



ESPE
UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

DEPARTAMENTO DE ELECTRICA Y ELECTRÓNICA

CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL

TESIS PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL

AUTORES:

ASHQUI CARRASCO, GEOVANNY ALFONSO

TRUJILLO MARCILLO, JORGE DANIEL

TEMA: DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROL ADAPTATIVO PARA UN INVERSOR DC/AC TIPO BUCK-BOOST

DIECTOR: ING. AYALA, PAÚL

CODIRECTOR: ING. GORDILLO, RODOLFO

SANGOLQUÍ, ABRIL 2014

2014

UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS-ESPE
INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y
CONTROL

CERTIFICADO

Ing. Paúl Ayala

Ing. Rodolfo Gordillo

CERTIFICAN

Que el trabajo titulado “Diseño e implementación de un control adaptativo para un inversor dc/ac tipo Buck-Boost”, ha sido guiado y revisado periódicamente y cumple normas estatutarias establecidas por la Universidad de las Fuerzas Armadas - ESPE, en el Reglamento de Estudiantes de la Universidad de las Fuerzas Armadas - ESPE.

Debido a que se trata de un trabajo de investigación recomiendan su publicación.

El mencionado trabajo consta de un documento empastado y un disco compacto el cual contiene los archivos en formato portátil de Acrobat (pdf). Autorizan al Sr. Geovanny Alfonso Ashqui Carrasco y al Sr. Jorge Daniel Trujillo Marcillo que lo entreguen al Ingeniero Luis Orozco, en su calidad de Coordinador de la Carrera

Sangolquí, 23 de abril del 2014

Ing. Paúl Ayala

DIRECTOR

Ing. Rodolfo Gordillo

CODIRECTOR

UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS-ESPE
INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y
CONTROL

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

GEOVANNY ALFONSO ASHQUI CARRASCO

JORGE DANIEL TRUJILLO MARCILLO

DECLARAMOS QUE:

El proyecto de grado denominado “Diseño e implementación de un control adaptativo para un inversor dc/ac tipo Buck-Boost”, ha sido desarrollado con base a una investigación exhaustiva, respetando derechos intelectuales de terceros, conforme las citas que constan al pie de las páginas correspondientes, cuyas fuentes se incorporan en la bibliografía.

Sangolquí, 23 de abril del 2014

Geovanny Alfonso Ashqui Carrasco

Jorge Daniel Trujillo Marcillo

UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS-ESPE**INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y
CONTROL****AUTORIZACIÓN**

Nosotros, Ashqui Carrasco Geovanny Alfonso y Trujillo Marcillo Jorge Daniel

Autorizamos a la Universidad de las Fuerzas Armadas - ESPE la publicación, en la biblioteca virtual de la Institución del trabajo “Diseño e implementación de un control adaptativo para un inversor dc/ac tipo Buck-Boost”, cuyo contenido, ideas y criterios son de nuestra exclusiva responsabilidad y autoría.

Sangolquí, 23 de abril del 2014

Geovanny Alfonso Ashqui Carrasco

Jorge Daniel Trujillo Marcillo

DEDICATORIA

A mi esposa, Alejandra

A mis hijos, Maily y Omar

A mis padres, Nancy y Luis

Geovanny Ashqui

DEDICATORIA

A mis padres Jorge y Azucena

A mis hermanas Ma. Fátima, Cinthya y Geovanna

A mi hija Danna

A Anabel

A los Pibes 5/8

Daniel Trujillo

AGRADECIMIENTOS

A Dios por haberme permitido llegar hasta este punto y haberme dado salud y vida para lograr alcanzar este objetivo.

A mi padre Luis Ashqui por sus consejos e incondicional apoyo perfectamente mantenido a través del tiempo.

A mi madre Nancy Carrasco por darme la vida, quererme mucho, creer en mí y porque siempre me apoyaste.

A mi esposa Alejandra Guerrero quien siempre estuvo a mi lado alentándome y exigiéndome a ser mejor y recordándome que nunca ay que darse por vencido. Gracias por estar de manera incondicionalmente a mi lado brindándome consejos, y el apoyo en los momentos difíciles.

A mi amigo y compañero de tesis Daniel Trujillo, por haberme tomado en cuenta para formar parte de este gran proyecto.

Al Director de tesis Ing. Paul Ayala, por su valiosa guía, disposición, y asesoramiento a la realización de esta tesis y al Ing. Rodolfo Gordillo, Codirector, por sus valiosas sugerencias.

A mis amigos: Jorge, Willian, Javier y Pablo por todas sus bromas, ideas, consejos y observaciones, los cuales me fueron de gran ayuda muchachos.

En fin gracias a todas las personas que ayudaron directa e indirectamente en la realización de este proyecto.

Geovanny Ashqui

AGRADECIMIENTOS

A Dios, por permitirme llegar a culminar con éxito una etapa más en formación profesional. Por los triunfos y los momentos difíciles que me han enseñado a valorarlo cada día más,

A mi madre María Azucena por ser la persona que me acompañó a largo de mi formación académica aunque fueron muchos años en que la distancia nos separó siempre me diste valor y fortaleza para continuar cuando sentía desfallecer y así culminar una etapa muy importante en mi vida.

A mi padre Jorge Aquiles por darme el ejemplo de superación y que no importa las circunstancias que se presente en la vida siempre se puede ser mejor persona, mejor profesional, con dedicación y constancia lo imposible es posible.

A mis hermanas Ma. Fátima, Cinthya y Geovanna sus consejos, su apoyo cuando mi madre no estuvo aquí es lo que me impulsó a seguir adelante y culminar esta etapa en mi vida.

A mi amigo Geovanny por ser una gran persona, solidario, trabajador.

A mi hija Danna, desde el momento que te ví cuando aún estabas en el vientre de tu madre, supe que eras mi nuevo sueño y que por ti, debo ser mejor persona, mejor profesional y ser para ti un ejemplo de vida.

A Anabel por apoyarme en momentos difíciles y darme el apoyo para poder superarlos, y sobre todo por darme mi mayor alegría.

A todos los Pibes 5/8, fueron grandes las aventuras que hemos vividos desde el momento que formamos ese grupo de amistad, que hasta hoy perdura y siempre hemos sido apoyo el uno del otro..

Al Ing. Paúl Ayala por su apoyo incondicional durante todo el proceso de la elaboración de la tesis.

Daniel Trujillo

RESUMEN

En el presente documento se realiza el análisis de un convertidor inversor DC-AC Buck Boost, mediante el uso de transistores MOSFET y diodos ultrarápidos, aplicando un controlador adaptativo autoajustable para el control de su variable de salida.

Su operación consiste en realizar la identificación del sistema mediante la adquisición de datos tanto de la variable de entrada como de la variable de salida, para la adquisición de datos se realizó el sensamiento de los valores de la variación del ciclo de trabajo para el disparo de los mosfet los cuales nos dará el funcionamiento de conversor elevador o reductor de tensión, mientras que el sensamiento de la salida del sistema se mide el voltaje de entrega del inversor el método a usar para la identificación es Mínimos Cuadrados Recursivos, los cuales nos permite realizar la identificación del sistema con los valores sensados en un instante N-1, al determinar si el orden del sistema con los parámetros identificados, se realiza el cálculo de los parámetros del controlador mediante el método de Localización de polos, determinando el coeficiente de amortiguamiento, frecuencia natural, tiempo de muestreo y el pico máximo determinado por un previo análisis.

Palabras claves:

- *Inversor Buck-Boost*
- *Control Adaptativo*
- *Identificación por Mínimos Cuadrados*
- *Control por Localización de polos*
- *Inversor DC/AC*

ABSTRACT

In this paper the analysis of a DC- AC inverter Buck Boost is performed by using MOSFET transistors and ultrafast diodes , using a self-tuning adaptive controller to control its output variable. Your operation is to perform system identification by acquiring data from both the input variable and the output variable for the data acquisition taking values varying duty cycle for the shot was made the mosfet which will give us the operation of Step Up or Down voltage converter , while the taking of the system output voltage of the inverter is measured delivery method used for the identification is Recursive Least Squares , which allows us to system identification with the values sensed in an instant N-1, to determine whether the order of the system with the identified parameters , the calculation of the controller parameters is performed by the method of location of poles , determining the damping ratio , natural frequency , sampling time and peak determined by a previous analysis

Key words:

- Inverter Buck Boost
- Adaptative Control
- Recursive Least Squares Identification
- Location of Poles
- Inverter DC/AC

TABLA DE CONTENIDO

Capítulo 1	1
INTRODUCCIÓN	1
1.1. ANTECEDENTES	1
1.2. JUSTIFICACIÓN	3
1.3. ALCANCE DEL PROYECTO	4
1.4. OBJETIVOS	5
1.4.1. Objetivo General	5
1.4.2. Objetivos específicos	5
Capítulo 2	6
MARCO TEÓRICO	6
2.1. CONVERTIDORES DC-DC	6
2.1.1. Conversor Buck	7
2.1.2. Conversor Boost	8
2.1.3. Conversor Buck Boost	9
2.2. INVERSORES DC-AC	10
2.3. CONTROL ADAPTATIVO	11
2.4. Matlab	15
Capítulo 3	17
DISEÑO DEL INVERSOR DC-AC	17
3.1. DISEÑO DEL CONVERTOR DC-DC TIPO BUCK BOOST	17
3.1.1. Análisis del comportamiento del Circuito Buck-Boost	18
3.1.2. Dimensionamiento del capacitor e inductor	22
3.1.2.1. Comportamiento del voltaje del Inductor	22

3.1.2.2. Comportamiento de la Corriente en el Capacitor.....	23
3.1.2.3. Elaboración de la Bobina	27
3.1.3. Dimensionamiento de los Semiconductores	32
3.1.3.1. Transistor.....	32
3.1.3.2. Diodo.....	34
3.2. DISEÑO DEL INVERSOR DC-AC TIPO BUCK BOOST	35
capítulo 4	38
CONTROL ADAPTATIVO AUTOAJUSTABLE.....	38
4.1. IDENTIFICACIÓN ADAPTATIVA	40
4.2. DISEÑO DEL REGULADOR	49
4.2.1. Criterio de Estabilidad de Ruth Hurwitz.....	49
4.2.2. Asignación de Polos	51
Capítulo 5	56
SIMULACIÓN E IMPLEMENTACIÓN.....	56
5.1. SIMULACIÓN.....	56
5.1.1. Simulación Buck Boost DC-DC	56
5.2. IMPLEMENTACIÓN	60
5.2.1. Circuito de Activación de Mosfet	61
5.2.2. Circuito de potencia inversor DC-AC Buck Boost	64
5.2.3. Circuito de Control.....	66
5.2.4. Identificación y control de la planta.....	68
5.2.4.1. Identificación Adaptativa	68
5.2.4.2. Control adaptativo por el método de localización de polos	81
5.3. PRUEBAS	85
Capítulo 6	92

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	92
6.1. CONCLUSIONES.....	92
6.2. RECOMENDACIONES	93
BIBLIOGRAFIA	1
ANEXOS	¡Error! Marcador no definido.
ANEXO 1: DATASHEET 6N137, HCPL2601, HCPL2611	¡Error! Marcador no definido.
ANEXO 2: DATASHEET ACS712.....	¡Error! Marcador no definido.
ANEXO 3: DATASHEET AVR	¡Error! Marcador no definido.
ANEXO 4: DATASHEET FR301.....	¡Error! Marcador no definido.
ANEXO 5: DATASHEET IR2130/IR2132 .	¡Error! Marcador no definido.
ANEXO 6: DATASHEET IRF1310N	¡Error! Marcador no definido.

Índice de Figuras

Figura 2.1. a) Conversor DC DC y b) Forma de onda V_{Ro}	6
Figura 2.2: a) Filtro de salida inductivo. b) Filtro de salida.....	7
Figura 2.3: Conversor Buck	8
Figura 2.4: Conversor Boost	9
Figura 2.5: Conversor Buck Boost.....	10
Figura 2.6 : Conversor DC-AC	10
Figura 2.7: Esquema control adaptativo por ganancias	13
Figura 2.8 Esquema control adaptativo con modelo de referencia	14
Figura 2.9: Esquema control adaptativo autosintonizable	15
Figura 3.1: Circuito Buck Boost no inversor	17
Figura3.2: Activación de los Transistores Q1 y Q2.....	18
Figura 3.3: Desactivación de los Transistores Q1 y Q2.....	19
Figura 3.4: Comportamiento de la corriente en Q, D, L y C.....	19
Figura 3.5: Voltaje Inductor L	22
Figura3.6: Capacitor electrolítico 68uF a 200V.....	26
Figura 3.7: Toroide T-106.....	28
Figura 3.8: Bobina de 4.4mH.....	32
Figura 3.9: Comportamiento Semiconductores.....	33
Figura 3.10: Inversor DC-AC	35
Figura 3.11: Salida del inversor DC-AC.....	36
Figura 3.12: Secuencias de Funcionamiento.....	36
Figura 3.13: Diodos de Protección.....	37
Figura 4.1: Controlador Adaptativo Autoajustable.....	38
Figura 4.2: Respuesta a una entrada escalón unitario	40
Figura 4.3: Proceso Identificación	42

Figura 4.4: Control Adaptativo Autoajustable en $t=1$	42
Figura 4.5: Valores Reales (*), Valores estimados(o)	48
Figura 4.6: Controlador Adaptativo Autoajustable en $t=2$	49
Figura 4.7: Estructura del control.....	52
Figura 5.1: Simulación Buck Boost	56
Figura 5.2: Resultado simulación con el ciclo de trabajo al 70%	57
Figura 5.3: Resultado de la simulación circuito Buck Boost.....	58
Figura 5.4: Bloque simulación del controlador.....	58
Figura 5.5: Señales obtenidas de la simulación	59
Figura 5.6: Valores obtenidos en la simulación.....	60
Figura 5.7: Circuito Activación Mosfet	61
Figura 5.8: Circuito Regulador de voltaje.....	62
Figura 5.9: Circuito de entrada de señal de control y generación de señal PWM a 60Hz	62
Figura5.10: Circuito disparo para Mosfet	63
Figura 5.11: Circuito para Driver IR2130.....	64
Figura5.12: Circuito inversor DC-AC Buck Boost.....	64
Figura 5.13: Diseño circuito conversor DC-DC Buck Boost.....	65
Figura 5.14: Circuito Puente H	65
Figura 5.15: Circuito del controlador.....	66
Figura 5.16: Diseño circuito de control.....	67
Figura 5.17: AVR Atmega 328P ATMEGA 328P	67
Figura 5.18: Sensor de corriente dc ACS712.....	68
Figura 5.19: Señal randómica generada por el AVR Atmega 328P	69
Figura 5.20: Curva del sensor ACS712.....	70
Figura5.21: Ventana Ident.....	71

Figura 5.22: Import Data.....	72
Figura 5.23: Process models	72
Figura 5.24: Ventana Process Models.....	73
Figura 5.25: Selección de varios modelos.....	74
Figura 5.26: Respuesta de los modelos a un Step	74
Figura 5.27: Gráfica del Polos y Ceros de la planta de segundo orden con un cero	75
Figura 5.28: Flujograma identificación adaptativa	76
Figura 5.29: Respuesta de la planta estimada al Step	77
Figura 5.30: Convergencia de parámetros estimados	78
Figura 5.31: Convergencia de cada parámetro estimado	79
Figura 5.32: Error cuadrático en db	79
Figura 5.33: Flujograma control	81
Figura 5.34: Resultados Simulación del controlador	83
Figura 5.35: Diagrama de Flujo Control Adaptativo Autoajutable.....	84
Figura 5.36: Planta	85
Figura 5.37: Fuente alimentación.....	85
Figura 5.38: Interfaz de control.....	86
Figura 5.39: Cálculo de los parámetros de la planta y parámetros del controlador	87
Figura 5.40: Ingreso del setpoint.....	88
Figura 5.41: Identificación de los parámetros de la planta y de los parámetros del controlador	88
Figura 5.42: Control de la planta.....	89
Figura 5. 43: Señal del PWM controlada a 40Ma.....	89
Figura 5.44: Valor del voltaje de salida y corriente controlada	90
Figura 5. 45: Señal del voltaje de salida	90
Figura 5.46: Señal del PWM controlado para setpoint de 80mA	91

Figura 5.47: Valor del voltaje de salida y la corriente de salida.....	91
Figura 5.48: Señal voltaje de salida	91

Índice de Tablas

Tabla 3.1: Tabla de colores y frecuencias de trabajo de los.....	27
Tabla 3.2: Características de los Toroides	28
Tabla 3.3: Tabla de sección de alambre y corriente que soporta	30
Tabla 3.4: Comparación Semiconductores	33
Tabla 4.1: Datos de entrada y salida del sistema	46

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

1.1. ANTECEDENTES

Los sistemas electrónicos requieren diferentes niveles de potencia para su normal operación ya que para realizar una aplicación se parte de la combinación de circuitos, los mismos que trabajarán con un suministro de energía específico.

Si bien es cierto los reguladores de potencia lineales son muy utilizados para dichos propósitos, el problema radica en que estos circuitos son ineficientes ya que el voltaje de salida está limitado a ser menor que el voltaje de entrada y además su densidad de potencia es baja debido a que requieren trabajar con filtros y transformadores de frecuencia baja (50 o 60 Hz). Sin embargo, estos dispositivos son utilizados en aplicaciones que necesiten niveles bajos de potencia.

En la actualidad los sistemas modernos necesitan que los suministros de energía cumplan con ciertos parámetros: que sean de alta calidad, livianos, pequeños y sobre todo que brinden gran fiabilidad y es ahí donde nace la idea de crear nuevos circuitos que permitan alcanzar este objetivo. Con el avance de la tecnología y de acuerdo a las necesidades del mercado actual se han ido desarrollando nuevos diseños que permiten reducir el espacio y aumentar el rendimiento.

En altos niveles de potencia los reguladores de conmutación son utilizados; estos trabajan con semiconductores en estados: encendido (ON) y apagado (OFF). Debido a que existe una pequeña pérdida en esos estados, este tipo de reguladores pueden lograr alta eficiencia en la conversión de energía. Los conmutadores

electrónicos de potencia modernos pueden operar a altas frecuencias, lo que permite alcanzar una respuesta dinámica más rápida a cambios en corriente de carga o voltaje de entrada.

Por lo tanto dispositivos de potencia electrónicos de altas frecuencias son utilizados en la conversión de energía dc-dc. Entre las funciones más destacadas de estos convertidores, están: convertir el voltaje de entrada dc (V_s) a un voltaje de salida (V_o), además de la capacidad de regular el voltaje de salida dc a partir de variaciones de carga y línea.

El convertidor DC-AC tipo Buck-Boost, es la topología de convertidor de potencia más importante que es utilizado en los ámbitos industriales.

Comúnmente para conocer el comportamiento del inversor DC-AC tipo Buck-Boost se debe conocer los componentes internos de dicho sistema, para identificar el comportamiento del inversor a diferentes entradas (obtención de salidas). A través del modelamiento matemático se obtendrán los parámetros del comportamiento del inversor sin considerar los elementos que lo conforman.

Para aumentar la competitividad ha sido necesario el desarrollo de nuevas técnicas, métodos y herramientas, que permitan maximizar la eficiencia de los procesos con el menor ajuste de la máquina. Para ello es imprescindible conocer el comportamiento dinámico del proceso, para lo cual se estable la identificación adaptativo. Ya que la falta de esto conllevaba al consumo de tiempo y recursos para la realización de dichos cambios al controlador, los cuales debían ser verificados continuamente mediante el seguimiento del óptimo comportamiento (inmune a perturbaciones externas e internas no mayores al 5% del

setpoint), obteniendo nuevos parámetros que se ajusten a dichos cambios y nuevas ganancias para evitar cambios bruscos en el sistema, los cuales presentarían errores significativos y salidas no deseadas que pueden dañar a los equipos conectados. Lo cual no es considerado eficiente en el ámbito industrial.

La utilización de un modelo matemático implica el uso de diferentes softwares, como MatLab (más utilizado en el ámbito educativo).

1.2. JUSTIFICACIÓN

Hoy en día se hace necesario digitalizar casi todo, ya que es posible realizar mediante procesamiento digital acciones imposibles de obtener mediante el procesamiento analógico. Por ejemplo, filtros con respuesta de frecuencia arbitraria, acciones de control que implican gran cantidad de procesos y variables. Además una señal digital es más fácil de procesar, de almacenar, de analizar y con ello tomar cualquier decisión al instante. El inversor DC/AC tipo Buck-Boost es una topología especial que consta de dos convertidores, convertidor DC-DC buck y convertidor DC-DC boost que genera una tensión de salida de CA en una sola etapa.

La ventaja del inversor buck-boost (voltaje de corriente alterna generada en una sola etapa, reducción del número de semiconductores, pequeñas pérdidas, la tensión de salida filtrada naturalmente, no depende del nivel de tensión de entrada, etc.) tiene una desventaja en relación con el control de ambas buck-boost, ya que son obligados a trabajar en una condición de punto de operación variable. Este convertidor DC-DC buck-boost permite obtener salidas mayores o menores que la tensión de entrada, con la particularidad de que invierte la polaridad. Su función de transferencia es equivalente a la asociación en cascada de un Buck y un Boost.

El control adaptativo supone, como caso más sencillo, un proceso lineal y variante a controlar. Al ser variante el proceso, los coeficientes de su función de transferencia varían con el tiempo. El control adaptativo consiste en la identificación de parámetros del proceso y el cálculo de un nuevo regulador, todo ello en tiempo real, siguiendo las variaciones de los parámetros y mientras se realiza el control.

Un caso semejante de uso de identificación más cálculo del regulador, pero no considerado control adaptativo, es el de un proceso lineal e invariante (parámetros constantes) de parámetros desconocidos. Al iniciar el sistema de control se puede ejecutar un procedimiento único de identificación más cálculo del regulador, que a partir de ahí quedará fijo.

Matlab es un software matemático, con un lenguaje de programación de alto nivel, para cálculo científico, interactivo y disponible en múltiples sistemas operativos (Mac OS X, GNU/Linux, Windows), fue creado para hacer cálculos numéricos aunque también ofrece la posibilidad de hacer algunos cálculos simbólicos como derivadas de funciones polinomiales y racionales. Posee cientos de funciones matemáticas y la posibilidad de integrar programas en los lenguajes más usados (Fortran, Java, C y C++).

1.3. ALCANCE DEL PROYECTO

El presente proyecto de tesis abarca el modelamiento matemático del inversor DC-AC tipo Buck-Boost y el diseño e implementación de un controlador adaptativo para dicho inversor, para lo cual se obtendrán los diferentes datos del inversor físico, por medio de un AVR.

Mediante el software científico Matlab se realizará la simulación del diseño del inversor DC/AC Buck-Boost y el modelamiento del controlador adaptativo. Se diseñara y construirá un prototipo de inversor DC-AC tipo Buck-Boost que será controlado mediante la técnica adaptativa. Finalmente se validara el modelo obtenido mediante la comparación de los valores reales, simulados y modelados.

1.4. OBJETIVOS

1.4.1. Objetivo General

Modelar una topología de inversor DC / AC tipo Buck-Boost, y aplicar un control adaptativo para obtener una tensión de salida controlada.

1.4.2. Objetivos específicos

- Conocer detalladamente el comportamiento del inversor, inyectando entradas y observando las diferentes salidas a dichas entradas.
- Realizar un modelamiento matemático en base a la salida del sistema y a los resultados obtenidos a la salida del mismo.
- Aplicar un control adaptativo al circuito obtenido del modelamiento.
- Construcción de un prototipo de inversor Buck-Boost DC/A

Capítulo 2

MARCO TEÓRICO

2.1. CONVERTIDORES DC-DC

Los convertidores DC-DC son sistemas electrónicos cuya función es entregar una tensión regulada a partir de una fuente de tensión no regulada, con un valor de corriente regulada, en ciertos casos. Los elementos que conforman los conversores dc-dc son elementos almacenadores de energía como las bobinas, los capacitores, elementos de filtrado, e interruptores electrónicos de potencia como son los diodos, BJT's, mosfet's, IGBT's, estos últimos son semiconductores que conmutan a una alta frecuencia. (Garcerá G., 1998)

Las aplicaciones para los conversores conmutados son muy diversas como pueden ser:

- Cargadores de Baterías
- Fuente de alimentación.
- Control de motores DC, etc.

