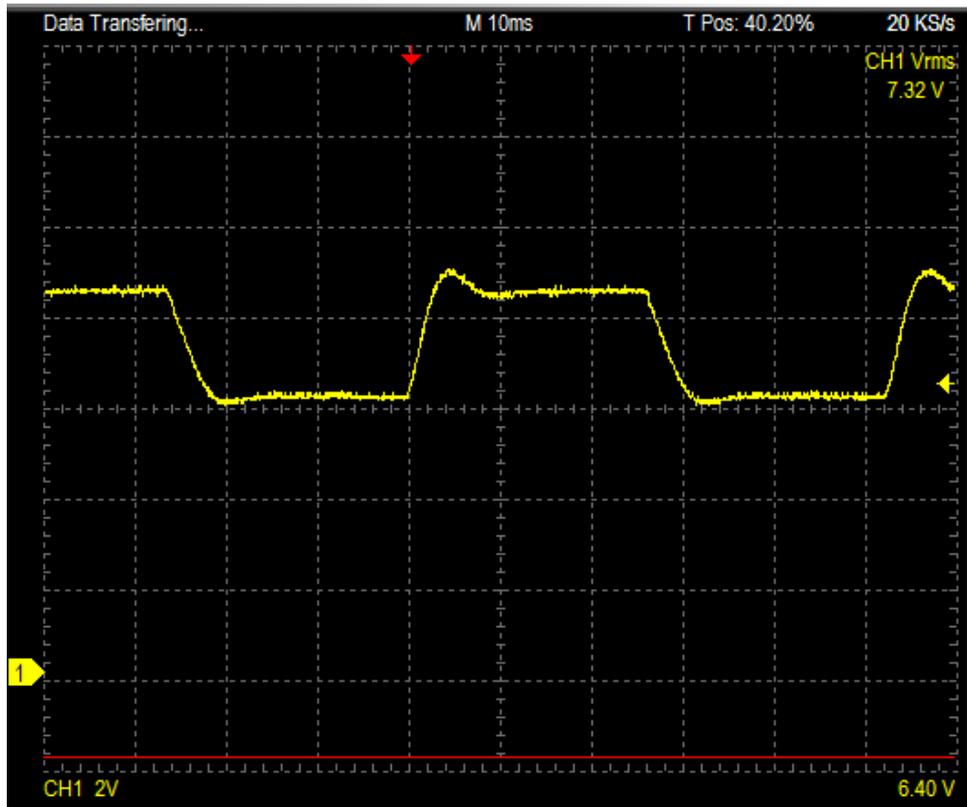
**Figura 1-4:** Respuesta al escalón (PI)

Realizado por: Medina, Martín, 2017



**Figura 2-4:** Respuesta al escalón (MRAC)

Realizado por: Medina, Martín, 2017



**Figura 3-4:** Respuesta al escalón con ajuste fino de parámetros del controlador MRAC.

Realizado por: Medina, Martín, 2017

En la siguiente tabla se resumen las características de las respuestas al escalón por parte de los dos controladores propuestos:

**Tabla 2-4:** Resumen de características de la respuesta al Escalón

Parámetro	PID	MRAC
$t_r$	4.5msec	5.88msec
$t_s$ (criterio 2%)	9.5msec	45.3msec
$M_p$	5.17%	7.67%