La Figura 2.1 (a) presenta la topología más simple para un conversor DC-DC.

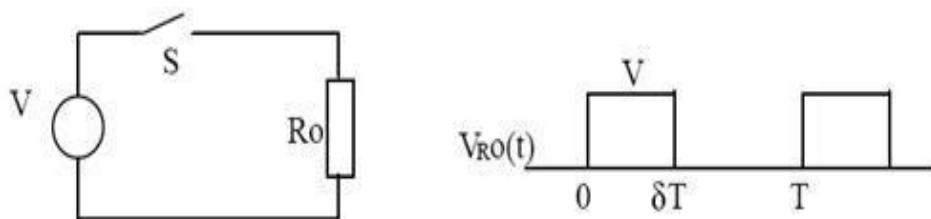


Figura 2.1. a) Conversor DC DC y b) Forma de onda V_{Ro}

La tensión en la resistencia R_o será rectangular, Figura 2.1. (b). Su valor medio es:

$$V_{R_o} = \delta V_i \quad (2.1.1)$$

Donde δ se llama ciclo de trabajo (duty cycle), y es la fracción de tiempo que conduce el interruptor S .

Para obtener corriente y tensión en la carga constantes es necesario agregar un filtro, Figura. 2.2. Encontramos así una de las topología básicas, el conversor BUCK, o REDUCTOR o STEP-DOWN.

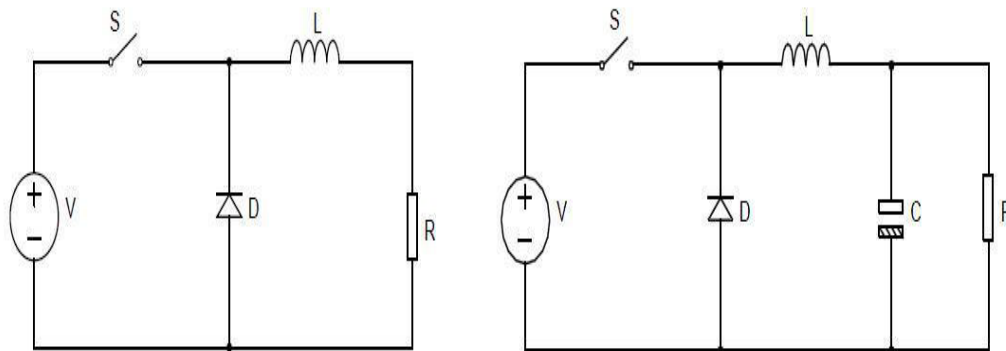


Figura 2.2: a) Filtro de salida inductivo. b) Filtro de salida capacitivo e inductivo

2.1.1. Conversor Buck

El conversor Buck o también denominado “Circuito reductor de tensión”, tiene como característica principal, entregar una tensión de magnitud menor, al valor de tensión de entrada, en corriente continua.

Está conformado por elementos almacenadores de energía como son el

capacitor C, y la bobina L, un elemento de restricción de paso de corriente como es el diodo DRL, y un interruptor S que conmuta a una frecuencia $f = 1/T$, que es el elemento que permite el paso o corte de energía entregada directamente desde la fuente V_i . Su topología básica está representada en la Figura 2.3.

La tensión de salida del conversor dependerá del valor del ciclo de trabajo δ .

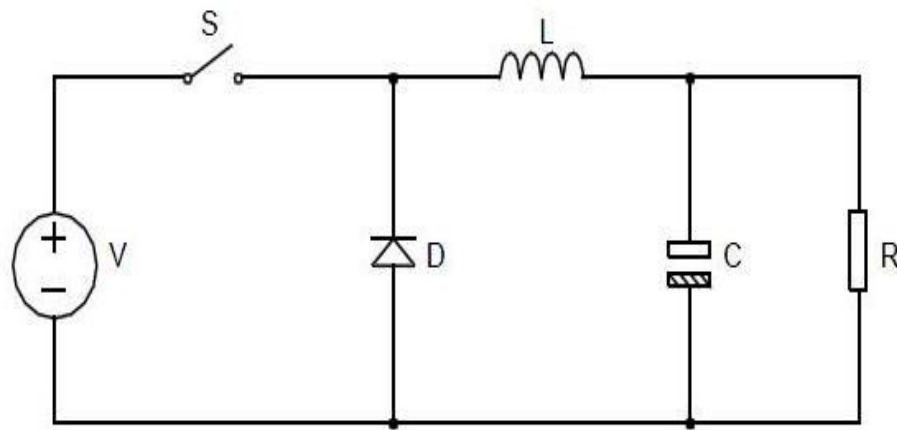


Figura 2.3: Conversor Buck

2.1.2. Conversor Boost

El circuito conversor Boost también se lo conoce con el nombre “Circuito elevador de tensión”, su topología básica está representada en la Figura 2.4. Al igual que el conversor Buck está conformado por elementos almacenadores de energía que son la bobina L, el capacitor C, un elemento de restricción de paso de corriente como es el diodo D y un interruptor S, el cual conmuta a una frecuencia $f = 1/T$, limitando de esta manera el tiempo de carga y descarga de energía en la bobina L. Este tiempo de carga y descarga está controlado mediante el ciclo de trabajo d , mediante el cual se controla el valor de tensión a la salida del convertidor.

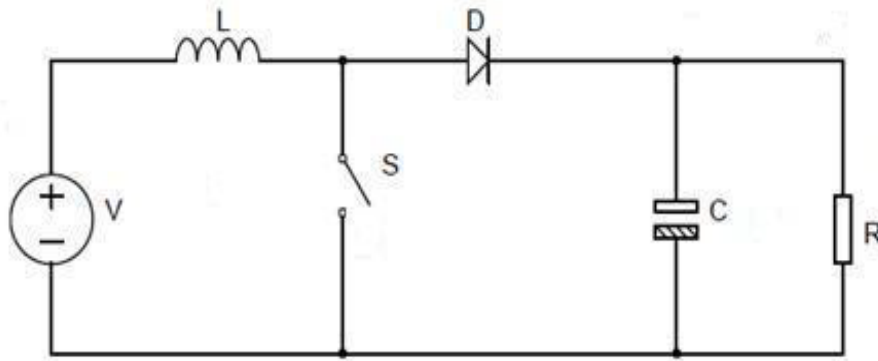


Figura 2.4: Conversor Boost

2.1.3. Conversor Buck Boost

El circuito conversor Buck Boost, es la conexión en cascada de los convertidores Buck y Boost, tiene como característica principal la elevación o reducción de tensión en su salida con respecto a la tensión de entrada, es por tal motivo que también se lo conoce con el nombre de “Circuito elevador y reductor de tensión”. Su topología básica está representada en la Figura 2.4.

Está conformado por elementos almacenadores de energía como son la bobina L y el capacitor C, el diodo D que restringe el paso de la corriente, y un interruptor S el cual conmuta a una frecuencia $f = 1/T$, el interruptor permite el paso o corte de la energía de fuente de entrada hacía la bobina permitiendo la carga y descarga de energía de la misma.

La variación de la tensión de salida depende del valor del ciclo de trabajo δ , al tener un valor del 50%, el valor de la tensión de salida será el mismo valor de la tensión de entrada, y este irá variando dependiendo si lo reduce o aumenta teniendo la siguiente relación:

$$\delta > 50\% \quad V_o > V_i \quad (2.1.2)$$

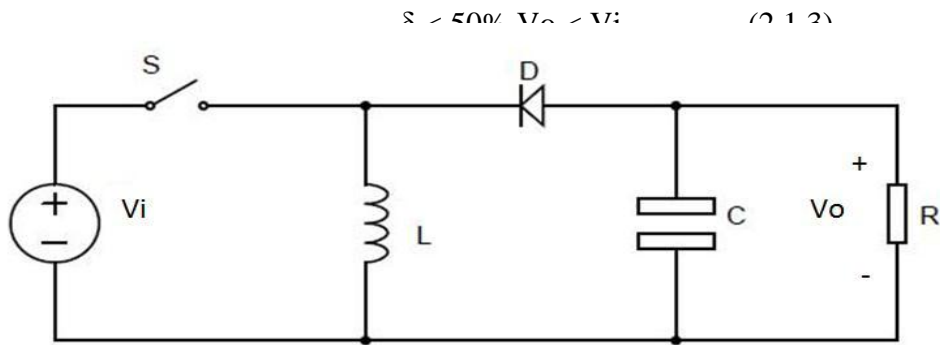


Figura 2.5: Conversor Buck Boost

2.2. INVERSORES DC-AC

Los inversores DC-AC son circuitos que genera una tensión alterna (AC) a partir de una tensión de fuente continua (DC).

Su funcionamiento consiste en la activación y desactivación de un conjunto de interruptores, a una determinada carga, de manera que la salida que se encuentra conectada a la carga sea positiva y negativa alternativamente.

La activación de los transistores o tiristores que se encuentran conectados en la configuración del inversor, deben activarse de dos en dos para permitir el paso de la corriente en los dos sentidos, generando de esta manera la corriente alterna.

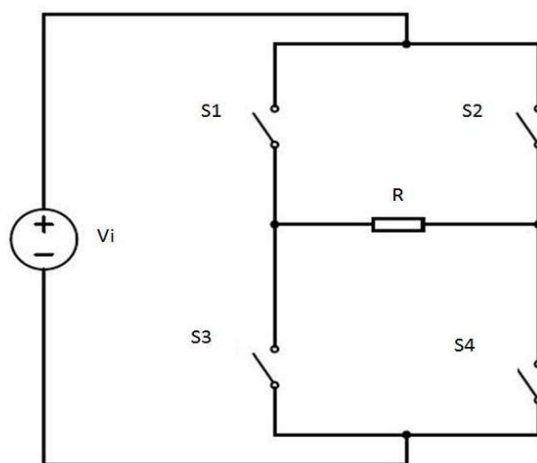


Figura 2.6 : Conversor DC-AC

Como se puede observar en la Figura 2.6, los interruptores deben tener un orden para la activación y desactivación, así los interruptores S1 y S4 deben activarse simultáneamente, luego de un tiempo Δt deberán desactivarse, y activarse los interruptores S2 y S3 para que haya una circulación de corriente en ambos sentidos, de esta manera se genera tanto el ciclo positivo como el ciclo negativo.

Cabe mencionar que se debe tener mucho cuidado en la activación de los interruptores, si un momento determinado se llegará a activar S2 y S4 o a su vez S1 y S3 como se puede observar esto generaría un cortocircuito, pudiendo generar daños en los equipos que se encuentran conectados al inversor.

Las aplicaciones que existen para los inversores DC-AC son:

- Actuadores para motores de corriente alterna
- Fuentes de alimentación ininterrumpida (UPS)
- Generación fotovoltaica, etc.

2.3. CONTROL ADAPTATIVO

Un controlador adaptativo es un controlador que puede modificar su comportamiento en respuesta a cambios en la dinámica del sistema y a las perturbaciones. (Rodríguez F., 1996).

La modificación de su comportamiento lo realiza mediante una medición continua y automática, las características dinámicas de la planta, las compara con las características dinámicas deseadas y ajusta los parámetros del sistema para obtener la señal de control la cual mantiene el desempeño óptimo.

Los sistemas de control adaptativo tienen grandes capacidades de uso y de acuerdo a la aplicación puede variar el método de diseño a utilizar.

Existen dos tipos principales de controladores adaptativos:

- Sistemas con adaptación en lazo cerrado (STR, MRAC)
- Sistemas con adaptación en lazo abierto (Ganancia programable)

Para el diseño de algoritmos para el control adaptativo se han propuesto diferentes métodos:

- Criterio no óptimo:

- Asignación de polos y ceros
- Controladores de tiempo finito
- Controladores PID

- Criterio óptimo:

- Controladores de mínima varianza (MVR)
- Controladores predictivos generalizados

1. **Programación de Ganancias:** En algunos sistemas existen variables auxiliares que describen bien las características de la dinámica del proceso. Si estas variables pueden ser medidas, pueden ser usadas para cambiar los parámetros del controlador es decir se utilizaron para acomodar los cambios en la ganancia del controlador (Rodríguez F., 1996). La Figura 2.7 muestra su esquema.

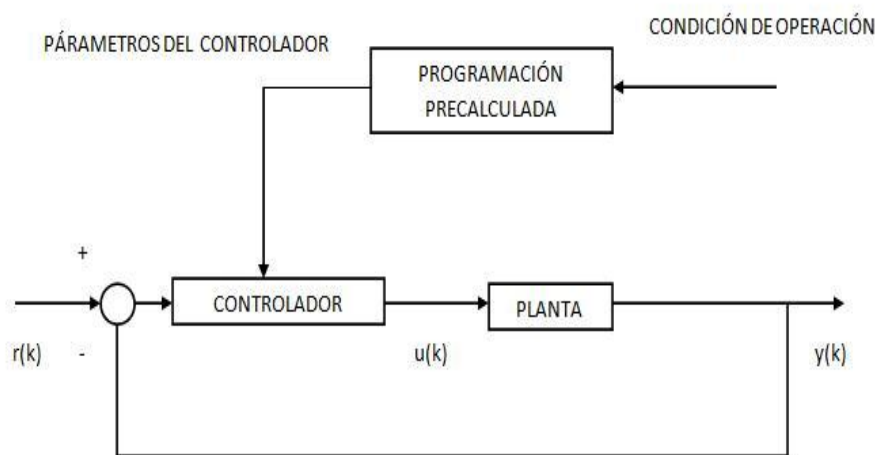


Figura 2.7: Esquema control adaptativo por ganancias programables

En algunos sistemas existen variables auxiliares que describen bien las características de la dinámica del proceso. Es decir estas variables permiten realizar una tabulación del proceso, para poder estimar los parámetros del controlador pudiendo compensar las ganancias del cambio del proceso. El ajuste de dicha ganancia se la realiza en lazo abierto.

2. **Control Adaptativo con modelo de referencia (MRAC):** Los parámetros del diseño del controlador son dadas por términos de un modelo de referencia, que representa el comportamiento deseado de la planta, donde la salida deberá seguir a la referencia. El esquema del controlador MRAC se presenta en la Figura 2.8

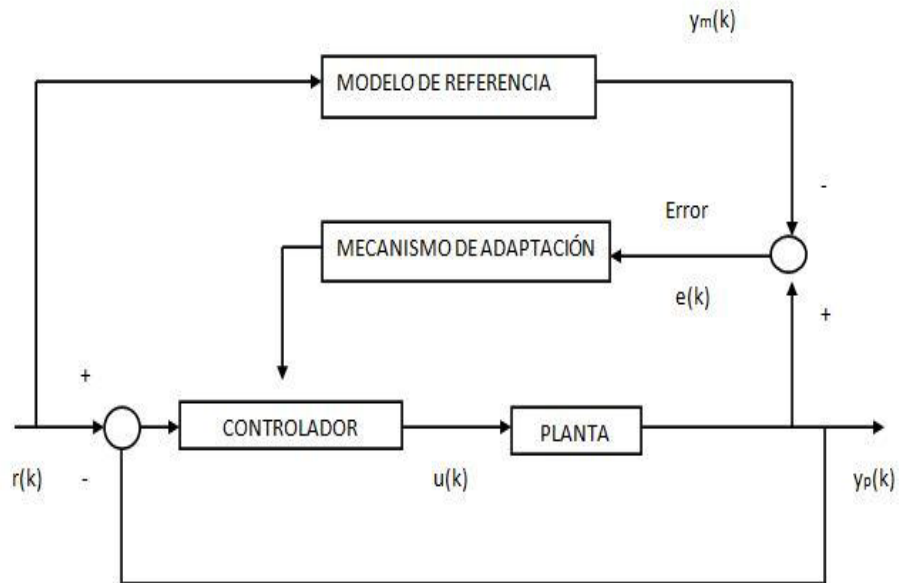


Figura 2.8 Esquema control adaptativo con modelo de referencia

En este tipo de controlador se supone que el diseñador tiene cierto conocimiento de las características dinámicas de la planta que permite definir el comportamiento deseado mediante el diseño del modelo de referencia adecuado para lograr la salida deseada. Como se puede observar en la Figura 2.8 el modelo está en paralelo con el sistema. Para este tipo de controlador hay que determinar un mecanismo de ajuste tal que el sistema sea estable y lleve al error en estado estacionario a cero.

3. Controlador Auto-sintonizable (STR): Este tipo de regulador se encuentra compuesto por dos lazos: un lazo interno de realimentación ordinaria y un lazo externo que actualiza los parámetros del proceso o del controlador por medio de identificación de sistemas. Su operación consiste, para la identificación, realizar el cálculo de los parámetros de la planta mediante los valores de los datos de entradas y salidas del sistema. Con los nuevos parámetros identificados se calculan los nuevos parámetros del controlador para la obtención de la variable controlada del sistema. El ciclo

de adaptación es repetitivo, y así la acción de control cambia cada que existan cambios en los parámetros de la planta.

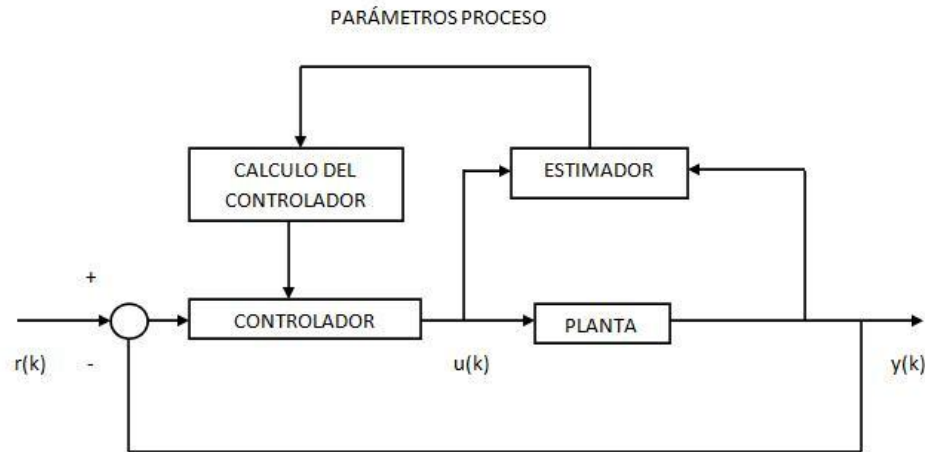


Figura 2.9: Esquema control adaptativo autosintonizable

2.4. Matlab

Matlab es un lenguaje de programación de alto nivel, muy utilizado para los diferentes cálculos científicos, y que se encuentra disponible para los diferentes sistemas operativos como son: Mac OS X, GNU/Linux, Windows.

Es una herramienta de software matemático que ofrece un entorno de desarrollo integrado (IDE) con un lenguaje de programación propio denominado lenguaje M. Fue desarrollado por Cleve Moler en 1984, empleando paquetes de subrutinas en Fortran.

Las funcionalidades de Matlab se agrupan en más de 35 cajas de herramientas y paquetes de bloques, clasificadas de la siguiente manera

Cajas de Herramientas

- Matemáticas y Optimización

- Estadística y análisis de datos
- Diseño de sistemas de control y análisis
- Procesado de imagen
- Pruebas y medidas
- Biología computacional
- Modelado y análisis financiero
- Desarrollo de aplicaciones
- Informes y conexión a bases de datos

Simulink

- Modelado de punto fijo
- Modelado basado en eventos
- Modelado físico
- Gráficos de simulación
- Diseño de sistemas de control y análisis
- Procesado de señal y comunicaciones
- Generación de código
- Prototipos de control y rápido y SW/HW HIL
- Tarjetas integradas
- Verificación, validación y comprobación

Capítulo 3

DISEÑO DEL INVERSOR DC-AC

3.1. DISEÑO DEL CONVERTOR DC-DC TIPO BUCK BOOST

El circuito de potencia Buck-Boost es uno de los convertidores conmutados de potencia, este reúne las características tanto del convertidor Buck como del convertidor Boost, pudiendo elevar o reducir el voltaje en la salida con respecto al voltaje de entrada. Por tal motivo también es conocido como circuito “reductor-elevador” de tensión con polaridad opuesta, cabe recalcar que esto depende de la topología del circuito.

Para el diseño del convertidor se debe tener en cuenta la frecuencia, la corriente y el voltaje al que va a trabajar el circuito, esto conlleva a tener un criterio de selección de elementos que se emplearán en el circuito, tomando en consideración los parámetros antes mencionados y el rango de frecuencia en que trabajan de una manera eficiente, para tener un comportamiento óptimo de acuerdo al diseño que se ha realizado.

El comportamiento del Buck Boost debido a la activación y desactivación de los transistores Q1 y Q2, se divide en dos modos de operación.

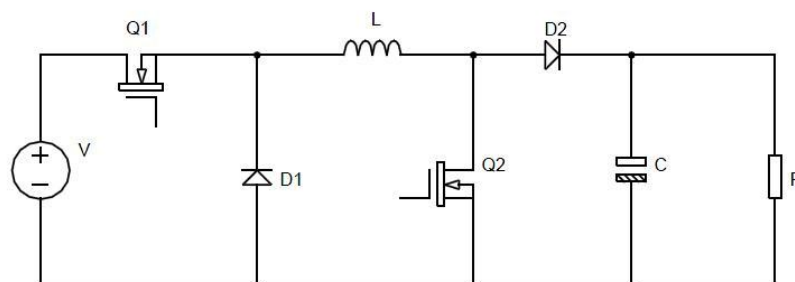


Figura 3.1: Circuito Buck Boost no inversor

3.1.1. Análisis del comportamiento del Circuito Buck-Boost

El flujo permanente de la corriente a través del inductor permite el funcionamiento del circuito en modo continuo, si en algún momento, la corriente que circula a través de la bobina llegara a anularse, entraría a trabajar en modo discontinuo.

En un tiempo T_{on} se dará la activación de los transistores Q1 y Q2, la corriente de la entrada circula directamente a través de la bobina como se puede observar en la Figura 3.2, el diodo D1 da un corte de flujo de corriente, por tal motivo la bobina almacena la energía que es entregada por la fuente de entrada V_i .

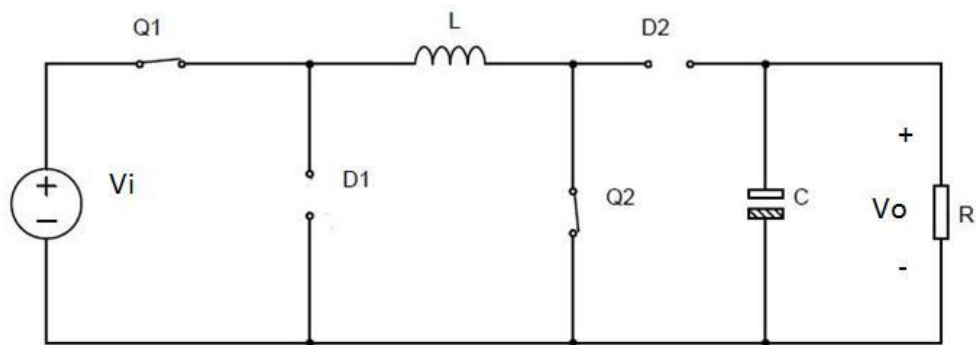


Figura3.2: Activación de los Transistores Q1 y Q2

Al pasar un determinado tiempo Δt se desactivan los transistores Q1 y Q2, debido a la señal de control que se encuentra conectada a la compuerta de los transistores, es el denominado tiempo T_{off} , en el cual la energía almacenada en la bobina empieza a descargarse a través del capacitor C y la carga R, como se puede observar en la Figura 3.3

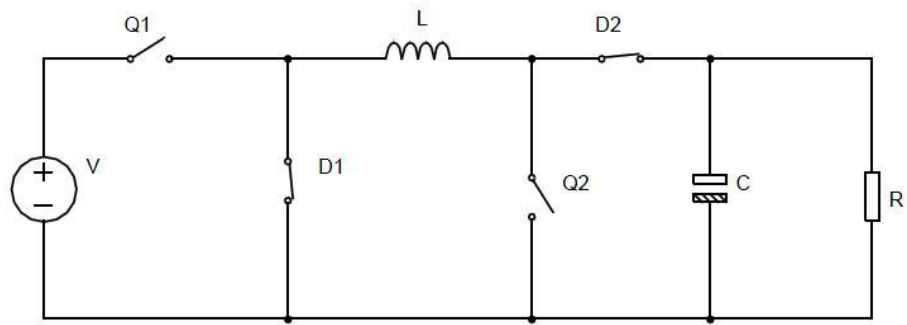


Figura 3.3: Desactivación de los Transistores Q1 y Q2

Esta variación de tiempo T_{on} , y tiempo T_{off} se lo conoce como ciclo de trabajo (δ), el voltaje obtenido en la salida del conversor, dependerá del tiempo designado en T_{on} .