Realizado por: Medina, Martín, 2017

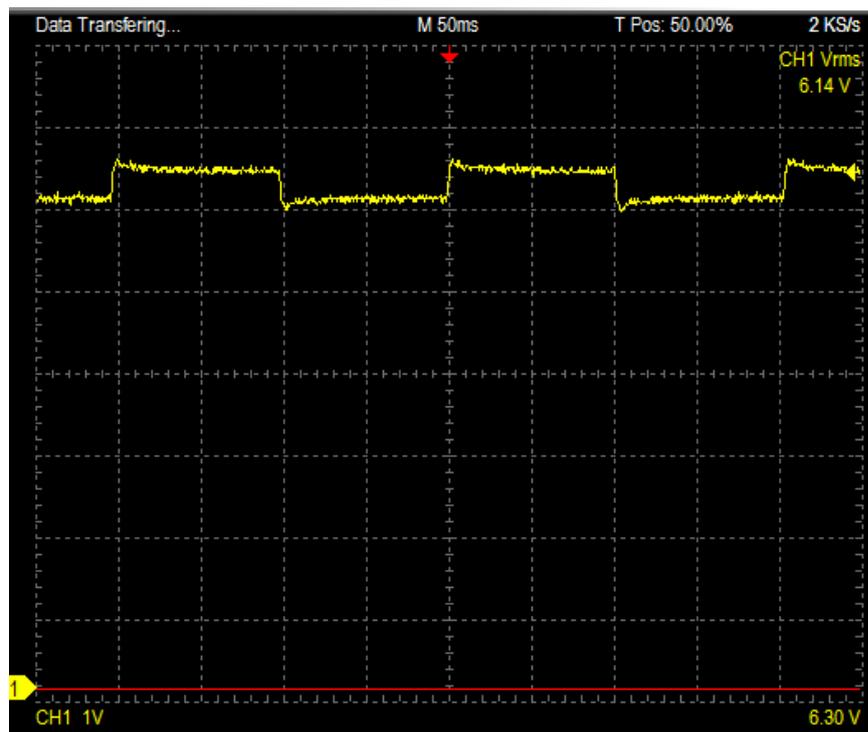
## 4.2 Cambio de la carga

El efecto del cambio o conmutación de la carga resulta en la variación de los niveles de voltaje de salida. Si la resistencia disminuye, el voltaje de salida se ve disminuido, por otro lado si la resistencia aumenta, también lo hace el nivel de voltaje. En la Figura 4-4 se puede apreciar que

la variación de voltaje en lazo abierto debido al cambio de carga, que tiene un valor de aproximadamente 0.5 voltios. En el experimento planteado para evaluar los controladores se detalla en la sección 4.3.3.

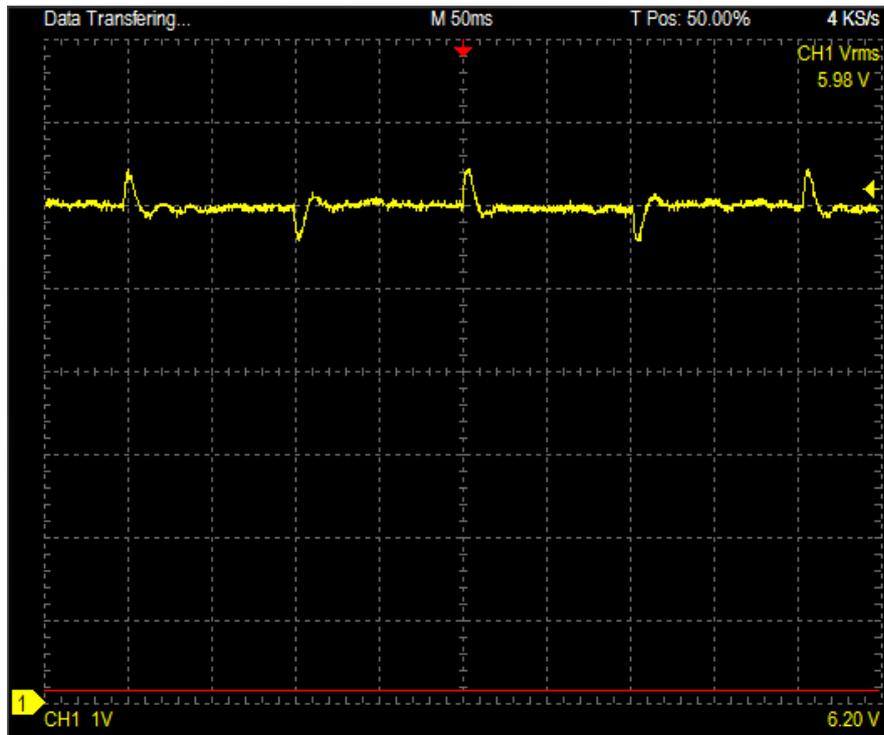
En la Figura 5-4 se puede ver los efectos del cambio de carga cuando se aplica el controlador PI. El tiempo de corrección del error es  $10\text{msec}$ , tiene un valor máximo de  $6.46\text{v}$  y un mínimo de  $5.55\text{v}$ . El valor dc es  $5.98\text{v}$ .