De acuerdo al análisis de los dos circuitos se puede observar en la Figura 3.4 como se comporta la corriente tanto en los transistores Q1 y Q2, en los diodos D1 y D2 y principalmente en la bobina L, el cual permite trabajar en modo continuo durante el ciclo de activación y des activación de los transistores Q1 y Q2.

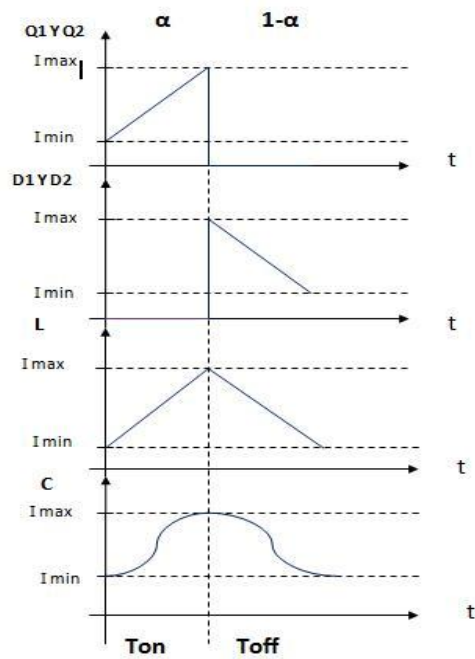


Figura 3.4: Comportamiento de la corriente en Q, D, L y C

A partir de la Figura 3.4, el comportamiento de la corriente en el transistor Q, el diodo D, y la bobina L, permitirá realizar el análisis de las ecuaciones del comportamiento del circuito Buck Boost.

$$\Delta I_L = I_{LMAX} - I_{LMIN} \quad (3.1)$$

$$I_L = \frac{I_{LMAX} - I_{LMIN}}{2} \quad (3.2)$$

De acuerdo a la Figura 3.2 y Figura 3.3 se obtiene:

$$I_{IN} = I_{Q1} \quad (3.3)$$

$$I_0 = I_{D2} \quad (3.4)$$

De acuerdo a la Figura 3.4 se obtiene:

$$I_{Q1} = \alpha I_L \quad (3.5)$$

$$I_{D2} = (1 - \alpha) I_L \quad (3.6)$$

Reemplazando las ecuaciones 3.6 y 3.7 en las ecuaciones 3.8 y 3.9 se obtiene:

$$I_{IN} = \alpha I_L \quad (3.7)$$

$$I_0 = (1 - \alpha) I_L \quad (3.8)$$

Despejando la corriente en la bobina I_L de la ecuación 3.7 se obtiene:

$$I_L = \frac{I_{IN}}{\alpha} \quad (3.9)$$

Reemplazando la ecuación 3.10 en la ecuación 3.11 el valor de la corriente de salida I_0 es:

$$I_0 = \frac{(1-\alpha) \cdot I_{IN}}{\alpha} \quad (3.10)$$

Donde:

α es el ciclo de trabajo.

I_O es la corriente de salida.

I_{IN} es la corriente de entrada.

La ecuación de la potencia es:

$$P = V \cdot I \quad (3.11)$$

La potencia de salida del circuito se asume debe ser la misma potencia de entrada.

$$P_{IN} = P_O \quad (3.12)$$

$$V_{IN} \cdot I_{IN} = V_O \cdot I_O \quad (3.13)$$

De acuerdo a la ecuación 3.14, despejando la corriente I_O e I_{IN} Y reemplazando en la ecuación 3.13 se obtiene

$$\frac{P_O}{V_O} = \frac{(1-\alpha)}{\alpha} \cdot \frac{P_{IN}}{V_{IN}} \quad (3.14)$$

Simplificando las potencias P_O y P_{IN} y despejando V_O se obtiene:

$$V_O = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} \cdot V_{IN} \quad (3.15)$$

Donde:

α es el ciclo de trabajo.

V_O es el voltaje de salida.

V_{IN} es el voltaje de entrada.

3.1.2. Dimensionamiento del capacitor e inductor

3.1.2.1. Comportamiento del voltaje del Inductor

Para realizar un diseño acorde a los requerimientos de nuestro circuito se debe tomar en consideraciones el comportamiento del voltaje del inductor, el mismo permite llegar a obtener el modelo matemático para el valor deseado.

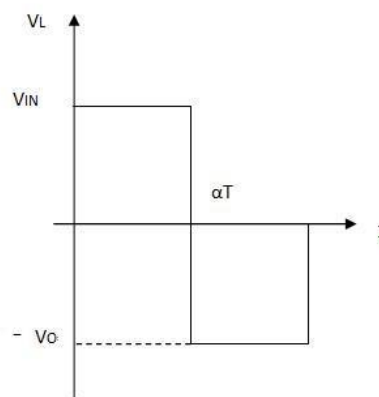


Figura 3.5: Voltaje Inductor L

En el tiempo de activación del transistor T_{on} se obtiene que el voltaje en la bobina sea:

$$V_L(t) = L * \frac{di}{dt} \quad (3.16)$$

Despejando la corriente de la bobina $\frac{di}{dt}$ se obtiene:

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^{\alpha T} V_{IN} dt + i_L(0) \quad (3.17)$$

La corriente máxima que circulará a través de la bobina será:

$$i_{Lmax} = \frac{1}{L} V_{IN} \frac{\alpha}{f_s} + i_{Lmin} \quad (3.18)$$

En el tiempo de des activación del transistor T_{off} se obtiene que el voltaje en la bobina es:

$$i_{Lmin}(t) = \frac{1}{L} \int_{\alpha T}^T -V_O(dt) + i_L(0) \quad (3.19)$$

$$i_{Lmin} = \frac{1}{L} \cdot \frac{V_O}{L \cdot f_s} \cdot (-1 + \alpha) + i_{Lmin} \quad (3.20)$$

Por lo tanto la corriente mínima que puede alcanzar en la bobina es:

$$i_{Lmin} = -\frac{V_O}{L \cdot f_s} \cdot (1 - \alpha) + i_{Lmax} \quad (3.21)$$

Para el funcionamiento en modo continuo del circuito se debe tener en cuenta que $I_L \geq \frac{\Delta I_L}{2}$, ya que si no cumple esta condición la corriente en la bobina se anulará y entraría a trabajar en modo discontinuo, para el cálculo de la bobina se debe tomar en consideración el comportamiento de la corriente en T_{off} , durante este lapso $I_L = \frac{I_O}{(1-\alpha)}$ de esta igualdad se obtiene:

$$\frac{I_O}{\alpha} \geq \frac{V_O(1-\alpha)}{2L f_s} \quad (3.22)$$

$$L = \frac{R(1-\alpha)^2}{2L f_s} \quad (3.23)$$

3.1.2.2. Comportamiento de la Corriente en el Capacitor

Por lo tanto la corriente mínima que puede alcanzar en la bobina es:

$$i_{Lmin} = -\frac{V_O}{L \cdot f_s} \cdot (1 - \alpha) + i_{Lmax} \quad (3.24)$$

Para el cálculo del capacitor se debe tener en cuenta el factor de rizado del circuito, para anular notablemente la componente en alterna que es generado, este

factor de rizado no debe ser mayor al 5% con respecto a la variación del Voltaje de salida. De esta manera el comportamiento de la corriente en el capacitor se encuentra descrito gráficamente en la Figura 3.4.

De acuerdo a la Figura 3.4, la corriente del capacitor será:

$$I_C(t) = C * \frac{dv}{dt} \quad (3.25)$$

El análisis se lo realizará en el período de activación T_{on} obteniendo:

$$V_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^{T_{on}} -I_O(dt) \quad (3.26)$$

$$V_C = \frac{1}{C} (-I_C \propto T) + V_O \quad (3.27)$$

$$V_C = -\frac{V_O}{RC} \cdot \frac{\alpha}{f_s} + V_O \quad (3.28)$$

$$\Delta V_C = V_O(0) - V_O(T_{on}) \quad (3.29)$$

Por lo tanto el factor de rizado del capacitor será:

$$\Delta V_C = \frac{V_O \cdot \alpha}{R \cdot C \cdot f_s} \quad (3.30)$$

Despejando de la ecuación 3.30 el valor del capacitor se obtiene:

$$C = \frac{V_O \cdot \alpha}{R \cdot \Delta V_O \cdot f_s} \quad (3.31)$$

Para la selección del transistor y del diodo se debe tener en cuenta el voltaje en la zona de corte y la corriente que debe soportar estos dos semiconductores, así también la frecuencia de trabajo del circuito, para el paso de la corriente al momento de la activación y desactivación del transistor.

Una vez realizado el análisis de los diferentes comportamientos que tiene el

circuito de potencia Buck Boost, se tomará los siguientes valores para su dimensionamiento. Su voltaje máximo de salida será de $V = 50v$, su corriente máxima será $I = 1A$, la potencia máxima de entrega a su carga será:

$$P_O = V I \Rightarrow P_O = 50 * 1.$$

Por lo tanto la potencia del circuito será $P_O = 50 w$.

El voltaje de entrada para el dimensionamiento es de $V_{IN} = 24v$

De acuerdo al voltaje de salida y la corriente el valor de la carga estimada será de 50Ω

De acuerdo a la ecuación 3.18, despejando el ciclo de trabajo se obtiene:

$$\alpha = \frac{V_O}{V_{IN} + V_O} \quad (3.32)$$

Reemplazando valores en la ecuación 3.35 se obtiene que el valor del ciclo de trabajo es $\alpha = 0,67$

Con los valores de la carga y del ciclo de trabajo, reemplazando en la ecuación 3.26 se obtiene:

$$L \geq \frac{50(1-0.67)^2}{2*50000} \quad (3.33)$$

por tanto el valor L es:

$$L \geq 272\mu H \quad (3.34)$$

El rizo de corriente en la bobina será de:

$$\Delta I_L = \frac{V_{IN} * \alpha}{L * f_s} \quad (3.35)$$

$$\Delta I_L = \frac{24 \cdot 0.67}{0.0001 \cdot 50000} \quad (3.36)$$

$$\Delta I_L = 0.0804 [A] \quad (3.37)$$

$$\frac{\Delta I_L}{I_L} = \frac{0.0804}{2} \quad (3.38)$$

$$\frac{\Delta I_L}{I_L} = 0.0402 \quad (3.39)$$

$$\frac{\Delta I_L}{I_L} = 4\% \quad (3.40)$$

El valor deseado en el factor de rizado en el voltaje del capacitor es menor o igual al 4%. De acuerdo a la ecuación 3.34 se obtiene:

$$C \geq \frac{0.67}{50 \cdot 0.04 \cdot 50000} \quad (3.41)$$

$$C \geq 67 \mu F \quad (3.42)$$

Para la implementación del convertor tipo Buck Boost se realizó dos placas, la primera fue la placa de disparo para los transistores tipo CMOS, y la segunda placa es el convertor propiamente dicho.

Los valores del capacitor, así como de la bobina se han calculado en la subsección de Dimensionamiento, el capacitor que se ha escogido para la implementación del circuito es de tipo electrolítico, de $68 \mu F$ a un voltaje de 200V.



Figura3.6: Capacitor electrolítico 68uF a 200V

3.1.2.3. Elaboración de la Bobina

Para el valor de la bobina se ha tomado un valor de 4.4mH, dicha bobina no se encuentra en el mercado, motivo por el cual su construcción ha sido de manera manual.

Se tomo un núcleo toroidal de color negro, debido a su frecuencia de trabajo, como se ha indicado anteriormente, la frecuencia de trabajo del convertidor será de 32KHz, y el núcleo tiene una frecuencia de trabajo que está comprendida entre 5-100MHz, como se indica en el Cuadro3.1

<i>COLOR(ES)</i>	<i>NÚMERO</i>	<i>FRECUENCIAS</i>
Amarillo-Blanco	26	Hasta 100KHz
Gris	3	50 KHz- 1MHz
Rojo-Blanco	15	0,1 - 3 MHz
Azul	1	0,5-5 MHz
Rojo	2	1 -30 MHz
Amarillo	6	2 - 50 MHz
Negro	10	5- 100 MHz
Azul-Amarillo	12	20 - 200 MHz
Verde-Blanco	17	20-200 MHz
Verde-Naranja	22	20-200 MHz
Marrón	0	50-300 MHz

Tabla 3.1: Tabla de colores y frecuencias de trabajo de los toroides

El toroide que se adquirió fue del tipo T-106 que presenta las siguientes características que se indican en el Cuadro 3.2

TIPO	DIÁMETRO EXTERIOR	DIÁMETRO INTERIOR	ALTURA	DESARROLLO
	mm	mm	mm	mm
T-12	3,1	1,5	1,3	4,2
T-16	4,1	1,8	1,5	5,3
T-20	5,1	2,0	1,8	6,7
T-25	6,4	3,0	2,5	8,4
T-27	6,9	3,4	3,1	9,7
T-30	7,6	3,8	3,3	10,4
T-37	9,4	5,1	3,3	10,9
T-44	11,2	5,8	4,0	13,4
T-50	12,7	7,6	4,8	14,7
T-60	15,2	8,4	4,8	16,4
T-68	17,3	9,4	4,8	17,5
T-80	20,3	12,4	6,4	20,7
T-94	23,9	14,2	7,9	25,5
T-106	26,9	14,2	11,2	35,1
T-130	33,0	19,0	11,2	36,4
T-157	39,9	24,1	14,5	44,8
T-184	46,7	24,4	18,0	58,3
T-200	50,8	31,7	14,0	47,1
T-200A	50,8	31,7	25,4	69,9
T-225	57,1	35,6	14,0	49,5
T-225A	57,1	35,6	25,4	72,3
T-300	76,2	48,8	12,7	52,8
T-300A	76,2	48,8	25,4	78,2
T-400	101,6	57,1	16,5	77,5
T-400A	101,6	57,1	33,0	110,5
T-520	132,1	78,2	20,3	94,5

Tabla 3.2: Características de los Toroides



Figura 3.7: Toroide T-106

Una vez realizado el cálculo de número de espiras se pasa hacer el cálculo de la inductancia del toroide. El valor de la inductancia se lo realiza de una manera experimental.

$$A_L = \frac{10000 * L}{N^2} \quad (3.43)$$

Donde

A_L es el valor de la inductancia del toroide

N el número de vueltas

L el valor deseado de la bobina

Para la obtención del valor de la bobina de 4.4mH se debe dar un número de vueltas conocidos, para obtener el valor de la inductancia del toroide negro. El número de espiras fueron de 25, y con un inductómetro se obtuvo el valor de la bobina, siendo de $65\mu H$.

Con este valor conocido, se aplicó la fórmula 3.43, obteniendo los siguientes va-lores:

$$A_L = \frac{10000 * 65\mu}{25^2} \quad (3.44)$$

$$A_L = 1.04 \quad (3.45)$$

Una vez obtenido el valor de la inductancia del toroide, de la fórmula 3.45, se

despeja el valor de número de vueltas.

$$N = \sqrt{\frac{L(mH)}{A_L}} \quad (3.46)$$

Obteniendo un valor de 205 vueltas.

El tipo de cable que se ha escogido para realizar el embobinado es un alambre de cobre esmaltado No. 19, como se puede observar en la Figura 3.8, tiene un diámetro de 0.912mm, y la corriente que puede soportar es de 1.2A.

No. B/S	Diámetro en mms.	Vueltas por pulgada		No. De pies por libra		Corriente en amperios	Area Mils Circ.	Grueso Tfen pulgadas	
		FDA	Eam	FDA	Eam			FDA	Eam
9	2.910	7.6	8.0	24.6	25.2	13	13090	0.1252	0.1166
10	2.590	8.5	9.0	30.9	31.8	10	10380	0.1118	0.1041
11	2.300	9.6	10.0	38.8	40.1	8	8234	0.1006	0.0927
12	2.050	10.6	11.0	48.9	50.6	6	6530	0.0902	0.0828
13	1.830	11.9	12.0	61.5	63.8	5	5178	0.0812	0.0740
14	1.630	13.1	14.0	77.3	80.4	4	4107	0.0733	0.0659
15	1.450	14.7	16.0	97.3	101.4	3	3257	0.0655	0.0589
16	1.290	16.4	18	119	128	2.5	2583	0.0592	0.0526
17	1.150	18.1	21	150	161	2.0	2048	0.0536	0.0469
18	1.020	20.0	23	188	203	1.6	1624	0.0487	0.0419
19	0.910	21.8	27	237	257	1.2	1288	0.0446	0.0373
20	0.810	23.9	29	298	323	1.0	1022	0.0408	0.0334
21	0.720	26.2	32	370	408	0.810	810	0.0368	0.0297
22	0.640	28.6	36	461	515	0.640	642	0.0335	0.0265
23	0.570	31.1	40	584	648	0.500	509	0.0308	0.0238
24	0.510	33.6	45	745	817	0.400	404	0.0283	0.0213
25	0.450	36.2	50	903	1031	0.320	320	0.0261	0.0191
26	0.400	39.9	57	1118	1300	0.250	254	0.0240	0.0170
27	0.360	42.6	64	1422	1639	0.200	201	0.0219	0.0153
28	0.320	45.5	71	1759	2067	0.160	159	0.0205	0.0135
29	0.290	48.0	81	2207	2607	0.125	126	0.0192	0.0122
30	0.250	51.0	88	2534	3287	0.100	100	0.0179	0.0108
31	0.227	57.0	104	2768	4145	0.080	79	0.0168	0.0097
32	0.202	60.0	120	3137	5257	0.060	63	0.0158	0.0087
33	0.180	64.0	130	4698	6591	0.050	50	0.0150	0.0070
34	0.160	69.0	140	6168	8310	0.040	39	0.0143	0.0069
36	1.270	79.0	190	7877	13210	0.025	25	0.0130	0.0055
38	0.101	89.0	205	10866	21010	0.015	15	0.0119	0.0044
40	0.800	102.0	230	14222	33410	0.009	9	0.0112	0.0034

Tabla 3.3: Tabla de sección de alambre y corriente que soporta

Con el valor del diámetro del alambre, se procede a realizar el cálculo de la

longitud que debe tener cada espira.

$$LO = DE - DI + 2AL \quad (3.47)$$

Donde

LO es la longitud de cada espira

DE es el diámetro externo del toroide

DI es el diámetro interno del toroide

AL es la altura del núcleo del toroide

Una vez obtenida el valor de la longitud de cada espira, se calcula el número máximo de espiras que se puede bobinar en una sola capa sobre el núcleo.

$$NE = \frac{3.14 * DI}{DH} \quad (3.48)$$

Donde

NE es el número de espiras

DI es el diámetro interno del toroide

DH es el diámetro del alambre

Es importante recalcar, al momento de realizar el bobinado se debe dejar un espacio de 30° entre el comienzo y el final del mismo. De esta manera se disminuye la capacidad parásita que puede haber y mejora el factor de calidad.

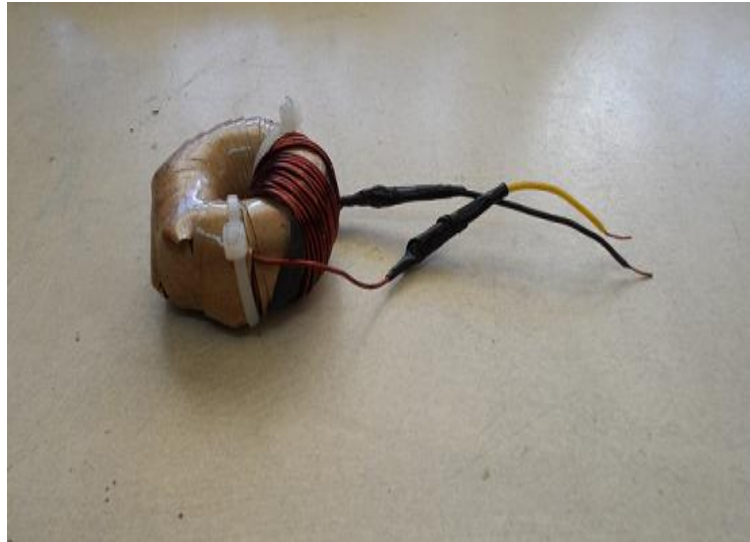


Figura 3.8: Bobina de 4.4mH

3.1.3. Dimensionamiento de los Semiconductores

3.1.3.1. Transistor

En la electrónica de potencia, los semiconductores permiten controlar su comportamiento de conmutación, es decir modifican la configuración de un circuito al ser interruptores, pudiendo controlar su cierre o apertura de acuerdo a una secuencia determinada.

Dentro de esta gama de semiconductores tenemos a los MOSFET'S, tiristores, IGBT's, etc. En la Figura 3.10 se puede observar la comparación que existe entre los semiconductores, tanto entre frecuencia, voltaje y corriente.

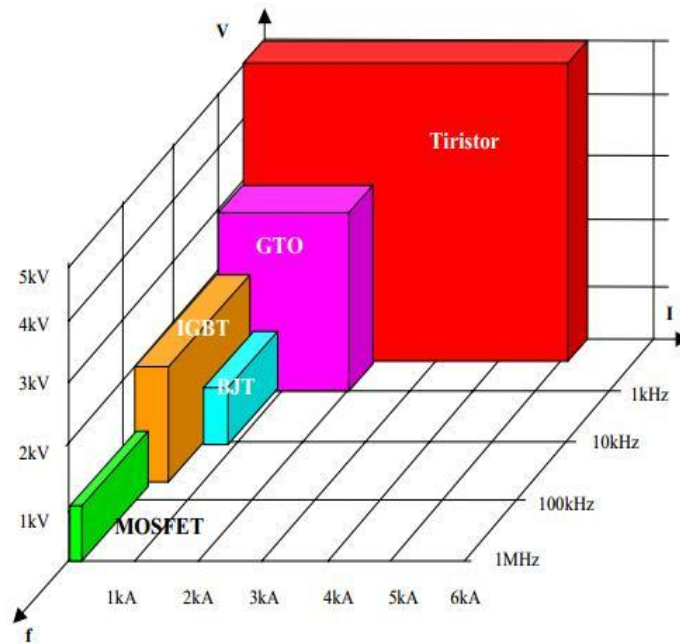


Figura 3.9: Comportamiento Semiconductores

Elemento	Potencia	Rapidez de conmutación
MOSFET	Baja	Alta
BIPOLAR	Media	Media
IGBT	Media	Media
GTO	Alta Baja	Baja

Tabla 3.4: Comparación Semiconductores

Como se puede observar en la Figura 3.10, todos los transistores manejan voltajes y corrientes altos, mas no todos pueden trabajar a altas frecuencias, excepto los IGBT's y los MOSFET, por tal motivo el análisis se enfocará en estos dos elementos.

En la Figura 3.10 se observa que la potencia de estos dos elementos, con los cálculos obtenidos anteriormente, satisface las necesidades del circuito, lo cual no sucede en la respuesta en frecuencia de estos dos elementos.

La Tabla 3.1 se observa que la rapidez de conmutación no es la misma. El dato que se puede evidenciar en la Figura 3.10 se puede ver que la respuesta en frecuencia de los IGBT's no supera los 100 KHz, y los MOSFET llegan a trabajar hasta 1 MHz en frecuencia, es por tal motivo que se ha escogido un MOSFET para la implementación del circuito BUCK BOOST.

El transistor MOSFET su conmutación se controla mediante tensión en el gate. Tiene un diodo que sirve para la protección en sistemas conmutados de corriente, impidiendo la retroalimentación que destruye a los elementos.