En la Figura 6-4 se observa el cambio de carga aplicando el controlador adaptativo por modelo de referencia. El tiempo de corrección es  $24\text{msec}$ , tiene un valor máximo de  $6.46\text{v}$  y un valor mínimo de  $5.55\text{v}$ . El valor dc es  $6.03\text{v}$ .



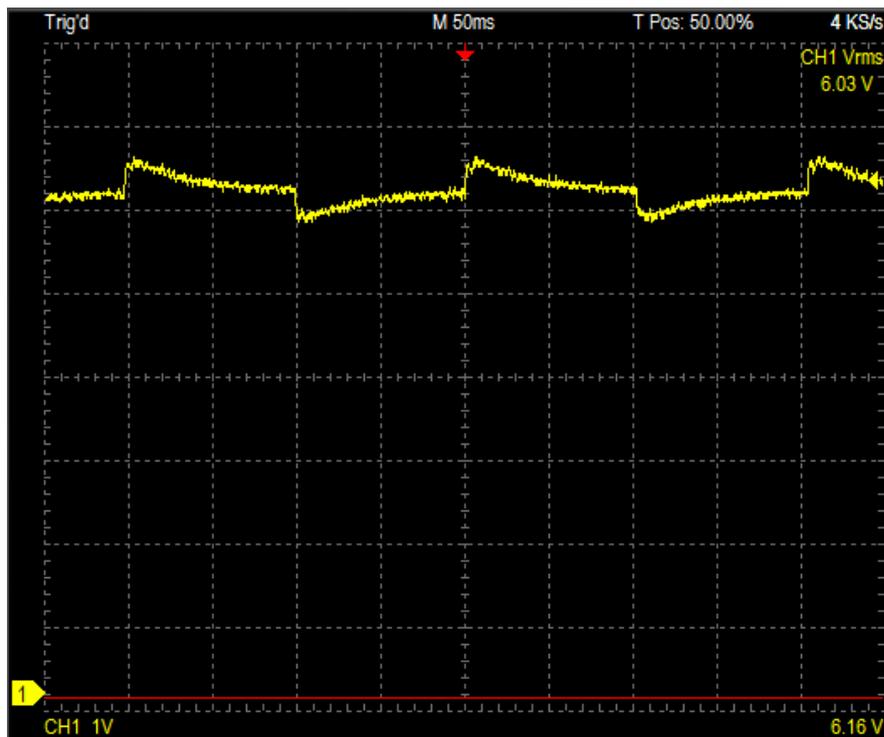
**Figura 4-4:** Efectos del cambio de carga en el voltaje de salida.

Realizado por: Medina, Martín, 2017



**Figura 5-4:** Salida de la planta con controlador PI

Realizado por: Medina, Martín, 2017



**Figura 6-4:** Salida de la planta con Controlador Adaptativo por Modelo de Referencia

Realizado por: Medina, Martín, 2017

### 4.3 Validación de Hipótesis

#### 4.3.1 Detalles del Experimento

El experimento para comparar el desempeño de los controladores fue diseñado como sigue:

- Los controladores fueron implementados en un microcontrolador dsPIC30F4011 funcionando a 30MIPS.
- El punto de trabajo se mantiene fijo en  $6v$ .
- La carga inicial es de  $5\Omega$ .
- Se conmuta un resistencia en serie de  $5\Omega$  cada  $0.1sec$ , dando una resistencia máxima de  $10\Omega$  de carga y una mínima de  $5\Omega$ .
- El experimento tiene una duración de  $3sec$ .
- Se evalúa el desempeño de los controladores mediante el error cuadrático medio, dato que se envía desde el microcontrolador mediante comunicación serial al computador.

Se ha realizado un total de 85 experimentos con cada controlador, con el fin de obtener una muestra con distribución normal.

#### 4.3.2 Análisis de datos

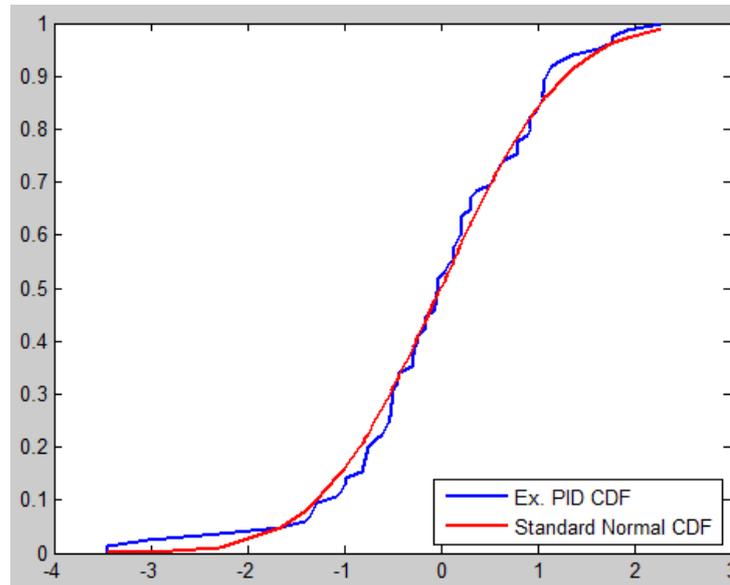
Se ha obtenido  $n_x = 85$  muestras del experimento realizado con el controlador PID, desde  $X_1$  hasta  $X_{85}$ , con un valor medio de  $\mu_x = 33.917$  y una varianza muestral de  $\sigma_x = 1.3596$ . De la misma manera se han obtenido  $n_y = 85$  muestras del algoritmo MRAC desde  $Y_1$  hasta  $Y_{85}$ , con un valor medio de  $\mu_y = 55.887$  y una varianza muestral de  $\sigma_y = 1.5544$ .

Con el fin de asegurar la normalidad de los datos, se realizó el test de Kolmogorov-Smirnov en Matlab, confirmado la normalidad de los mismos con un valor  $p = 0.8393$  para las muestras del controlador PID, y un valor  $p = 0.7497$  para las muestras del controlador MRAC. Una tabla de resumen de los datos y su prueba de normalidad se observa en la Tabla 3-4. Una gráfica de la función de distribución acumulada de los datos normalizados se observa en la Figura 7-4 y Figura 8-4 para los datos obtenidos del controlador PID y el controlador MRAC respectivamente.