El MOSFET IRF1310N tiene como voltaje $V_{DSS} = 100V$, $I_D = 42A$, y $R_{DS(on)} = 0.036\Omega$. Parámetros que para nuestro circuito es suficiente para manejar tanto el voltaje como de la corriente de trabajo.

3.1.3.2. Diodo

Otro semiconductor a escoger es el diodo, a diferencia de los transistores, este semiconductor no se puede controlar su conmutación de apertura o cierre, pero sí controla el sentido de la corriente.

Dentro de estos semiconductores tenemos a los diodos Rectificadores, Rápidos, Ultrarrápidos y diodos Schotky.

Para poder escoger el diodo correcto para el circuito el parámetro a tomar en cuenta será la frecuencia de trabajo.

La recuperación rápida del diodo, nos permitirá el correcto funcionamiento.

La frecuencia de trabajo de los diodos Ultrarápidos es $> 20\text{KHz}$, y sus aplicaciones es para circuitos inversores u UPS.

El diodo que se ha escogido es el HFA15TB60. El cual puede soportar hasta 600 V y una corriente de 8 A .

Su tiempo de recuperación es de 120 ns. , este parámetro debe estar estrechamente relacionado con el tiempo de recuperación del transistor, caso contrario si el tiempo de recuperación es mayor que del transistor habrá pérdidas de conmutación.

3.2. DISEÑO DEL INVERSOR DC-AC TIPO BUCK BOOST

La topología que generalmente se usa para los inversores DC-AC es la que se encuentra en la figura 3.11.

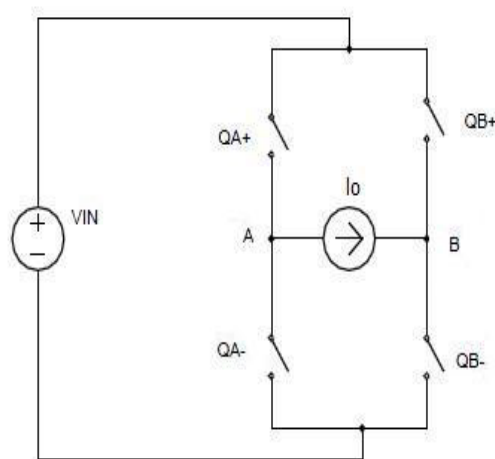
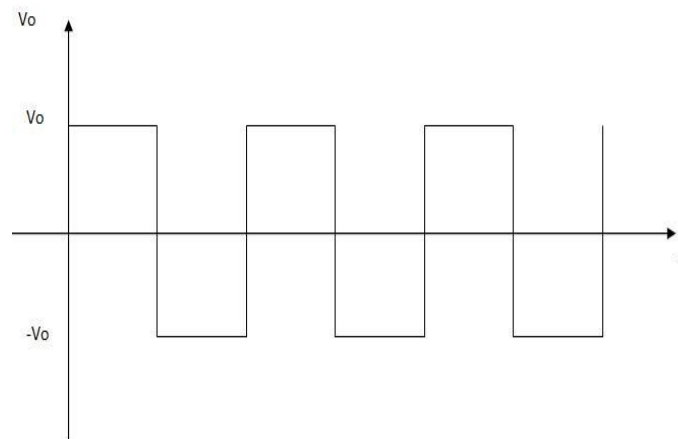


Figura 3.10: Inversor DC-AC

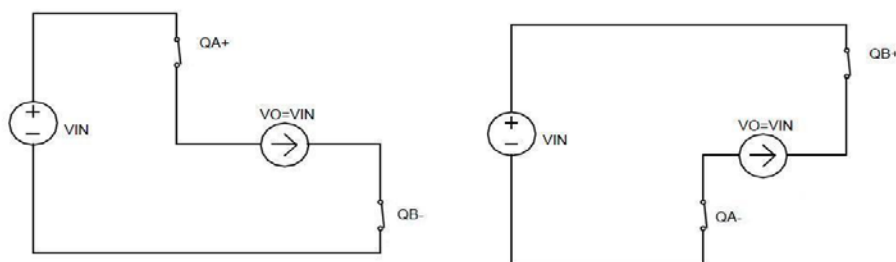
La entrada para el inversor DC-AC será la salida del circuito de potencia buck boost DC-DC.

El control de conmutación se lo realiza a través de un driver disparador para mosfet, dicho driver es el IR2130, su configuración se encuentra en el ANEXO1, este permite realizar el control mediante PWM, tomando en cuenta que la activación de los transistores QA+ y QA- no deben ser al mismo instante, debido a que esto representaría un cortocircuito, la entrada del driver para los transistores QA y QB deben ser complementarias.

Con esta configuración la salida que se obtendrá será un PWM Bipolar como se muestra en la Figura 3.12



La secuencia de la activación de los transistores se muestra en la Figura 3.13



La corriente que circula por los interruptores controlados y los diodos de protección para la circulación de la corriente dependerá de la naturaleza de la carga. Si la carga es netamente resistiva el sentido de la corriente que circula a

través de ella coincidirá con la polaridad de la tensión aplicada y los diodos no tendrían una funcionalidad en este caso.

Mientras tanto, si la carga es inductiva, la corriente que circula en ella, no puede invertirse de manera instantánea siguiendo la polaridad de la tensión, de tal manera que los diodos conducen cuando los intervalos en que la corriente y tensión presentan signos opuestos.

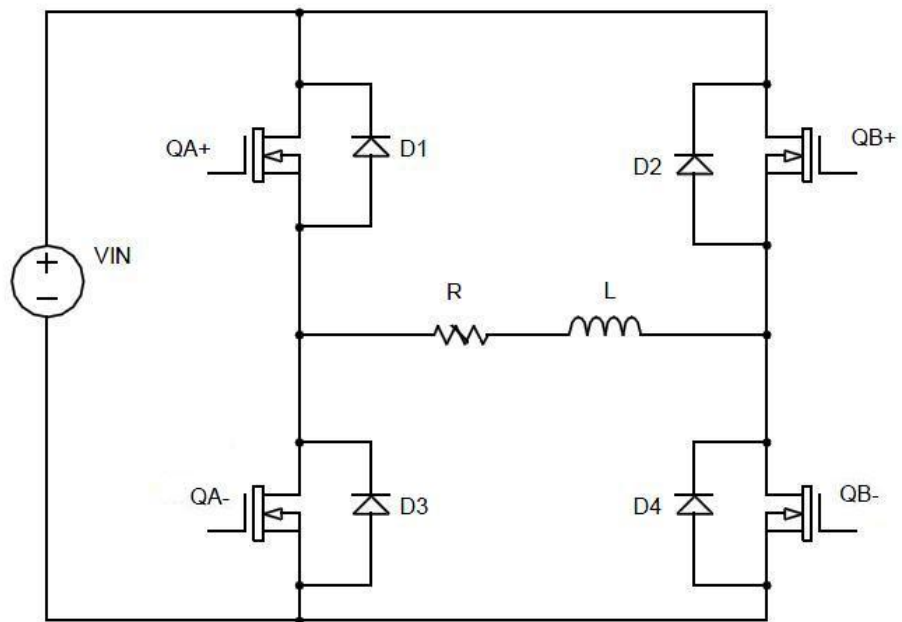


Figura 3.13: Diodos de Protección

El voltaje en la carga de la Figura 3.14 será:

$$v_o(t) = v_R(t) + v_L(t) \quad (3.49)$$

$$V_o = \langle v_o(t) \rangle = \langle v_R(t) \rangle + \langle v_L(t) \rangle = \langle v_R(t) \rangle \quad (3.50)$$

El valor medio de la corriente por la carga:

$$I_o = \frac{V_o}{R} \quad (3.51)$$

CAPÍTULO 4

CONTROL ADAPTATIVO AUTOAJUSTABLE

El término adaptativo significa cambiar el comportamiento conforme a nuevas circunstancias. Un control adaptativo es un control que puede modificar su comportamiento en respuesta a cambios en la dinámica del sistema y a las perturbaciones (Rodríguez F., 1996). Los pasos a seguir en un control autoajustable son:

- Un algoritmo recursivo de estimación de parámetros.
- Mecanismo de adaptación que desarrolla la tarea de diseño del controlador.
- Controlador con parámetros autoajustables

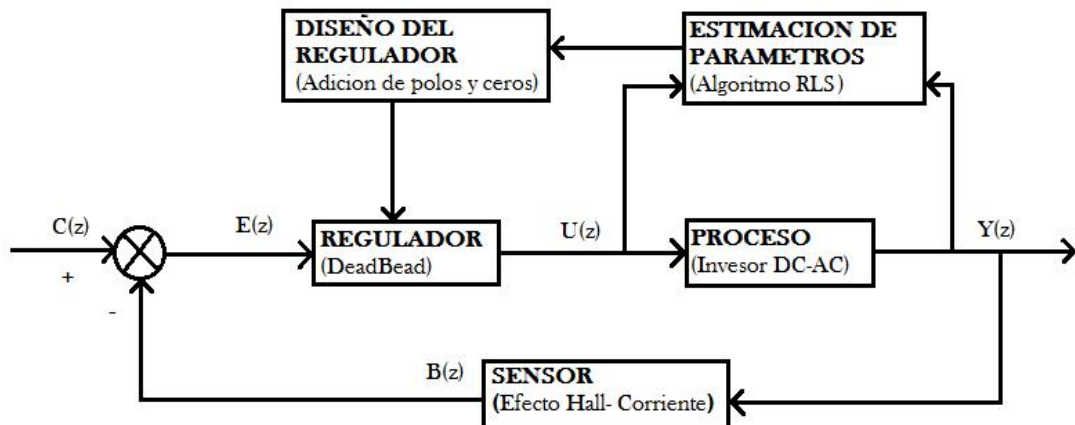


Figura 4.1: Controlador Adaptativo Autoajustable

Para pasar al algoritmo de identificación adaptativa se debe realizar primero el análisis del comportamiento de la planta.

Una herramienta muy útil para este tipo de análisis es el software Matlab, median-te el toolbox Ident, se puede obtener un modelamiento aproximado de la planta.

La mayor parte de los sistemas tiene funciones de transferencia de segundo orden. Donde su función de transferencia está representada por la siguiente ecuación.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.1)$$

Donde:

ω_n : Es la frecuencia natural

ξ : Factor de Amortiguamiento

De acuerdo a la ecuación característica del sistema, tendrá dos polos en:

$$s = -\xi\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\xi^2 - 1} \quad (4.2)$$

Para:

$|\xi| > 1$: Dos polos reales diferentes. “Caso sobre amortiguado”.

$|\xi| = 1$: Dos polos reales e iguales. “Caso críticamente amortiguado”.

$0 < \xi < 1$: Dos polos complejos conjugados. “Caso

subamortiguado”.

$\xi = 0$: Dos polos complejos conjugados puros. “Caso oscilador”.

En la Figura 4.0.2 se puede observar los diferentes gráficos para los factores de amortiguamiento anteriormente descritos a una entrada escalón.

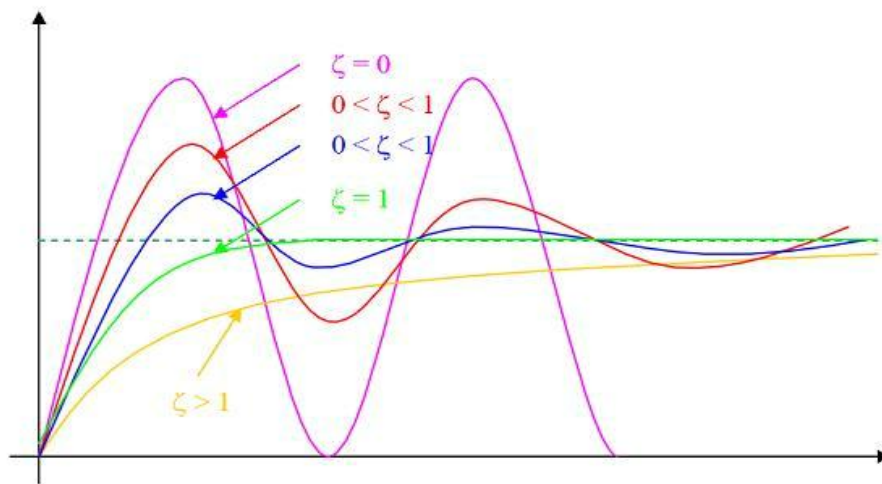


Figura 4.2: Respuesta a una entrada escalón unitario

4.1. IDENTIFICACIÓN ADAPTATIVA

La identificación de sistemas a lo largo de los tiempos se han definido de diferentes maneras, la más aceptada es la dada por Sage (1971), que la define como “*el proceso de determinar un conjunto de ecuaciones diferenciales o en diferencia, o los parámetros de tales ecuaciones, que describen un proceso físico de acuerdo a un determinado criterio*”.

La identificación adaptativa es encontrar el modelo matemático de un sistema dinámico a partir de datos experimentales, siendo estos, los datos de entrada y

salida del sistema, el modelo tiene la característica de aprender el comportamiento del sistema ante una determinada excitación. Los parámetros calculados solo garantizan un modelo numérico que describa el comportamiento, mas no tienen un significado físico alguno.

El procedimiento de la identificación es:

- **Recolección de datos:** Se adquieren los datos de las señales de entrada y salida del sistema, se determinará las señales que va a medir obteniendo la mayor información posible.
- **Tratamiento previo de datos obtenidos:** Los datos adquiridos generalmente debido a las características propias de los elementos que conforman el circuito o por incidencias externas pueden venir acompañadas de ruido indeseables, los cuales se deberán corregir para poder iniciar la identificación del modelo.
- **La selección del modelo:** Se deberá elegir el modelo que describa el comportamiento del sistema. Este paso tiene vital importancia en el proceso de identificación, debido a las características de cada uno, donde la elección debe combinar las características de la planta con las del modelo.
- **Estimación de parámetros:** Una vez obtenidos los datos y escogido la estructura del modelo, se debe calcular los parámetros que describan el comportamiento del sistema, para aquello existen varios métodos de estimación de parámetros.
- **Validación del modelo:** Los parámetros obtenidos no siempre son los más cercanos a la realidad, es por ese motivo que se debe realizar una validación de estos parámetros, para tener una seguridad del modelo

obtenido.

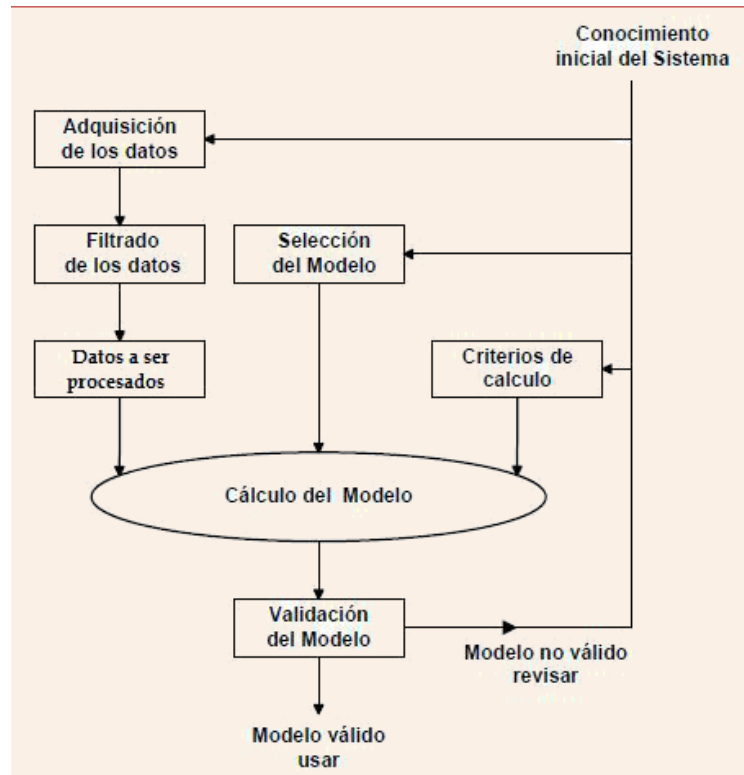


Figura 4.3: Proceso Identificación

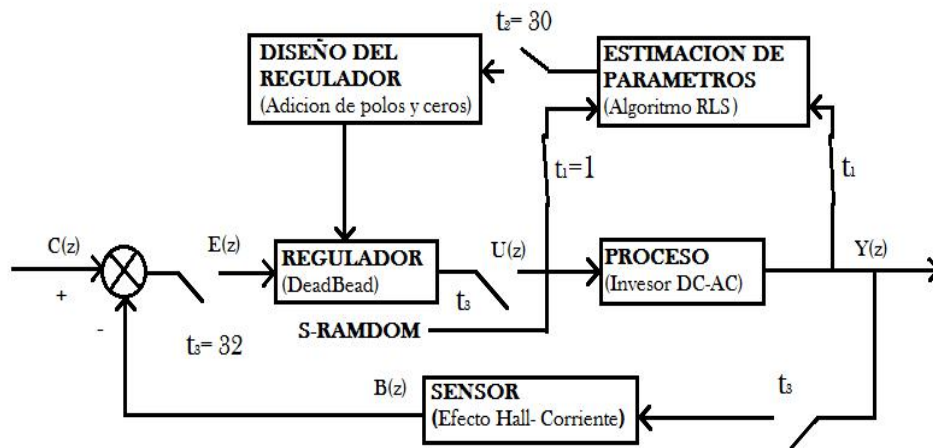


Figura 4.4: Control Adaptativo Autoajustable en $t=1$

Como se observa en la Figura 4.4, el proceso del control adaptativo se lo realiza de manera secuencial en un determinado tiempo, se realiza la adquisición de los datos de las variables de entrada y salida para la obtención de los parámetros que describan de una manera matemática el comportamiento de la planta.

- **Estimación de parámetros**

Para la estimación de los parámetros del sistema se pueden tener varias técnicas, siendo estas:

- **Identificación fuera de línea (Off-Line):** Para esta técnica los valores de entrada y salida se almacenan en un vector, para luego de terminar el proceso de adquisición de datos poder procesarlas para producir un modelo.
- **Identificación en Línea (On-Line):** En ésta técnica se emplea un algoritmo para la actualización de parámetros de tipo recursivo que procesan los datos en tiempo real, llevando a cabo la adquisición de datos y la secuencia del proceso de estimación de parámetros de forma simultánea. Es por esta característica, de este tipo de identificación, que es muy utilizado en control adaptativo, debido a que puede monitorear de manera continua la dinámica del proceso para poder identificar cualquier cambio debido a perturbaciones, desgaste de elementos, etc (García, 2010).

Uno de los métodos más usados es el de Mínimos Cuadrados Recursivos. Para la estimación de los parámetros se ha realizado un algoritmo , donde el vector q , se calcula a partir de los resultados obtenidos en el instante $N-1$ y de los datos actuales obtenidos en las entradas y salidas, es decir en el instante N .

El proceso puede ser descrito por una ecuación en diferencias lineal de la

forma:

$$y(k) = -a_1y(k-1) - a_2y(k-2) \dots - a_ny(k-n) + b_1u(k-d-1) + b_2u(k-d-2) + \dots + b_nu(k-d-n) \quad (4.3)$$

Pudiendo escribir la ecuación 4.3 en forma vectorial de la siguiente manera:

$$y(k) = \varphi^T(k)\theta + e(k) \quad (4.4)$$

En donde:

$$\varphi^T(k) = [-y(k-1) - y(k-2) \dots - y(k-n) u(k-d-1) u(k-d-2) \dots u(k-d-n)]$$

$$\theta = [a_1 a_2 \dots a_n b_1 b_2 \dots b_n]^T$$

Para la identificación del sistema se deben seguir los siguientes pasos:

1. Seleccionar

$$\theta(k) = [0]^T y P(k) = \alpha I \quad (4.5)$$

donde:

$$1000 \leq \alpha$$

2. Conformar el

vector:

$$\varphi^T(k+1) \quad (4.6)$$

3. Calcular

$L(k+1)$ mediante la ecuación:

$$L(k+1) = \frac{P(k)\varphi(k+1)}{\lambda + \varphi^T(k+1)P(k)\varphi(k+1)} \quad (4.7)$$

4. Obtener los nuevos valores de $y(k+1)$ y de $u(k+1)$
5. Calcular el error en la estimación:

$$e(k+1) = y(k+1) - \varphi(k+1)\theta(k) \quad (4.8)$$

6. Calcular los nuevos parámetros estimados:

$$\theta(k+1) = \theta(k) + L(k+1)e(k+1) \quad (4.9)$$

7. Actualizar la
matriz de covarianza:

$$P(k+1) = \frac{1}{\lambda} [I - L(k+1)\varphi^T(k+1)]e(k+1) \quad (4.10)$$

8. Actualizar el
vector de medidas: $\varphi(k+2)$

9. Hacer $k = k+1$ y regresar al paso 3.

Donde:

λ : Es el factor de olvido, cabe mencionar que debe ser $0.95 \leq \lambda \leq 1$, este parámetro permite tener un mayor peso en las últimas medidas, que en las medidas anteriores.

$P(k+1)$: Es la matriz de covarianza, permite una ganancia para obtener el cambio de los parámetros en la identificación.

$L(k+1)$: Es el factor de correlación del error en la estimación.

I : Es la matriz identidad.

Por ejemplo, de acuerdo al cuadro 4.1, generar un modelo de segundo orden, con $\lambda=1$.

k	0	1	2	3	4	5	6
$u(k)$	0	1	1	1	1	1	1
$y(k)$	0	0.30	0.78	1.12	1.55	1.68	1.97

Tabla 4.1: Datos de entrada y salida del sistema

El modelo pedido es:

$$G(z) = \frac{b_1 + b_2 z}{z^2 + a_1 z + a_2} \quad (4.11)$$

El vector a estimar es: $\theta = [a_1 \ a_2 \ b_1 \ b_2]^T$

Por ser de segundo orden $n=2$

Para el orden de la matriz $P(k)$: $2n \times 2n = 4 \times 4$

El orden de la matriz $\varphi^T(k)$ es: $1 \times 2n = 1 \times 4$

1. Se toma $\varphi(k) = \theta(1) = [0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$ y el la matriz de $P(k)$

es:

$$P(k) = P(1) = \begin{bmatrix} 1000 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1000 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1000 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1000 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

2. Se conforma el vector: $\varphi^T(k+1) = \varphi^T(n)$

$$\varphi^T(2) = [-y(1) - y(0) \ u(1) \ y(0)] = [-0.30 \ 0 \ 1 \ 0] \quad (4.13)$$

3. Calcular $L(k+1)$

$$L(2) = \frac{P(1)\varphi(2)}{1+\varphi^T(2)P(1)\varphi(2)} = \begin{bmatrix} -0.275 \\ 0 \\ 0.916 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Nuevos valores de $y(k)$ y de $u(k)$:

$$y(k+1) = y(2) = 0.78 \quad u(k+1) = u(2) = 1$$

4. Calcular el error: $e(k+1)$

$$e(k+1) = e(2) = y(2) - \varphi^T(2)\theta(1) = 0.78$$

5. Calcular los nuevos parámetros estimados $q(k+1)$

$$\theta(2) = \theta(1) + L(2)e(2) = \begin{bmatrix} -0.2145 \\ 0 \\ 0.7145 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

6. Actualizar matriz de covarianza

$$P(2) = \frac{1}{\lambda} [I - L(2)\varphi^T(2)]P(1) = \begin{bmatrix} 917.5 & 0 & 275 & 0 \\ 0 & 1000 & 0 & 0 \\ 247.5 & 0 & 84 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1000 \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

7. Actualizar el vector de medida $\varphi^T(2)$

$$\varphi^T(3) = [-y(2) - y(1)u(2) \quad 1] = [0.78 \quad 0.30 \quad 1 \quad 1] \quad (4.17)$$

$$L(3) = \frac{P(2)\varphi(3)}{1+\varphi^T(3)P(2)\varphi(2)} = \begin{bmatrix} 418.87 \\ 126.84 \\ 126.14 \\ 422.833 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Una vez actualizada la matriz $\varphi^T(k+2)$ se retorna al paso 3.