**Tabla 3-4:** Análisis estadístico de datos.

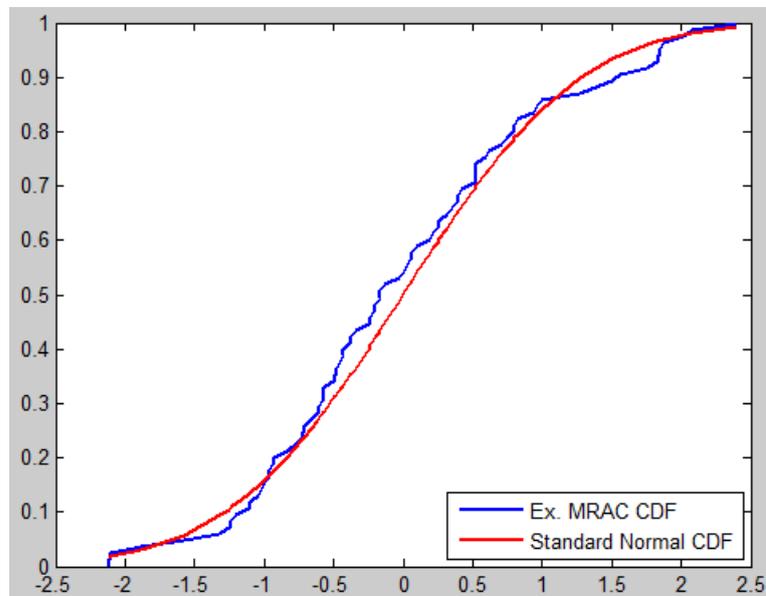
Parámetro	Controlador PID	Controlador MRAC
Número de Muestras	$n_x = 85$	$n_y = 85$
Valor Medio	$\mu_x = 85.5mV$	$\mu_y = 109.8mV$
Varianza	$\sigma_x = 1.7mV$	$\sigma_y = 1.5mV$
Prueba K-S (valor p)	$p = 0.8393$	$p = 0.7497$

Fuente: Autor



**Figura 7-4:** Función de distribución acumulada para muestras PID

Realizado por: Medina, Martín, 2017



**Figura 8-4:** Función de distribución acumulada para muestras MRAC.

Realizado por: Medina, Martín, 2017

### 4.3.3 Prueba de Hipótesis

Para la prueba de hipótesis se ha utilizado el estadístico de prueba a z (Navidi, 2006) para la diferencia de medias con distribución normal y varianzas conocidas.

Hipótesis nula:

$$H_0: \mu_y - \mu_x \geq 0 \quad (4-1)$$

Hipótesis alternativa:

$$H_1 = \mu_y - \mu_x < 0 \quad (4-2)$$

Aplicando el estadístico z:

$$z = \frac{\bar{X} - \bar{Y}}{\sqrt{\frac{\sigma_x^2}{n_x} + \frac{\sigma_y^2}{n_y}}} \quad (4-3)$$

Se obtiene un valor de z de:

$$z = 88.1898 \quad (4-4)$$

El valor del estadístico z es muy grande comparado con el estadístico z con un nivel de confianza del 99% (2,575), por lo que se acepta la hipótesis nula y se rechaza la hipótesis alternativa: “El controlador Adaptativo por Modelo de Referencia no tiene un mejor desempeño que un PID clásico, frente a cambios en los parámetros de la carga en una fuente DC-DC reductora tipo buck.”.

## CONCLUSIONES

- Se diseñó el controlador adaptativo por modelo de referencia mediante la regla del MIT. Dicha regla hace uso de las funciones de sensibilidad calculadas a partir del gradiente decreciente. El controlador demostró ser estable para la aplicación en cuestión.
- El controlador adaptativo por modelo de referencia demostró un buen desempeño frente al seguimiento pero no demuestra ser mejor que un control PI frente al rechazo de perturbaciones. Al ser un algoritmo recursivo necesita mayor tiempo para adaptar sus parámetros a nuevos cambios. Mediante las pruebas realizadas se obtuvo un error cuadrático medio inferior al utilizar el controlador PI.
- El control PI resultó ser mejor frente a perturbaciones cuando el punto de consigna permanece constante, la desventaja que presenta es que necesitó de un ajuste fino de sus parámetros. Resulta un punto desfavorable frente al controlador adaptativo, que no necesita de un ajuste manual por la misma naturaleza del controlador.
- El mayor potencial del controlador adaptativo por modelo de referencia se obtiene cuando a más de haber variación de los parámetros hay cambios del punto de consigna.
- El rendimiento del controlador adaptativo depende directamente de los valores escogidos para los factores de aprendizaje. Valores bajos de los mismos aumentan el tiempo de convergencia de los parámetros del controlador, hecho que no es deseable. Por otro lado valores relativamente altos pueden llevar a la inestabilidad. Dichos valores deben ser definidos mediante prueba y error en la herramienta de simulación.
- El microcontrolador escogido para la aplicación demostró ser el adecuado a pesar del reducido tiempo de muestreo de la planta  $T_s = 647.1\mu\text{sec}$ . Se codificaron los controladores en un microcontrolador especializado en el procesamiento digital de señales dsPIC30F4011.
- La resistencia en serie del inductor puede tomarse como despreciable siempre y cuando la resistencia de carga sea lo suficientemente grande en comparación con la resistencia del inductor. Mediante un estudio de sensibilidad se determinó la relación entre la variación del voltaje de salida frente a la variación de la resistencia de carga.