Dando como resultado:

$$G(z) = \frac{0.819z+0.217}{z^2+0.132z-0.761} \quad (4.19)$$

La gráfica de los valores reales y los valores estimados se muestran en la

Figura 4.5

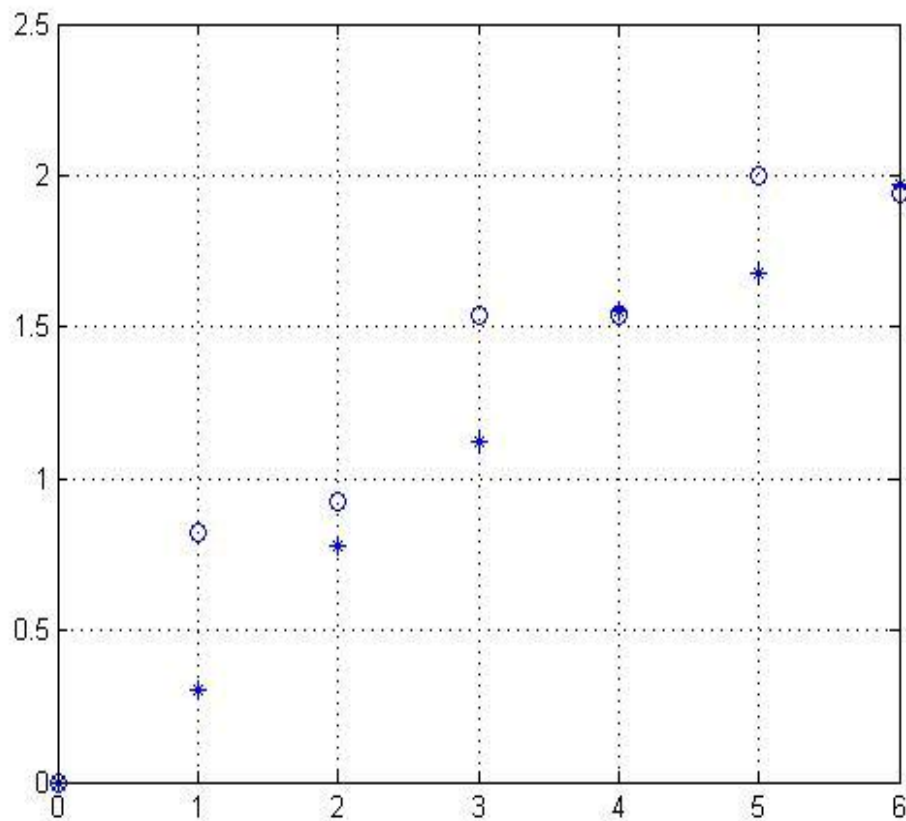


Figura 4.5: Valores Reales (*), Valores estimados(o)

Como se observa en la Figura 4.5 el método de identificación a través del método de los Mínimos Cuadrados Recursivos, se puede obtener los valores estimados de la planta.

4.2. DISEÑO DEL REGULADOR

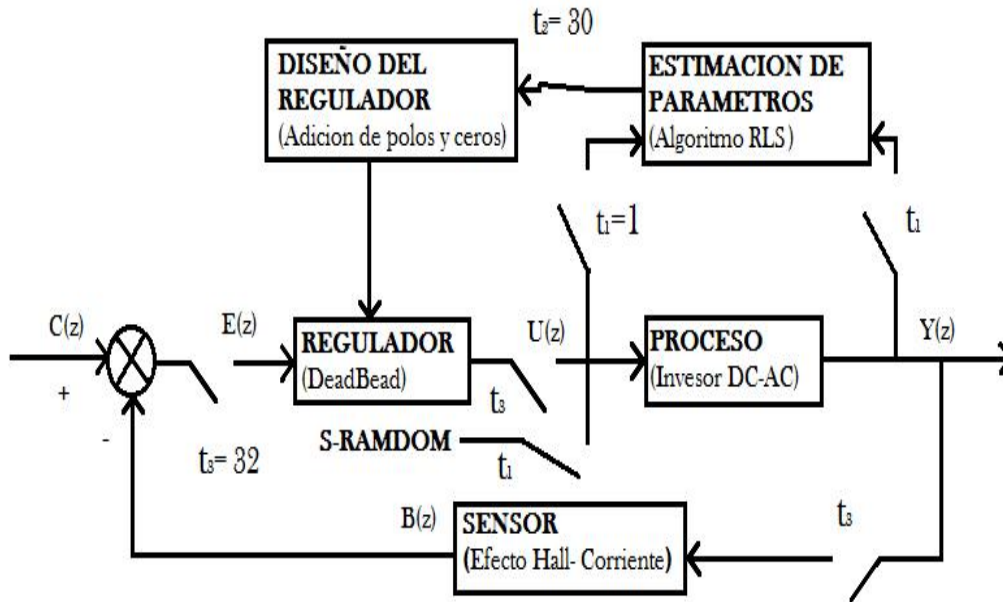


Figura 4.6: Controlador Adaptativo Autoajustable en $t=2$

4.2.1. Criterio de Estabilidad de Ruth Hurwitz

Para el cálculo del controlador, se debe realizar el análisis de estabilidad de la función de transferencia obtenida. La función de transferencia debe estar en el dominio de la frecuencia como se muestra en 4.20

$$G(z) = \frac{b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_{m-1} s + b_m}{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} s + a_n} \quad (4.20)$$

Al aplicar el criterio de estabilidad de Ruth Hurwitz se obtiene que:

- Todos los elementos de la ecuación característica del sistema son del mismo signo en este caso todos son positivos.
- Todos los coeficientes son diferentes de cero.

- El análisis matemático se muestra a continuación.

De la ecuación 4.20 se toma la ecuación característica:

$$a_0s^n + a_1s^{n-1} + \dots + a_{n-1}s + a_n \quad (4.21)$$

$$s^n \quad a_0 a_2 a_4 a_6 \dots$$

$$s^{n-1} \quad a_1 a_3 a_5 a_7 \dots$$

$$s^{n-2} \quad b_1 b_2 b_3 b_4 \dots$$

$$s^{n-3} \quad c_1 c_2 c_3 c_4 \dots \quad (4.22)$$

$$\vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots$$

$$s^2 \quad e_1 e_2$$

$$s^1 \quad f_1$$

$$s^0 \quad g_1$$

Los coeficientes b_1, b_2, b_3 , etc., se evalúan del siguiente modo

$$b_1 = \frac{a_1 a_2 - a_0 a_3}{a_1} \quad (4.23)$$

$$b_2 = \frac{a_1 a_4 - a_0 a_5}{a_1} \quad (4.24)$$

$$b_3 = \frac{a_1 a_6 - a_0 a_7}{a_1} \quad (4.25)$$

De igual manera se realiza el cálculo para los valores de c, d, etc.

$$c_1 = \frac{b_1 a_3 - a_1 b_2}{b_1}$$

$$c_2 = \frac{b_1 a_5 - a_1 b_3}{b_1}$$

$$c_3 = \frac{b_1 a_7 - a_1 b_4}{b_1} \quad (4.26)$$

$$d_1 = \frac{c_1 b_2 - b_1 c_2}{c_1}$$

$$d_2 = \frac{c_1 b_2 - b_1 c_3}{c_1}$$

Si al realizar el análisis matemático cumple con todas los requisitos, el sistema es estable.

4.2.2. Asignación de Polos

Para el cálculo del controlador se ha tomado el método Asignación de Polos, al ver que el sistema es controlable, los polos del sistema en lazo cerrado se puede ubicar en cualquier posición deseada mediante la realimentación del estado a través de una matriz de ganancias.

El diseño consiste básicamente en resolver una ecuación polinomial con ciertas restricciones en los órdenes de los polinomios.

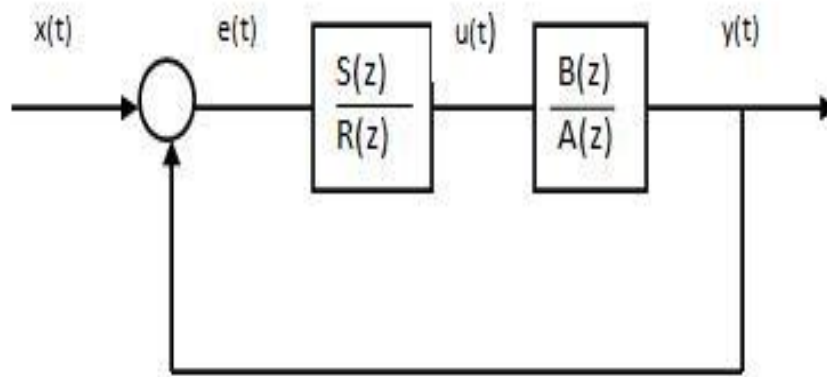


Figura 4.7: Estructura del control

En la Figura 4.7 se detalla el diagrama de bloques del controlador, como se puede observar el controlador se encuentra en serie a la planta. Donde $x(t)$ es la señal de referencia del sistema (setpoint), $u(t)$ es la variable controlada, $y(t)$ es la salida del sistema, $e(t)$ es el error entre la señal de referencia con la señal de la salida del sistema.

Para este caso por ser una planta de segundo orden la función de transferencia del controlador es:

$$G_r(z) = \frac{S(z)}{R(z)} = \frac{S_0 z^2 + S_1 z + S_2}{(z-1)(z+r)} \quad (4.27)$$

Cabe mencionar que el término $\frac{1}{z-1}$, es un integrador, el cual permite tener el seguimiento a una señal de referencia (setpoint), buscando que el error en estado estacionario sea 0, a pesar de las incertidumbres en los parámetros que presente la planta.

Al operar el diagrama de bloques para tener la función de transferencia en lazo abierto se obtiene:

$$y(s) = \frac{\frac{S(z)B(z)}{R(z)A(z)}}{1 + \frac{S(z)B(z)}{R(z)A(z)}} \quad (4.28)$$

Donde la ecuación característica es:

$$\Delta_r(z) = A(z)R(z) + S(z)B(z) \quad (4.29)$$

La ecuación característica para la localización de polos para el control en lazo cerrado toma la forma:

$$\Delta(z) = z^2(z^2 + p_1z + p_2) \quad (4.30)$$

Se multiplica z^2 debido a tener dos polos observadores en el origen.

La planta al ser de segundo orden, su función de transferencia es:

$$G(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_1z + b_2}{z^2 + a_1z + a_2} \quad (4.31)$$

Para la obtención de los parámetros de control de acuerdo a la ecuación 1.2.10 se realiza el siguiente procedimiento:

$$(z^2 + (r-1)z - r)(z^2 + a_1z + a_2) + (s_0z^2 + s_1z + s_2)(b_1z + b_2) = 0 \quad (4.32)$$

Donde desarrollando la ecuación 4.31 para cada valor de z se obtiene:

$$z^4 \Rightarrow 1 = 1 \quad (4.33)$$

$$z^3 \Rightarrow a_1 + (r-1) + S_0b_1 = p_1 \quad (4.34)$$

$$z^2 \Rightarrow a_1(r-1) + a_2 - r + S_0b_2 + S_1b_1 = p_2 \quad (4.35)$$

$$z \Rightarrow a_2(r-1) - a_1r + S_1b_2 + S_2b_1 = 0 \quad (4.36)$$

$$z^0 \Rightarrow -ra_2 + S_2b_2 = 0 \quad (4.37)$$

Pasando a matriz se obtiene:

$$\begin{bmatrix} b_1 & 0 & 0 & 1 \\ b_2 & b_1 & 0 & a_1 & -1 \\ 0 & b_2 & b_1 & a_1 & -a_1 \\ 0 & 0 & b_2 & -a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_1 & -a_1 & +1 \\ p_2 & +a_1 & -a_2 \\ & a_2 & \\ & 0 & \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

Para el cálculo de polos deseados con el polinomio discreto:

$$p_1 = -2e^{-\xi\omega T} \cos(\omega T \sqrt{1 - \xi^2}) \quad (4.39)$$

$$p_2 = e^{-2\xi\omega T} \quad (4.40)$$

Donde

ξ : Coeficiente de amortiguamiento

ω : Frecuencia natural

T: Tiempo de muestreo

Por lo tanto la ecuación característica para la localización de polos es:

$$\Delta(z) = 1z^2p_1zp_2 \quad (4.41)$$

Para el control del Buck Boost se tiene:

$$\xi = \frac{\log(Mp/100)^2}{\sqrt{\log^2\left(\frac{Mp}{100}\right) + \pi^2}} \quad (4.42)$$

$$\omega = \frac{4}{\xi * T} \quad (4.43)$$

Donde

Mp : Representa el máximo pico

La ecuación 4.26 se procede a multiplicar por z^{-2} obteniendo la siguiente ecuación

$$\frac{U(z)}{E(z)} = \frac{S_0 Z^2 + S_1 Z + S_2}{z^2 + (r-1)z - r} * \frac{z^{-2}}{z^{-2}} \quad (4.44)$$

$$\frac{U(z)}{E(z)} = \frac{S_0 + S_1 z^{-1} + S_2 z^{-2}}{1 + (r-1)z^{-1} - r z^{-2}} \quad (4.45)$$

Despejando $u(k)$ que es la señal del ciclo de trabajo se obtiene:

$$E(z)(S_0 + S_1 z^{-1} + S_2 z^{-2}) = U(z)(1 + (r-1)z^{-1} - r z^{-2}) \quad (4.46)$$

$$S_0 E(k) + S_1 E(k-1) + S_2 E(k-2) = U(k) + (r-1)U(k-1) - rU(k-2)$$

$$U(k) = -(r-1)U(k-1) + rU(k-2) + S_0 E(k) + S_1 E(k-1) + S_2 E(k-2) \quad (4.47)$$

Donde

$U(k)$: Es la señal controlada (ciclo de trabajo)

$E(k)$: Es la señal del error entre el setpoint y la señal del sensor de corriente

Capítulo 5

SIMULACIÓN E IMPLEMENTACIÓN

5.1. SIMULACIÓN

5.1.1. Simulación Buck Boost DC-DC

Antes de la implementación se ha realizado una simulación con respecto al circuito de potencia Buck Boost, con los valores anteriormente obtenidos en el diseño del convertor. La simulación se realizó en Simulink.

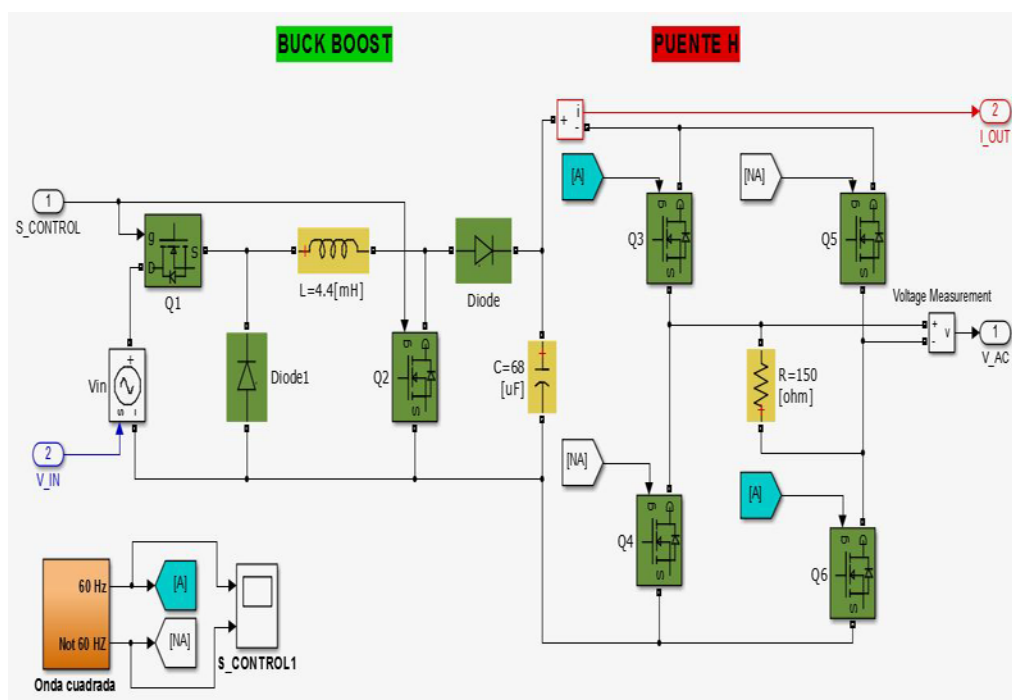


Figura 5.1: Simulación Buck Boost

Como se puede observar en la Figura 5.1, los valores que se han tomado para la bobina y el capacitor son los anteriormente calculados.

Ingresando un voltaje entrada de 12 v y un ciclo de trabajo de 70%, con una

frecuencia de 31 KHz, sustituyendo estos valores en la ecuación 2.18 se obtiene:

$$V_0 = \frac{0.7}{(1-0.7)} * 1.2 \quad (5.1)$$

$$V_0 = 28 \quad (5.2)$$

Como se puede observar en la Figura 5.2 y la Figura 5.3 el valor del voltaje de salida de la simulación es de 27,25.

Esta caída en la tensión de salida se debe a que el cálculo realizado se toma el comportamiento del diodo como si fuese ideal, pero en la práctica se va a observar que se tiene una caída de 0.7 v debido a la característica del diodo.

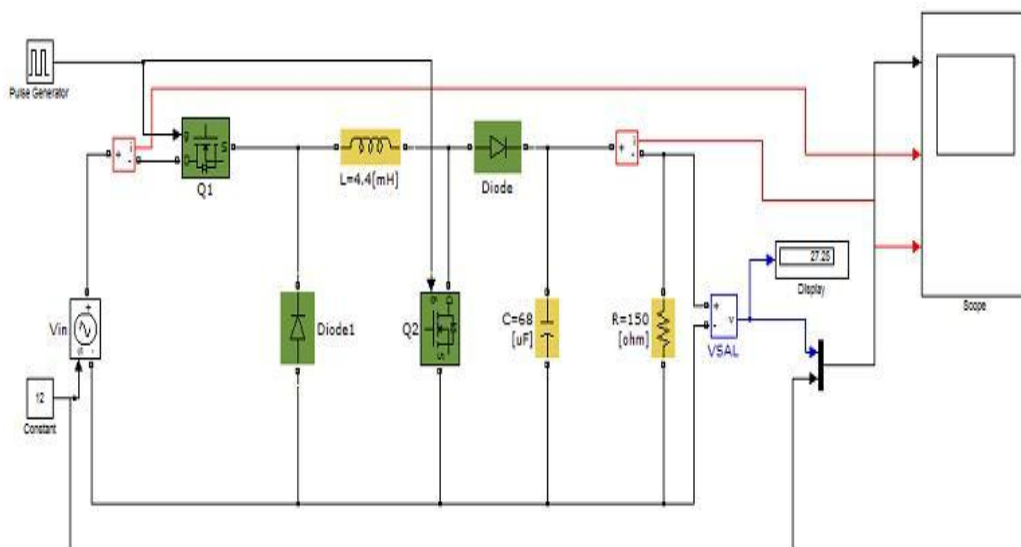


Figura 5.2: Resultado simulacion con el ciclo de trabajo al 70%

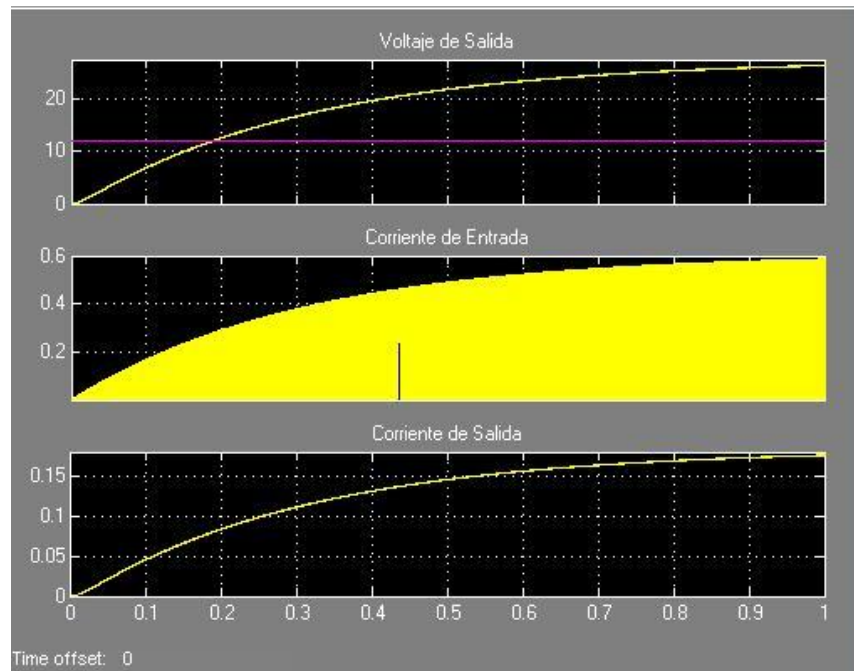


Figura 5.3: Resultado de la simulación circuito Buck Boost

En la Figura 5.4 se muestra el bloque de simulación para el cálculo de los parámetros del controlador.

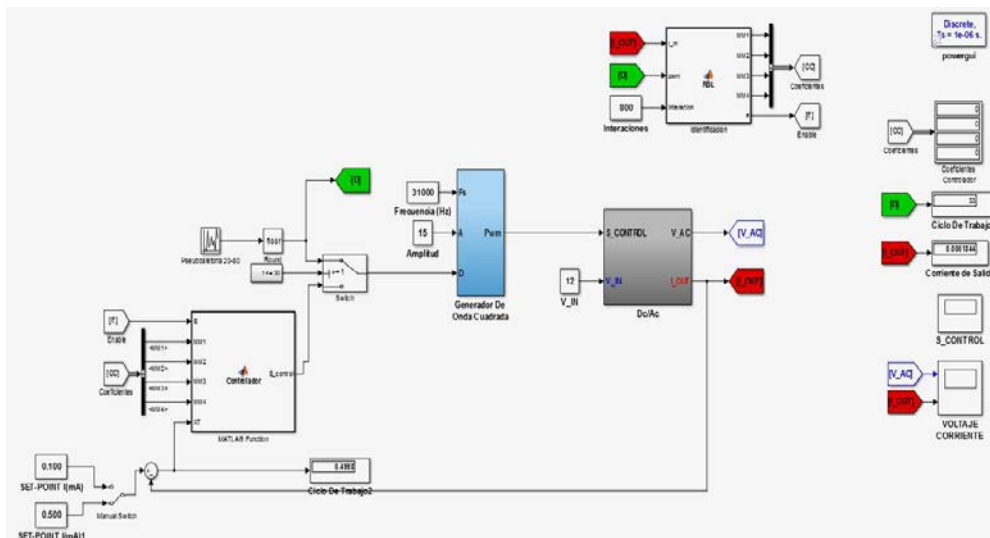
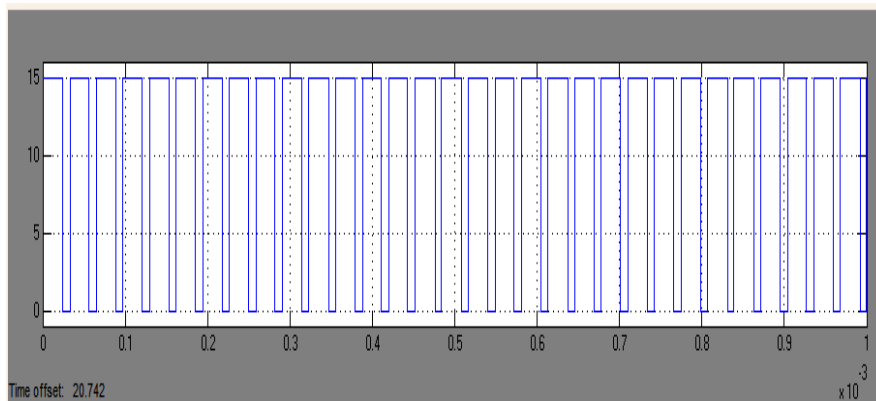


Figura 5.4: Bloque simulación del controlador

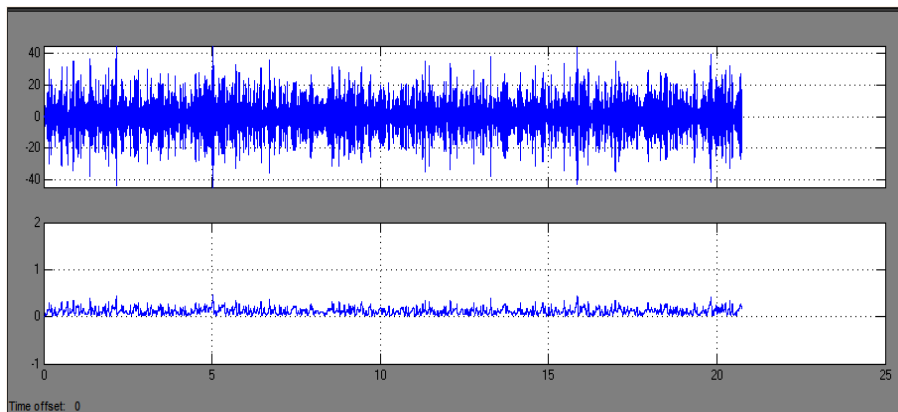
Para la obtención de los datos de entrada para el cálculo de los parámetros de la planta se genera una señal randómica para variar el ciclo de

trabajo de activación de los mosfet, lo cual permite tener una mayor aproximación a la obtención del modelo matemático de la planta.