## RECOMENDACIONES

- Es necesario conocer la dinámica de la planta a controlar para poder escoger el mejor tiempo de muestreo así como la planta deseada.
- Para evitar la saturación del regulador y/o actuador, se recomienda elegir un modelo de la planta deseada alcanzable y realizable.
- Se recomienda que para la implementación práctica del controlador adaptativo se inicialicen los parámetros del mismo con los valores obtenidos mediante simulación. Estos valores serán el punto de partida para el ajuste de los parámetros en la planta real.
- Para determinar los mejores factores de aprendizaje es necesario observar las curvas de evolución de los mismos en el tiempo, en simulación. La elección de estos valores será crucial en el desempeño del controlador, una mala elección puede generar tiempos de adaptación altos del controlador o llevarlo a la inestabilidad.
- La elección del tiempo de muestreo afecta considerablemente al desempeño de los controladores. Se recomienda que la frecuencia de muestreo sea como mínimo 10 veces el ancho de banda del sistema.
- La plataforma para la programación del microcontrolador dsPIC40F4011 debe ser MPLAB IDE debido a que es más eficiente que el resto de compiladores y de acceso gratuito, para aplicaciones que requieran tiempos muy cortos de muestreo. Además la herramienta de simulación permite determinar con exactitud el tiempo de duración del programa de control, que puede llegar a ser crítico si las constantes de tiempo de la planta son muy reducidas.
- Para disparar el mosfet del circuito reductor se debe utilizar dispositivos de alta velocidad de conmutación, cuyos tiempos de conmutación estén en el rango de nanosegundos. En éste trabajo se utilizó el circuito integrado IR2110.
- Para evitar las no linealidades del convertidor se recomienda dimensionar el inductor utilizando el criterio de rizo de corriente del inductor. De esta manera se asegurará corrientes positivas en el inductor.

- Debido a que el trabajo de investigación se delimitó a evaluar los controladores al cambio de carga de salida manteniendo el punto de consigna, se propone como un trabajo futuro evaluar el rendimiento de los controladores cuando a más del cambio de carga existen cambios en el punto de consigna.

## BIBLIOGRAFÍA

- Aguirre, N., Carvajal, A., & Martínez, S. (n.d.). Convertidor DC a DC Buck-Boost.
- Astrom, K., & Hägglund, T. (2009). *Control PID avanzado* (1ra ed.). Madrid: Pearson Educación.
- Astrom, K., & Wittenmark, B. (2008). *Adaptive Control* (2nd ed.). New York.
- Ayala, J., Gutiérrez, R., Guerra, S., & Fernández, A. (2015). Diseño e implementación de un control dual por modos deslizantes para un convertidor buck CD-CA.
- Ayala, P. (n.d.). Diseño Convertidor Buck-Boost DC-DC invertido con Identificación Adaptativa y Control por Localización de Polos, (Figura 2), 1–5.
- Bolton, W. (2001). *Ingeniería de Control* (1ra ed.). Mexico: Alfaomega Grupo Editor S.A.
- Borrel, A. (2012). Controlador de histéresis de bajo coste para convertidor buck síncrono multifase.
- Bravo, J. L. H. (2011). Implementación de un control deslizante y su efecto en la dinámica y la robustez del convertidor buck, 78–85.
- Gallardo, R., Placencia, S., & González, L. (2014). Diseño de un cargador de baterías en aplicaciones de energía solar, 89–98.