En la Figura 5.5 a) se puede observar la señal de PWM y en la Figura 5.5 b) el comportamiento del voltaje y corriente de salida.



(a) Señal de control de activación de los mosfet



(b) Señal del voltaje y corriente a la salida del circuito

Figura 5.5: Señales obtenidas de la simulación

En la Figura 5.6 se muestra los resultados de la simulación del cálculo de los parámetros en la simulación.

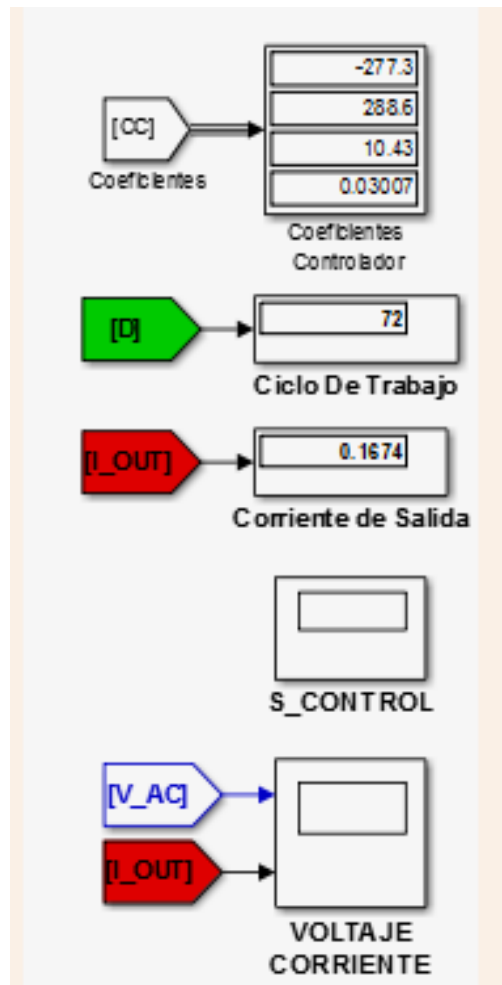


Figura 5.6: Valores obtenidos en la simulación

5.2. IMPLEMENTACIÓN

La implementación del circuito Buck Boost con control adaptativo, consta de tres circuitos diferentes. La primera placa es el circuito de señales de activación de los mosfet.

La segunda placa es el circuito de potencia o también llamado circuito Buck Boost.

La tercera placa es el circuito controlador, donde se encuentra implementado el AVR Atmega 328P que es el dispositivo de control.

5.2.1. Circuito de Activación de Mosfet

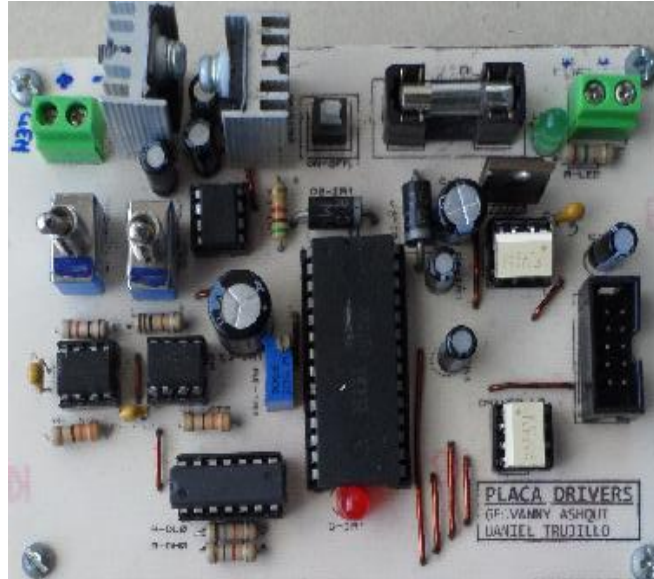


Figura 5.7: Circuito Activación Mosfet

En la Figura 5.7 se puede observar la placa de activación de los mosfet, la cual entrega a su salida el voltaje necesario para la activación de mosfet 1310N.

El diseño de la placa de Activación de Mosfet consta de 4 partes definidas:

a) En la Figura 5.8 se observa el circuito de regulación de voltaje, donde ingresa el voltaje de alimentación para el circuito, se encuentra conectado en cascada dos reguladores de voltaje, 7815 el cual entrega un voltaje exacto de 15 voltios y 7805 el cual entrega un voltaje de 5 voltios.

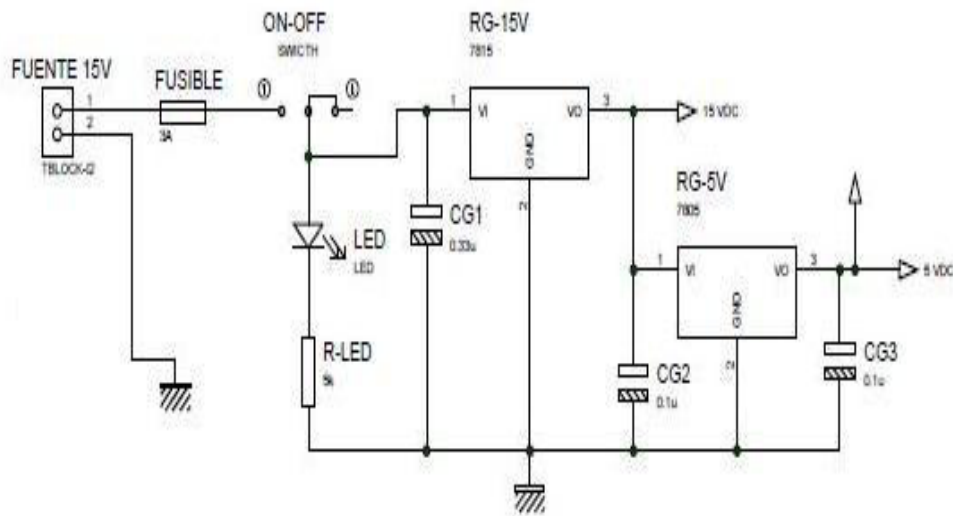


Figura 5.8: Circuito Regulador de voltaje

b) En la Figura 5.9 se muestra el circuito donde ingresa la señal para controlar el sistema en la bornera GENERADOR, aquí va conectado la señal del PWM que se obtiene del AVR Atmega 328P (señal de control), para obtener la señal de 60 Hz para el puente H se toma del pic 12F675. Estos dos circuitos están conectados a un optoacoplador 6N137 el cual permite de protección para aislar los circuitos de control con el circuito de activación de Mosfet.

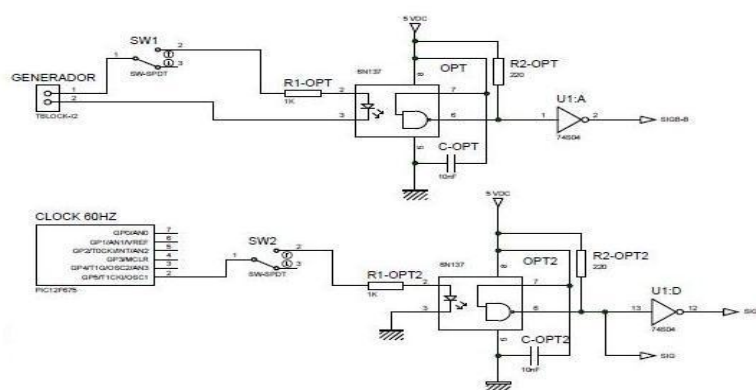


Figura 5.9: Circuito de entrada de señal de control y generación de señal PWM a 60Hz

c) En la Figura 5.10 se muestra el circuito de generación de señal para la activación de los Mosfet, como se puede observar existen dos optoacopladores de alta frecuencia TLP250, el uno se encuentra con un circuito de Bootstrap para la generación de la señal en alto para la activación del Mosfet Q1-BB, el otro es para generar la señal de activación en bajo para el Mosfet Q2-BB.

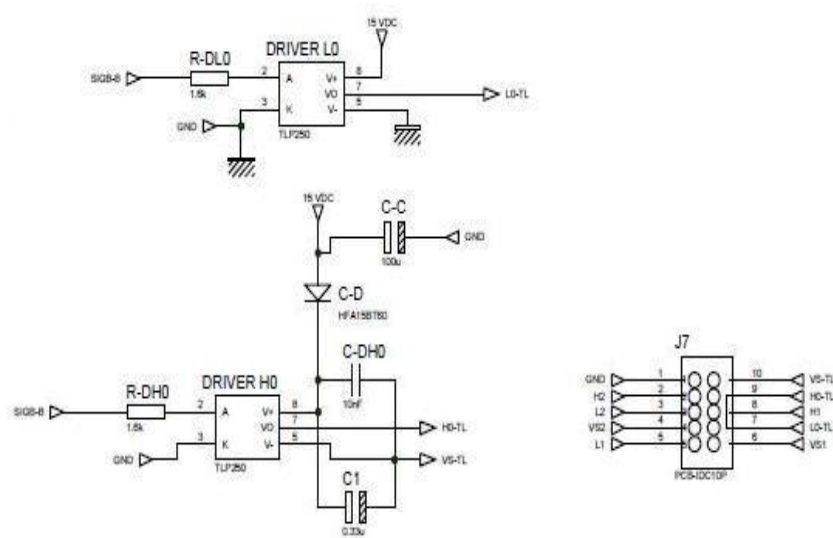


Figura5.10: Circuito disparo para Mosfet

d) En la Figura 5.11 se muestra el circuito de generación de señal para la activación de los Mosfet H1, H2, L1, L2, para el circuito de generación de señal AC que es el puente H completo.

Está conformado por el driver de disparo de Mosfet IR2130 el cual tiene 3 ramas de activación, es decir se puede activar 6 Mosfet 3 en alto y 3 en bajo, la ventaja de este driver es que tiene un tiempo muerto para la activación de los mosfet ya que podría genera un cortocircuito si se activarán a la vez.

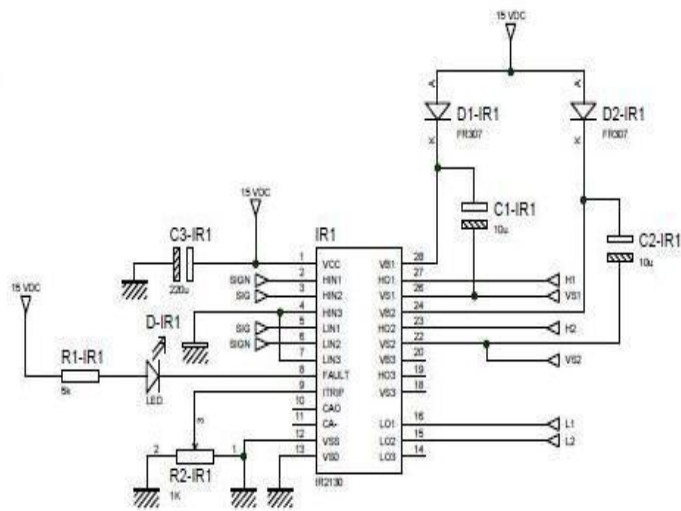


Figura 5.11: Circuito para Driver IR2130

5.2.2. Circuito de potencia inversor DC-AC Buck Boost

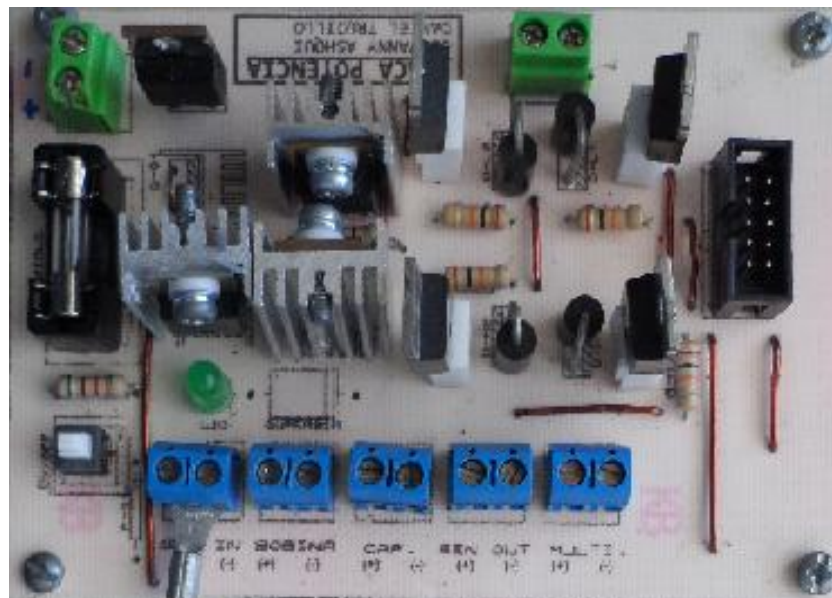


Figura5.12: Circuito inversor DC-AC Buck Boost

En la Figura 5.12 se puede observar la placa del circuito inversor DC-AC Buck Boost, el cual está conformado por el circuito conversor DC-DC no inversor Buck Boost y el puente H completo para la generación de la corriente alterna.

En la Figura 5.13 se observa el circuito inversor DC-DC Buck Boost en Proteus.

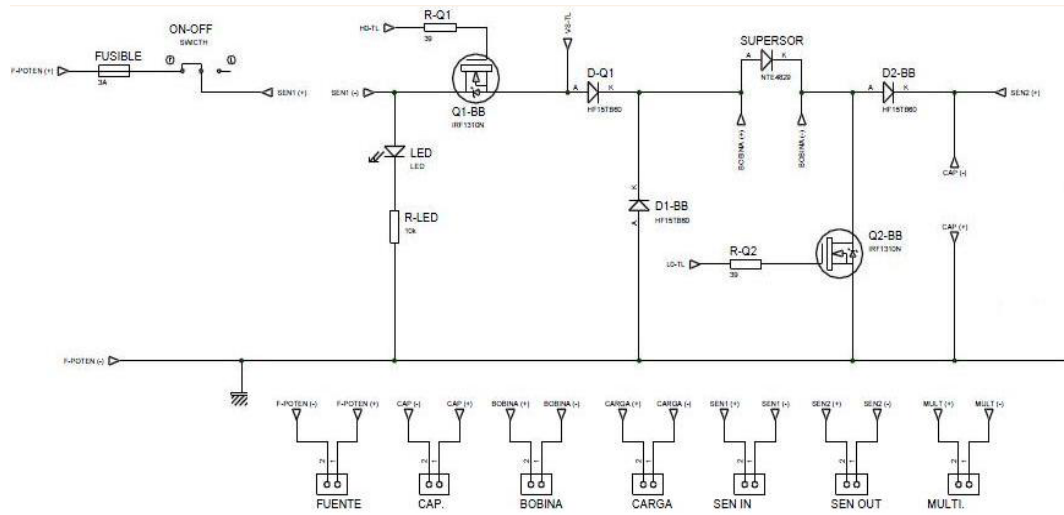


Figura 5.13: Diseño circuito conversor DC-DC Buck Boost

En la Figura 5.14 se observa el circuito para la conversión de señal DC-AC.

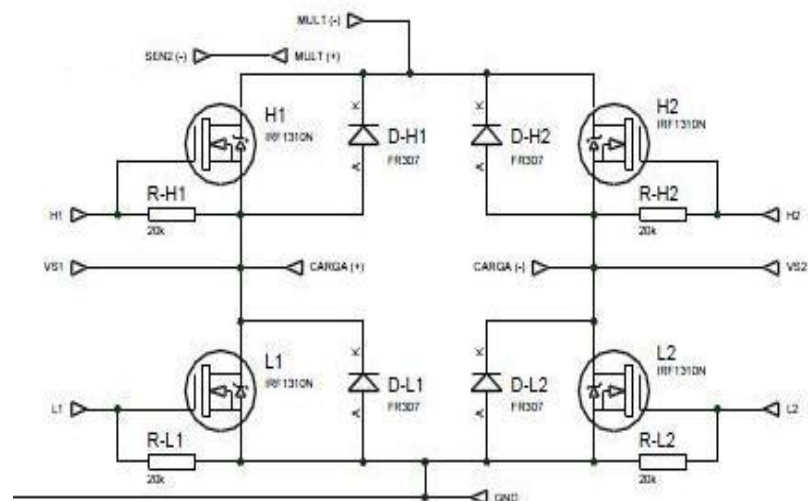


Figura 5.14: Circuito Puente H

Como se puede observar en la Figura 5.13 y la Figura 5.14 el circuito inversor DC-AC Buck Boost consta de un fusible de protección a 3A un interruptor de encendido, sus transistores son los IRF 1310N, sus diodos con ultrarápidos

HF15TB60, tiene un supresor de picos bidireccional para la bobina que es el NTE4829, como se puede observar existen 7 borneras donde se conectarán la fuente, el capacitor, la bobina, la carga, el sensor de corriente de entrada será puenteado, el sensor de corriente de salida en DC, un multímetro para observar que el valor de la corriente seteada sea el valor de la corriente controlada.

También contiene un bus de datos el cual permite la conexión entre la placa de potencia con la placa de activación de los Mosfet.

Hay un led indicador, el cual se activa al encender el circuito indicando su funcionamiento.

5.2.3. Circuito de Control

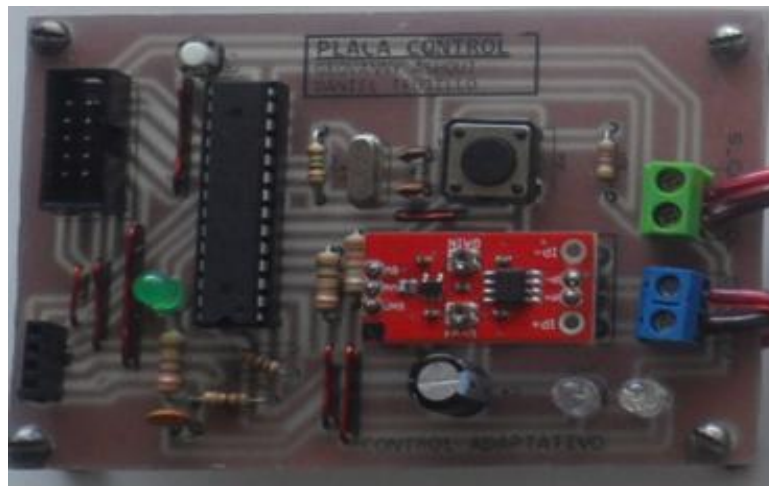


Figura 5.15: Circuito del controlador

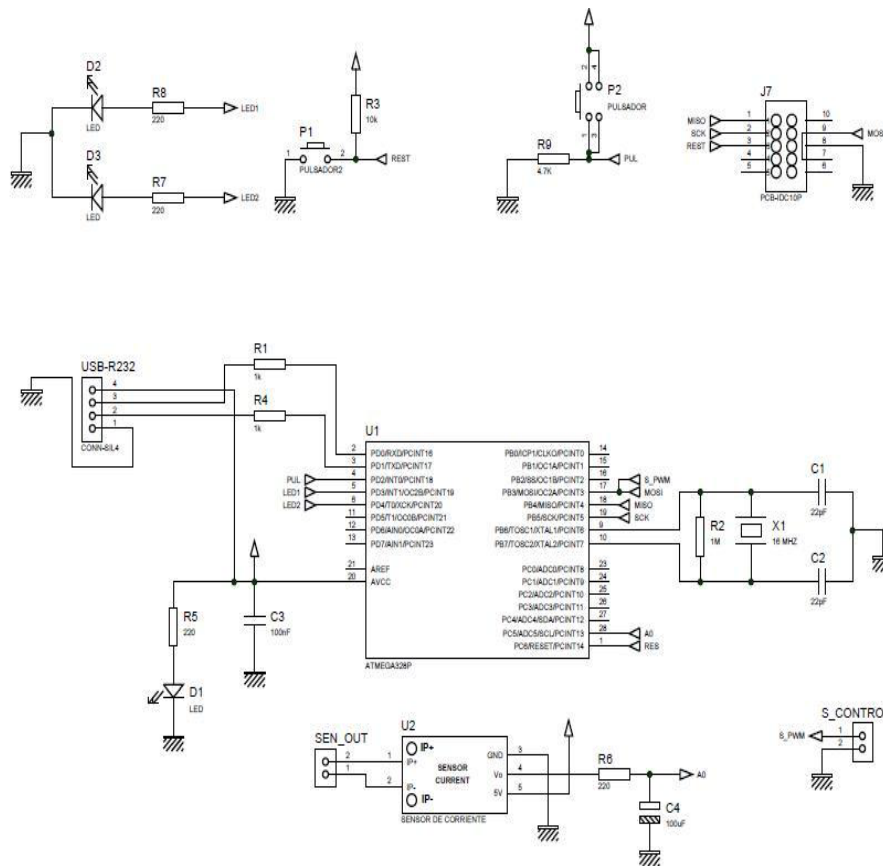


Figura 5.16: Diseño circuito de control

En la Figura 5.16 se puede observar el circuito de sensamiento y control, está conformado principalmente por el sensor de corriente ACS712, y el AVR Atmega 328P ATMEGA328P el cual realiza el proceso de control del circuito.