Hart, D. (2001a). *Electrónica de potencia* (prmera). Madrid.

Hart, D. (2001b). *Electrónica de Potencia* (Pearson Ed). Madrid.

Kolokolov, Y. V., & Monovskaya, A. V. (2015). Experimental identification of uncertainties in dynamics of PWM buck converter. *IFAC-PapersOnLine*, 28(11), 366–371.  
<https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2015.09.213>

Kozák, Š. (2012). Advanced control engineering methods in modern technological applications. *Proceedings of the 2012 13th International Carpathian Control Conference, ICCCC 2012*, 392–397. <https://doi.org/10.1109/CarpathianCC.2012.6228674>

Mahla, I., Orellana, J., Zulueta, E., Rico, T., & Gonzáles, J. M. (n.d.). Análisis del Modelo Híbrido del Convertido Buck en Lazo Abierto.

Melrose, J., Perroy, R., & Careas, S. (2015). *Adaptive Control. Statewide Agricultural Land Use Baseline 2015* (Vol. 1). <https://doi.org/10.1017/CBO9781107415324.004>

Molina, I., Chico, P., Rosales, A., & Ávalos, E. (2014). Diseño y Construcción de un Sistema Portátil de Generación Eléctrica para Cargar un Banco de Baterías, 33(1).

Navidi, W. (2006). *Estadística para ingenieros* (1ra ed.). Mexico.

Ogata, K. (1996). *Sistemas de Control en Tiempo Discreto* (2da ed.). Mexico: Prentice Hall Hispanoamericana Inc.

Ogata, K. (2013). *Ingeniería de Control Moderna. Journal of Chemical Information and*

*Modeling* (Vol. 53). <https://doi.org/10.1017/CBO9781107415324.004>

Oliva, A. R., Ang, S. S., & Bortolotto, G. E. (2006). Digital control of a voltage-mode synchronous buck converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(1), 157–163. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2005.861193>

Poodeh, M. B., Eshtehardiha, S., Kiyoumars, A., & Ataei, M. (2007). Optimizing LQR and pole placement to control buck converter by genetic algorithm. *ICCAS 2007 - International Conference on Control, Automation and Systems*, 2195–2200. <https://doi.org/10.1109/ICCAS.2007.4406697>

Rodríguez, F., & López, M. (1996). *Control Adaptativo y Robusto*. Sevilla: Imprenta A. Pinelo.

Sira-Ramirez, H., & Silva-Ortigoza, R. (2006). Modelling of DC-to-DC Power Converters. *Control Design Techniques in Power Electronics Devices*, XVIII, 424. <https://doi.org/10.1007/1-84628-459-7>

Slotine, J. E., & Weiping, L. (1991). *Applied Nonlinear Control*. New Jersey.

Suresh, A., Rao, M. S., & Babu, Y. S. K. (n.d.). Model Reference Linear Adaptive Control of DC Motor Using Fuzzy Controller. *Design*, (1).

Villacrez, E. (2001). *Estudio e Implementación de un Método de Ajuste de Controladores PID-Difusos Aplicado en el Control de Nivel del Líquido*. Escuela Politécnica Nacional.