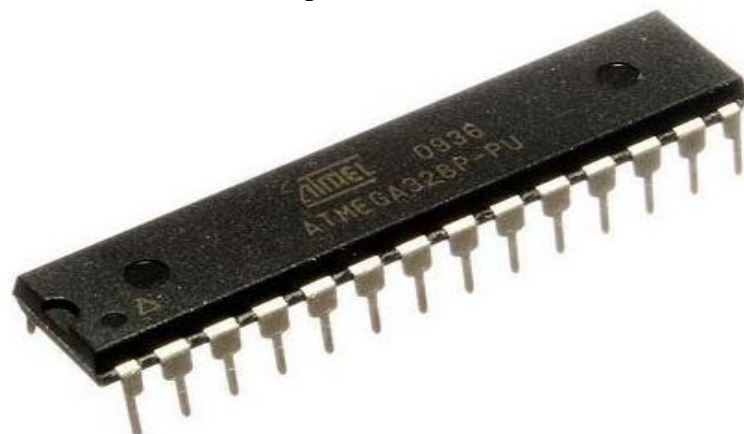


Figura 5.17: AVR Atmega 328P ATMEGA 328P

En la Figura 5.17 se observa el AVR Atmega 328P ATMEGA328P y en la Figura 5.18 se observa el sensor ACS712

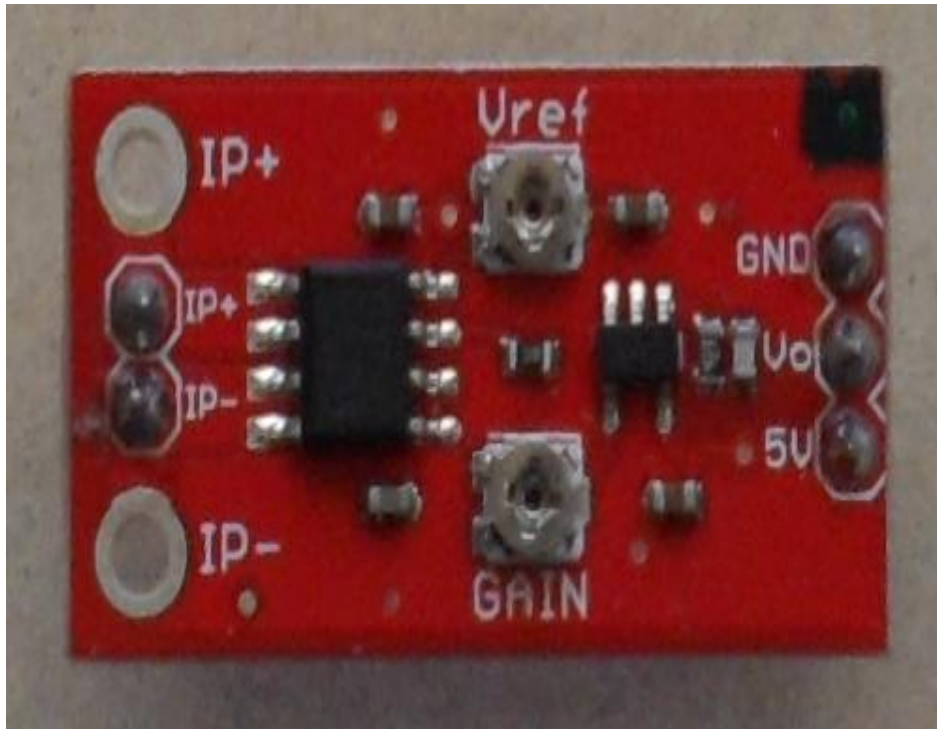


Figura 5.18: Sensor de corriente dc ACS712

5.2.4. Identificación y control de la planta

5.2.4.1. Identificación Adaptativa

- **Recolección de datos**

Los datos que se van a adquirir, de la entrada y salida son:

- **Datos de entrada:** Son los valores del ciclo de trabajo
- **Datos de Salida:** La corriente de salida del sistema.

La adquisición de datos de entrada se obtuvo mediante un AVR Atmega 328P el cual de una manera randómica genera los valores del ciclo de trabajo para la excitación del circuito Buck Boost, la cual muestra la Figura 5.19.

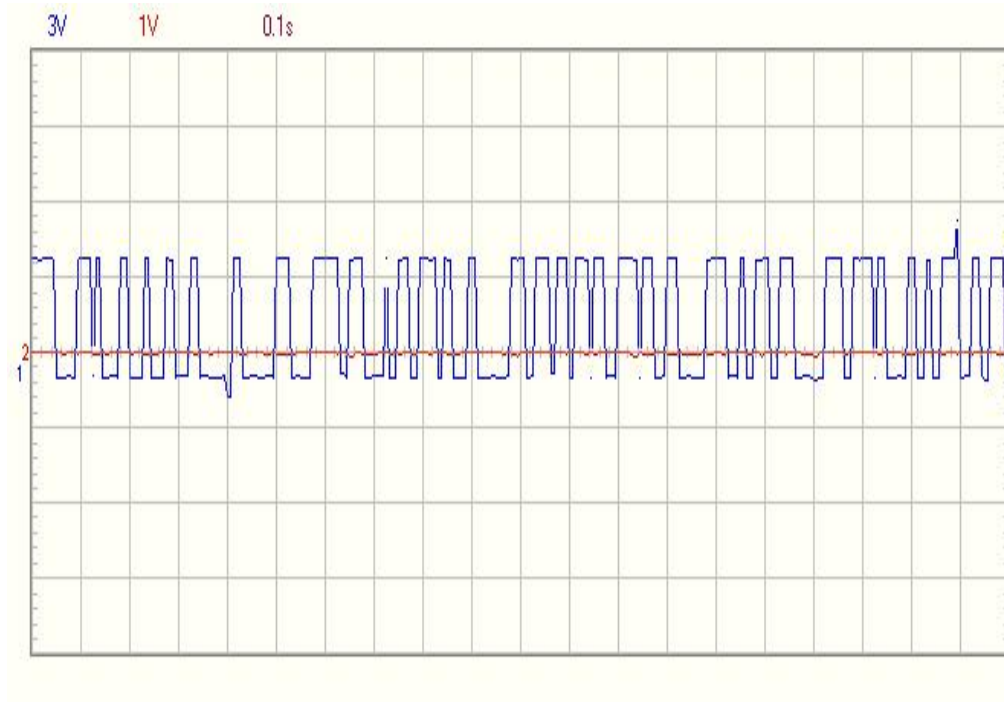


Figura 5.19: Señal randómica generada por el AVR Atmega 328P

Los datos de la salida del circuito son los valores de la corriente, los cuales se los midieron mediante un sensor de corriente ACS712, el cual está conectado a una entrada analógica del AVR Atmega 328P. La gráfica del comportamiento del sensor se muestra en Figura 5.20, como se puede observar claramente tiene un comportamiento lineal.

En el eje x se encuentran los datos del ADC del AVR Atmega 328P, mientras que en el eje y se encuentran los valores de la corriente de salida.

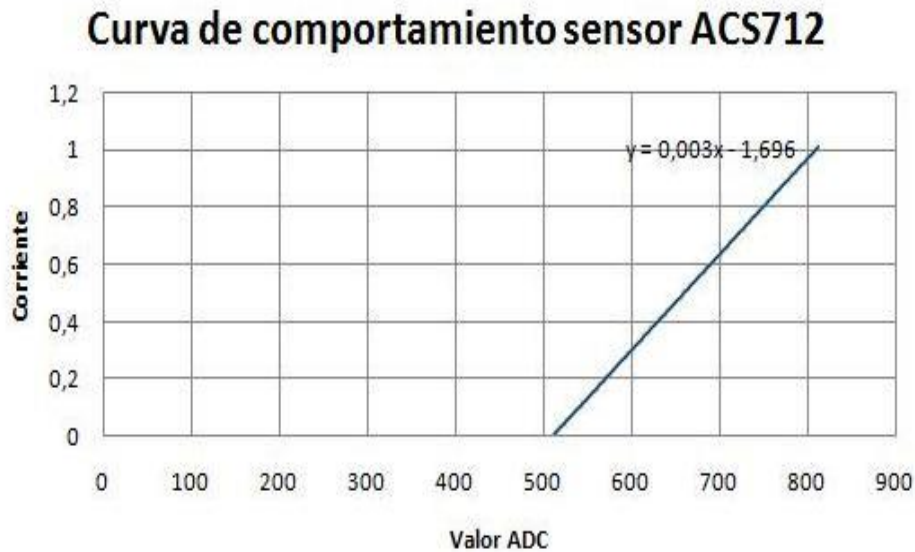


Figura 5.20: Curva del sensor ACS712

- **Tratamiento de los datos obtenidos**

Los datos del ciclo de trabajo son generados por el AVR Atmega 328P, mientras que los valores obtenidos del sensor de corriente se los realizó un filtro tanto analógico como digital, para eliminar el ruido indeseado, y que estos no presenten un inconveniente al momento de realizar el cálculo de los parámetros.

- **Selección de modelo**

Para la selección del modelo se guardaron los datos de entrada y salida, y se realizó un proceso en Matlab.

Los valores adquiridos se han guardado en dos vectores, en x para el vector de entrada y en y para el vector de salida.

Se hace el llamado del comando `ident` en Matlab. Una vez abierta la ventana del comando `Ident` se selecciona `Time domain data` como se muestra en la

Figura5.21

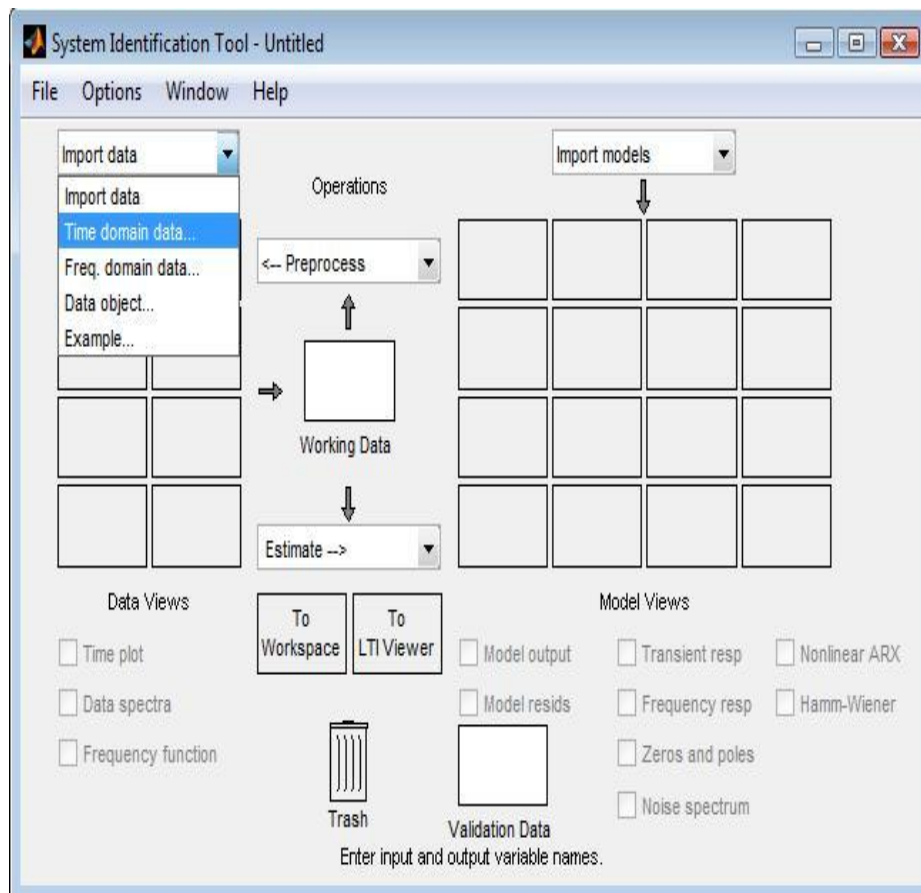


Figura5.21: Ventana Ident

En el parámetro Input se ingresa el vector de entrada x que representa el ciclo de trabajo, en Output se ingresa el vector de salida y que representa la corriente de la planta. En el parámetro Sampling interval se ingresa el tiempo de muestreo, y en Starting time el tiempo de inicio que es 0. Como se puede observar en la Figura 5.22

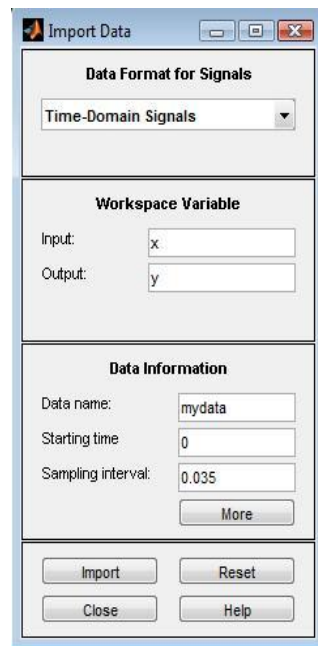


Figura 5.22: Import Data

Una vez cargados los vectores se selecciona Import y los datos son importados. Para escoger el modelo del proceso se selecciona Process models, como se muestra en la Figura 5.23

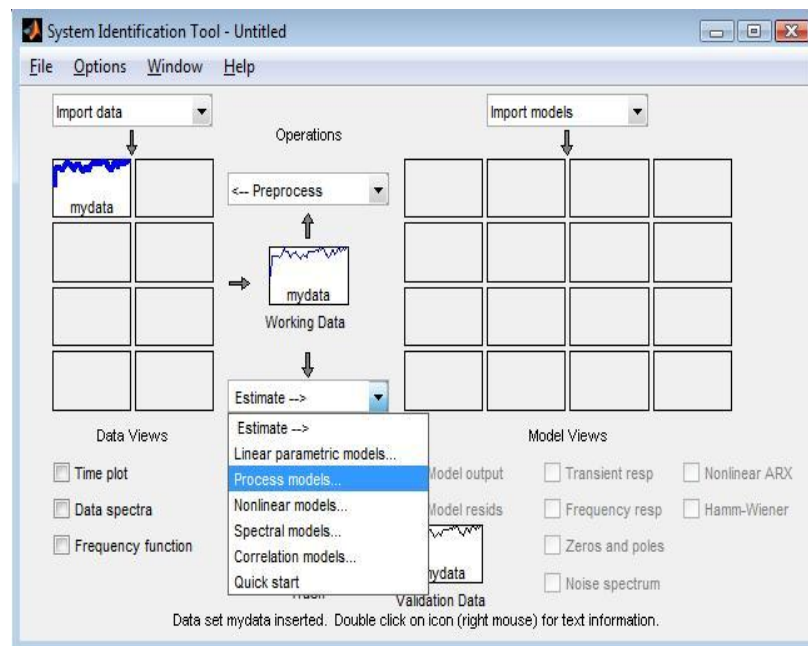


Figura 5.23: Process models

Se abre una ventana donde se selecciona el modelo de la función de transferencia calculada para describir el comportamiento de la planta.

En esta ventana se escogerá varios modelos para ver el comportamiento de la planta y escoger de una manera correcta el modelo la función de transferencia.

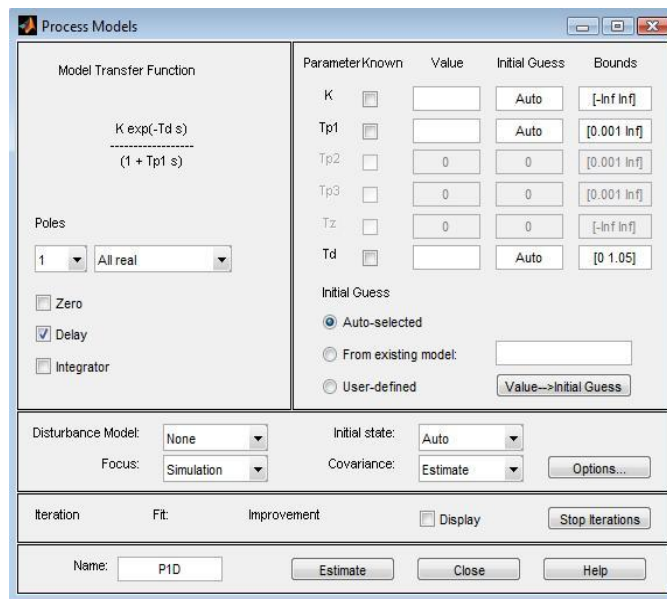


Figura 5.24: Ventana Process Models

Como se puede observar en la Figura 5.24, se puede seleccionar el número de polos de la función de transferencia, escoger ceros, retardos, integradores.

Estas diversas opciones permiten realizar varias estimaciones para poder escoger la función de transferencia.

En la Figura 5.25 se puede observar que se han escogido 4 tipos de modelos que describan el comportamiento de la planta y se presenta una respuesta a un Step.

Su comportamiento se puede observar en la Figura 5.26

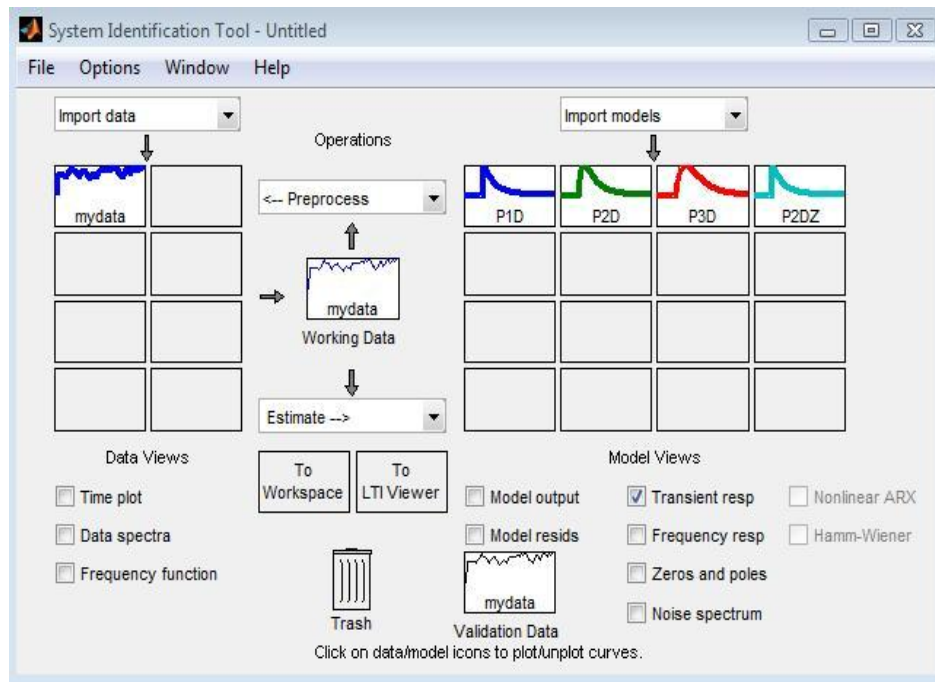


Figura 5.25: Selección de varios modelos.

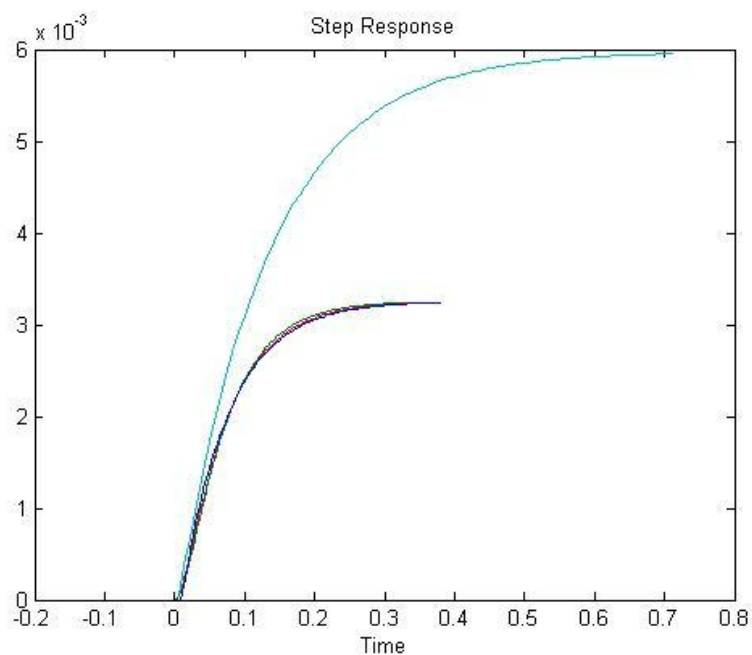


Figura 5.26: Respuesta de los modelos a un Step

Como se puede observar en la Figura 5.26, el comportamiento de la planta es de una función de transferencia de primer orden. Que presenta un solo polo.

La planta a tratar es de segundo orden, con dos polos en su ecuación característica y un cero en el numerador. En el análisis de la planta obtenida se determina que un polo con el cero se llegan prácticamente a cancelar, como se puede observar en la Figura 5.27, dando el comportamiento como una planta de primer orden.

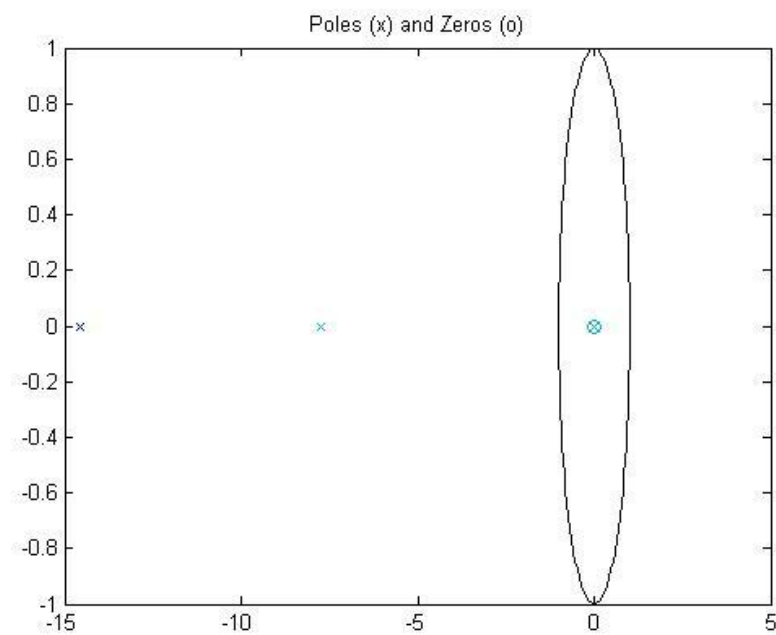


Figura 5.27: Gráfica del Polos y Ceros de la planta de segundo orden con un cero

- **Estimación de parámetros**

En la Figura 5.28 se puede observar el flujograma de la identificación adaptativa por Mínimos Cuadrados Recursivos

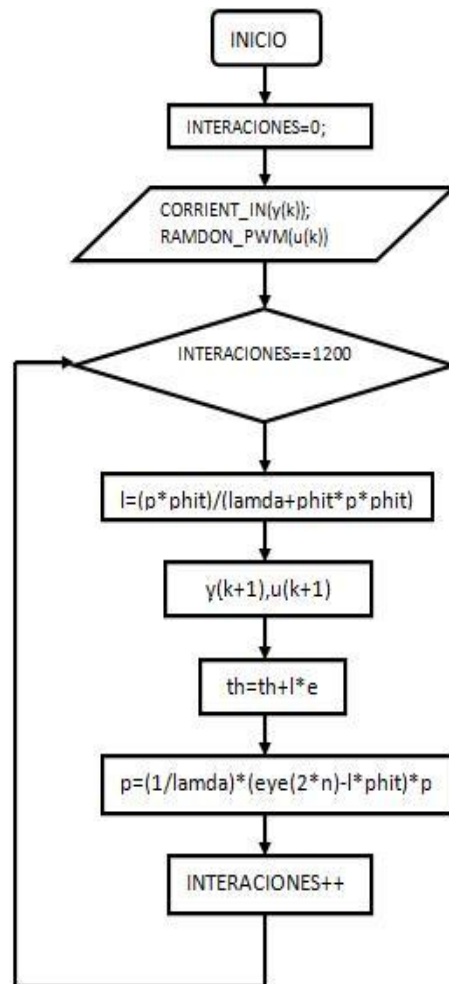


Figura 5.28: Flujograma identificación adaptativa

La identificación de la planta se ha realizado en línea, adquiriendo los valores de entrada y salida en tiempo real y según los pasos descritos anteriormente para la obtención de los parámetros, se han procesado mediante un algoritmo en el AVR Atmega 328P, obteniendo la función de transferencia que se muestra en la ecuación 1.4, así también en el algoritmo en Matlab dio los mismos resultados, validando el procedimiento tanto en el AVR Atmega 328P como en Matlab.