## ANEXOS

### ANEXO A. DATOS TÉCNICOS DEL OSCILOSCOPIO DS-1202



#### Datos técnicos osciloscopio Acute DS-1202

Acquisition	
Mode	Real-time sampling, Equivalent sampling, Roll mode, Average, Persistence
Input	
Input Coupling	AC, DC, GND
Input Impedance	1M $\Omega$ $\pm$ 1% // 21pF $\pm$ 5%
 Max. Input Voltage	42Vpk (DC + AC peak)
Vertical	
Channel	2 (stack up to 3 units to 6 channels.)
Resolution	9 bits /channel @ 5mV/DIV- 10V/DIV (8 bits @ 2mV/DIV)
Scale range	2mv/DIV to 10V/DIV (as 2-5-10 step)
Bandwidth	<u>DS-1102, DS-1202, DS-1302</u> : DC to 200MHz <u>DS-1002</u> : DC to 100MHz
BW Limit	Approx. 20MHz
Range	8 divisions
Offset range	$\pm$ 4 divisions
Offset increments	0.1 division
DC accuracy	$\pm$ 3%

Horizontal		
Sampling Rate	<u>DS-1102</u> , <u>DS-1202</u> , <u>DS-1302</u>	
	Real-time sampling	200MS/s @ 1Ch 100MS/s @2Ch(Single Shot)
	Equivalent sampling	5GS/s (Repetitive)
	<u>DS-1002</u>	
	Real-time sampling	100MS/s @ 1Ch 50MS/s @2Ch(Single Shot)
	Equivalent sampling	2.5GS/s (Repetitive)
Time scale range	2ns/DIV to 10s/DIV (as 2- 5-10 step)	
Accuracy	100ppm	
Range	10 Divisions	
Delay Trigger	<u>DS-1002</u> , <u>DS-1102</u>	320 Divisions
	<u>DS-1202</u>	2560 Divisions
	<u>DS-1302</u>	5120 Divisions
Time Resolution	200ps	
Record Length	<u>DS-1002</u> , <u>1102</u> : 2k points/channel to 64k points/channel <u>DS-1202</u> : 2k points/channel to 512k points/channel <u>DS-1302</u> : 2k points/channel to 2M points/channel Roll Mode: 32k points/channel (Log Length = Hard Disk limitation)	

<b>Trigger</b>	
Type	Rising, Falling, Delay-Trigger, TV-Trigger ( <b>DS-1002</b> no TV trigger)
Mode	Auto, Normal and Single ( <b>with RUN/STOP hardware button on the DSO device</b> )
Source	CH1, CH2, Ext-Trig
Coupling	DC, HF rejection
Sensitivity	5mV/DIV~10V/DIV=1div, 2mV/DIV=1.5div
Trigger range	±4 divisions
Level increments	0.1 division
<b>Measurement and Processing</b>	
Special function	Auto set, Monitor from Internet (TCP/IP)
Measurement	Vpp, Vmax, Vmin, Vamp, Vtop, Vbase, Vupper, Vmiddle, Vlower, Vmean, Vrms, Positive overshoot, Negative overshoot, Period, Frequency, Pulse width
Cursor	Time difference, Voltage difference
Math	Add, Sub, Multiplication, Division
FFT	Rectangular, Blackman, Hann, Hamming, Harris, Triangularm, Cosine, Lanczos, Gaussian (Vertical scale: dBm RMS, dbV RMS, Linear RMS)
Export Data	WORD, EXCEL, CSV, TEXT, HTML, Clipboard, Hardcopy, Preview

<b>Physical</b>	
Interface	USB2.0 (USB1.1 compatible)
Power	USB bus power
Dimension (device only)	135/80/26 mm <sup>3</sup>
Weight (device only)	230 g
<b>Accessories</b>	
<b>Probes</b>	<b><u>DS-1102, 1202, 1302</u></b> : 250MHz probe (1x/10x) x2 <b><u>DS-1002</u></b> : 100MHz probe (1x/10x) x2
Others	Installation CD, USB2.0 cable, User manual, Soft case.