Los parámetros obtenidos son:

$$a_1 = -0.9502 \quad a_2 = 0.1913 \quad b_1 = 0.00072 \quad b_2 = 0.0000624 \quad (5.3)$$

$$G(z) = \frac{0.0007z - 0.0000624}{z^2 - 0.9502z + 0.1913} \quad (5.4) \text{ Función Transferencia Planta Real}$$

Como se mencionó anteriormente, la función de transferencia de la planta es de segundo orden, aplicando un Step a la planta encontrada, como se muestra en la

Figura 1.13, se obtiene el comportamiento de una planta de primer orden como la gráfica mostrada en la Figura 5.29

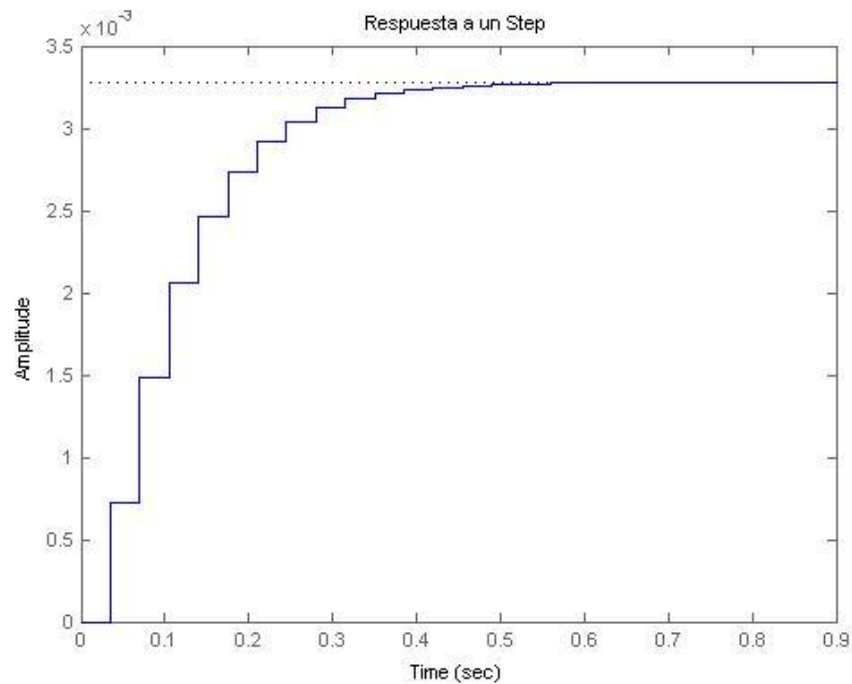


Figura 5.29: Respuesta de la planta estimada al Step

- **Validación del modelo**

Para la validación de la planta obtenida se realizó un programa en Matlab, para comparar los resultados obtenidos en el algoritmo del AVR Atmega 328P y el algoritmo en un archivo .m.

En la Figura 5.30 se puede observar la convergencia de los parámetros estimados, en un valor aproximado de 500 iteraciones los valores han convergido a un valor determinado.

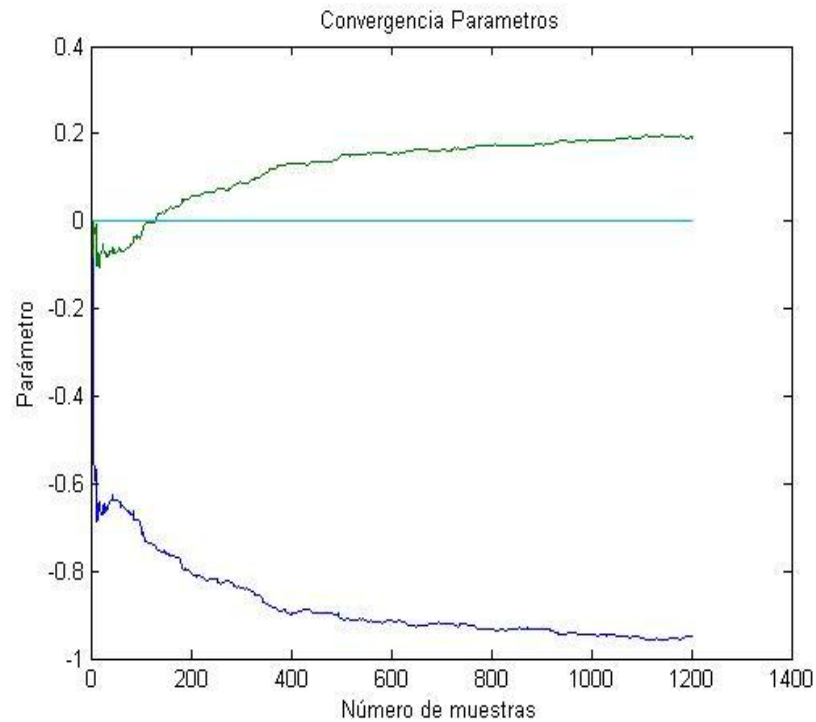


Figura 5.30: Convergencia de parámetros estimados

En la Figura 5.31 se puede observar de una mejor manera como cada parámetro estimado, a un valor de 500 iteraciones aproximadamente, han convergido.

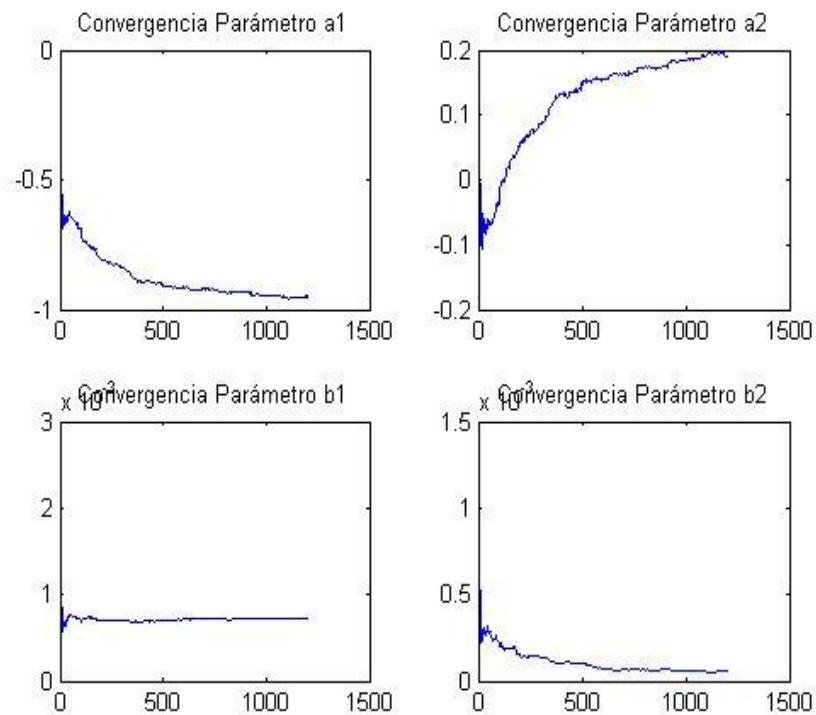


Figura 5.31: Convergencia de cada parámetro estimado

El siguiente paso es observar el comportamiento del error en cada iteración, como es característica de la Identificación por Mínimos Cuadrados Recursivos, el error empieza a tener una convergencia cero 0, como se muestra en la Figura 5.32

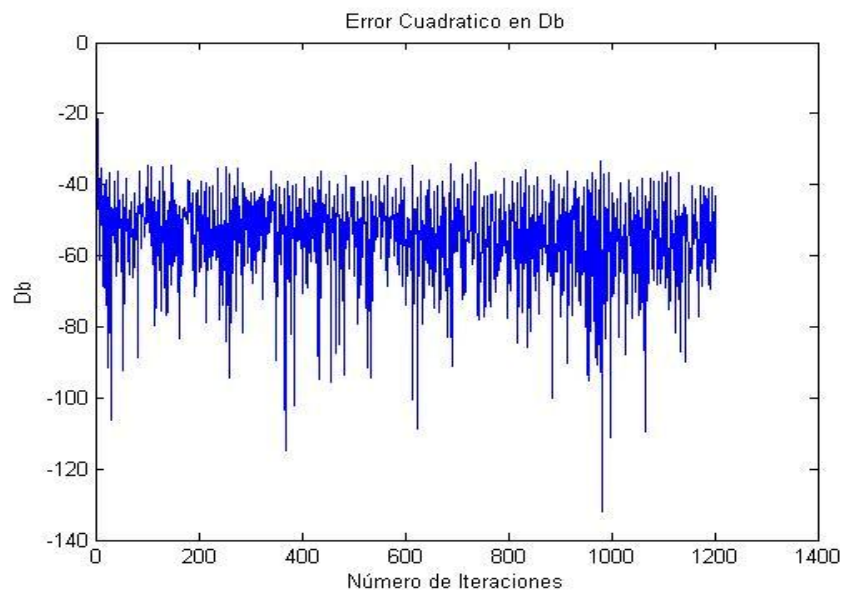


Figura 5.32: Error cuadrático en db

Como se observa en la Figura 5.32, el error cuadrático converge a un valor de -50db aproximadamente. Transformando el valor del error en db a error en porcentaje se obtiene:

$$10 \log(\text{abs}(e)) = \text{error en Db} \quad (5.5)$$

$$10 \log(\text{abs}(e)) = 50\text{Db}$$

Despejando el error se obtiene:

$$\text{error} = 10^{\frac{-50}{10}}$$

Donde el error resultante es:

$$\text{error} = 0.0001$$

En porcentaje el error resultante es $\text{error} \% = 0.001\%$.

5.2.4.2. Control adaptativo por el método de localización de polos

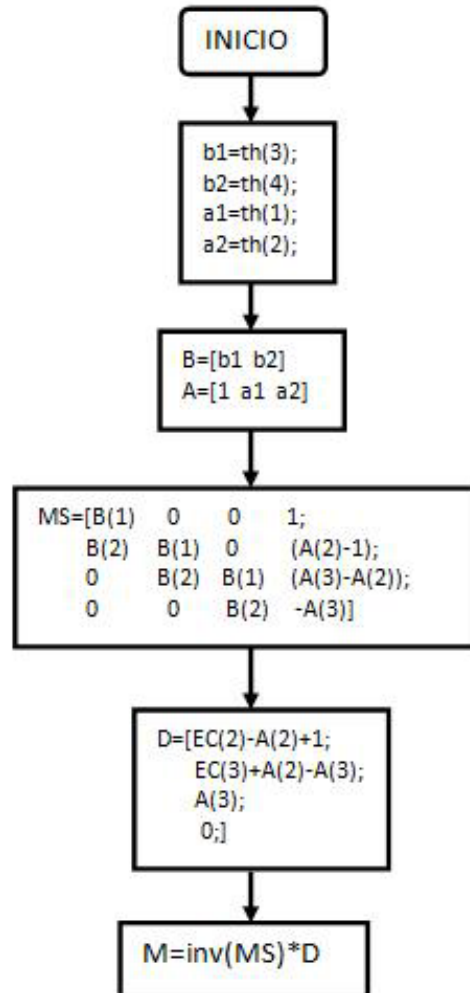


Figura 5.33: Flujograma control

Una vez obtenidos los parámetros de la función de transferencia, se procede hacer el cálculo de los parámetros de localización de polos.

Como se explico en el capítulo 4, se debe aplicar el criterio de estabilidad de Ruth Hurwitz, para poder saber si la planta es controlable. De la ecuación 5.4 se la ha transformado al dominio de la frecuencia obteniendo la siguiente ecuación:

$$G(z) = \frac{0.0144s+1.35}{s^2+47.25s+419.4} \quad (5.6) \quad \text{Función Transferencia Planta}$$

Real Dominio Frecuencia

Tomando la ecuación característica de ecuación 5.6 para el análisis de estabilidad se obtiene

$$\begin{array}{r} s^2 \\ s^1 \\ s^0 \end{array} \begin{array}{cc} 1 & 419.4 \\ 47.25 & 0 \\ b_1 & \end{array} \quad (5.7)$$

$$b_1 = \frac{(47.25 \cdot 419.4) - (1 \cdot 0)}{47.25} \quad (5.8)$$

$$b_1 = 419.4 \quad (5.9)$$

Como se puede observar cumple con los requerimientos del criterio de estabilidad. Al obtener la función de transferencia de la planta y verificar su estabilidad, se procede al diseño del controlador. Para ello se ha tomado el valor de sobrepico en el 15%, el tiempo de muestreo 0.025seg, y el tiempo de estabilización en 0.4seg. Reemplazando estos valores en las ecuaciones 4.42 y 4.43 respectivamente se obtiene:

$$\xi = 0.5169 \quad \omega_n = 19.3449 \quad (5.10)$$

Una vez obtenida el valor del coeficiente de amortiguamiento y frecuencia natural, se reemplaza en las ecuaciones 4.39 y 4.40 respectivamente, para la obtención de los parámetros p_1 y p_2 obteniendo:

$$p_1 = -1.4260 \quad p_2 = 0.6065 \quad (5.11)$$

Con los valores obtenidos en la ecuación 5.11 se reemplaza en la ecuación 4.38 obteniendo:

$$\begin{bmatrix} 0.007 & 0 & 0 & 1 \\ 0.0006 & 0.0007 & 0 & -0.8087 \\ 0 & 0.00006 & 0.0007 & 1.1416 \\ 0 & 0 & 0.0006 & -0.1913 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.4459 \\ -0.5350 \\ 0.1913 \\ 0 \end{bmatrix}$$

(5.12)

Donde los valores del controlador serán:

$$S_0 = 624.23 \quad S_1 = -710.99 \quad S_2 = 214.24 \quad r = 0.0699 \quad (5.13)$$

Parámetros del controlador

Donde la función de transferencia del controlador es:

$$G_r = \frac{624.23z^2 - 710.99z + 214.24}{(z-1)(z+0.0699)} \quad (5.14)$$

Para la salida de la señal controlada se reemplaza los valores de la ecuación 5.13 en la ecuación 4.47 teniendo:

$$U(k) = -(0.069 - 1)U(k - 1) + 0.069U(k - 2) + 624.23E(k) - 710.99E(k - 1) + 214.24 E(k - 2) \quad (5.15)$$

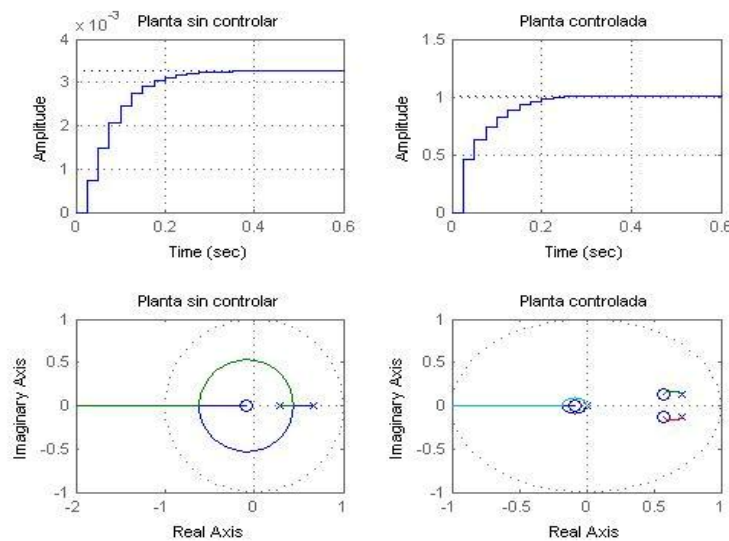


Figura 5.34: Resultados Simulación del controlador

En la Figura 5.34 se puede observar el comportamiento de la planta sin el controlador y el comportamiento de la planta con el controlador. Se puede observar los dos polos que se han localizado en la planta al aplicar el controlador, así también el tiempo de establecimiento es menor a 0.4 segundos como se puso para su diseño.

El diagrama de flujo para él la adquisición de datos, la identificación por Mínimos Cuadrados Recursivos y el Control por localización de polos se muestra en la Figura 5.35.

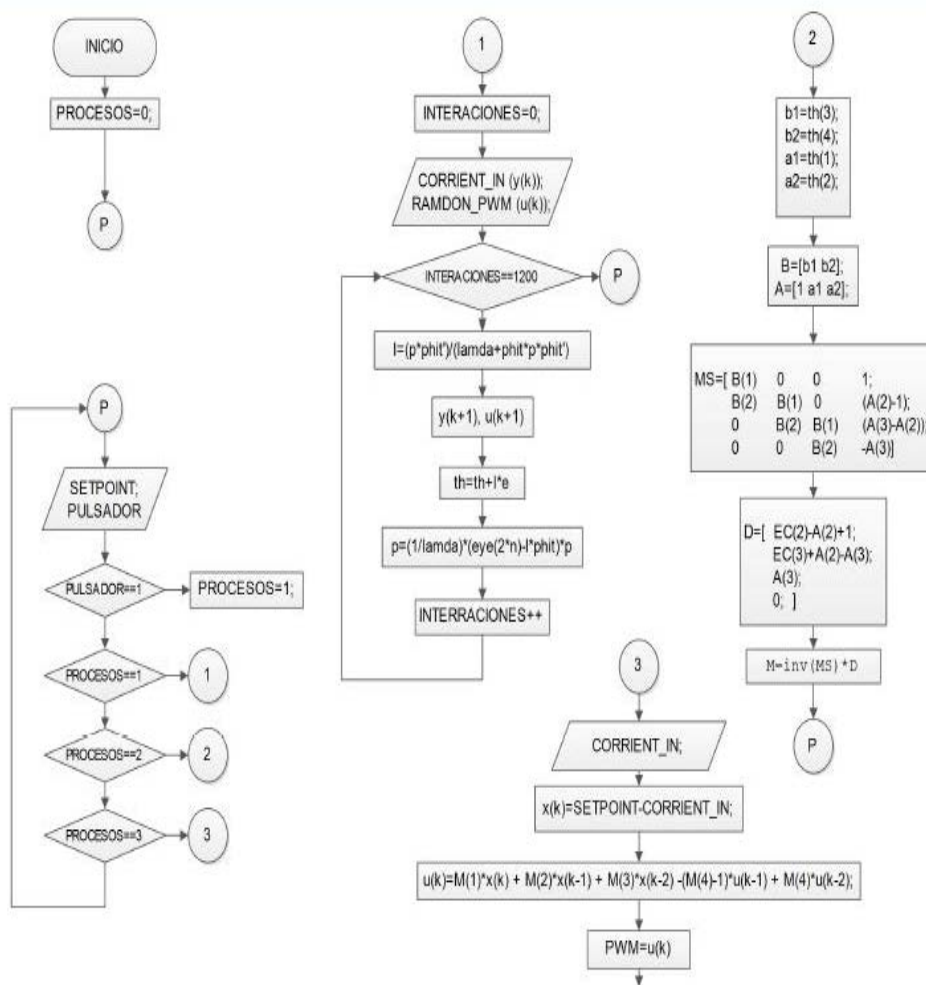


Figura 5.35: Diagrama de Flujo Control Adaptativo Autoajutable

5.3. PRUEBAS

En la Figura 5.36 se puede observar la planta implementada, tanto el controlador, como el circuito inversor DC/AC Buck Boost.

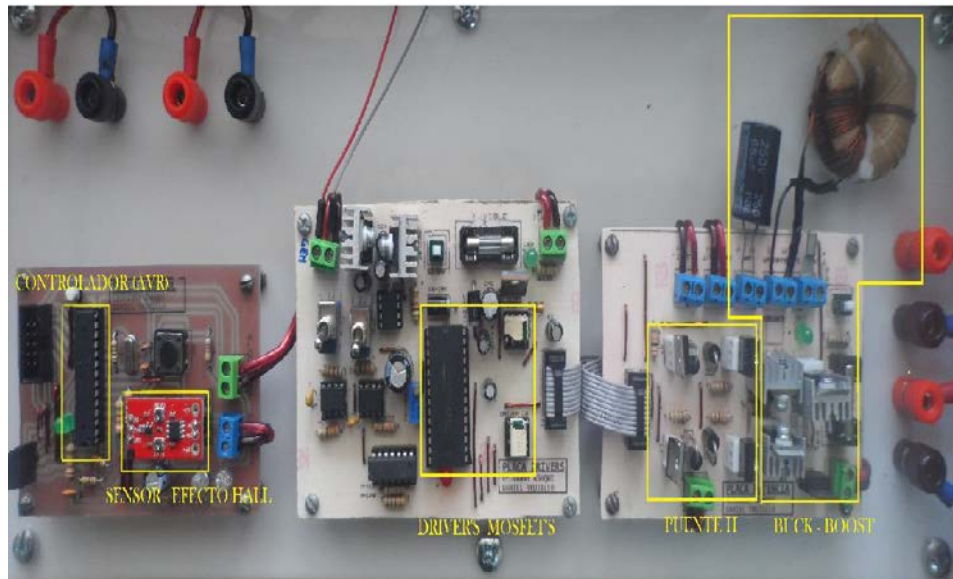


Figura 5.36: Planta

En la Figura 5.37 se puede observar la fuente de alimentación, la cual es de 12V en DC



Figura 5.37: Fuente alimentación

En la Figura 5.38 se puede observar el interfaz para el control, en primera instancia se observa el inicio del programa.

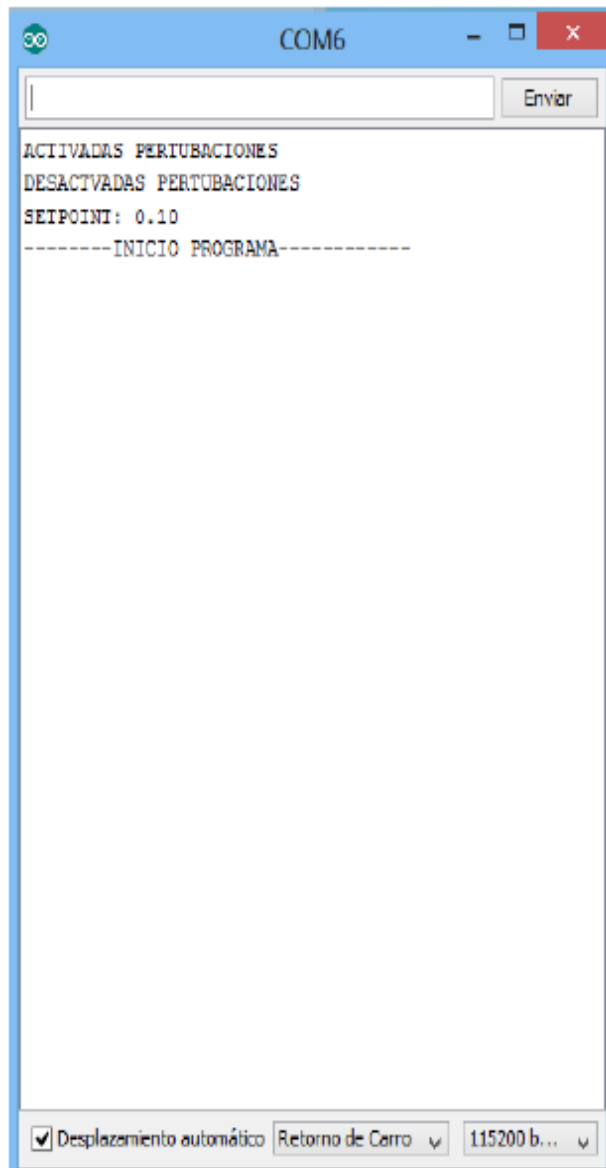


Figura 5.38: Interfaz de control

En la Figura 5.39 se puede observar en el interfaz el vector de datos tanto de entrada como de salida, al finalizar la adquisición de datos y realizar el cálculo de los parámetros tanto de la planta como del controlador los presentará de la siguiente manera.



Figura 5.39: Cálculo de los parámetros de la planta y parámetros del controlador

Una vez calculado los parámetros se puede ingresar el valor del setpoint deseado, como muestra la Figura 5.40

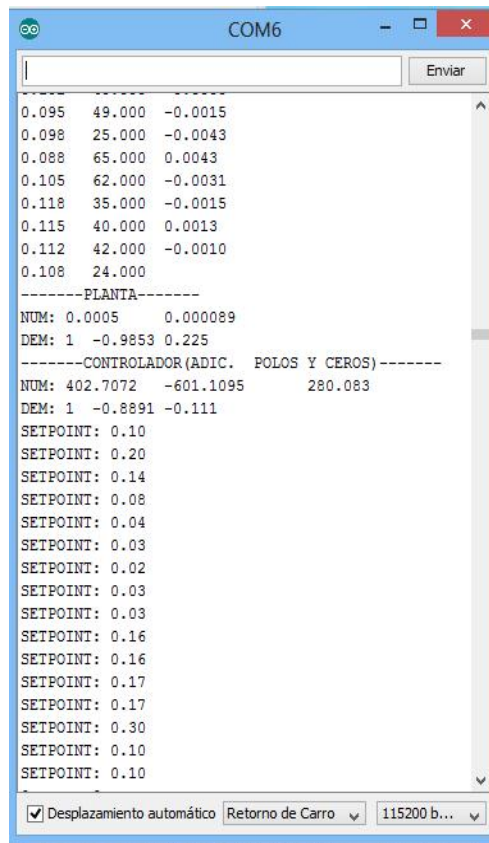


Figura 5.40: Ingreso del setpoint

Al iniciar la identificación de la planta hay un led indicador, el cual se enciende, como muestra la Figura 5.41

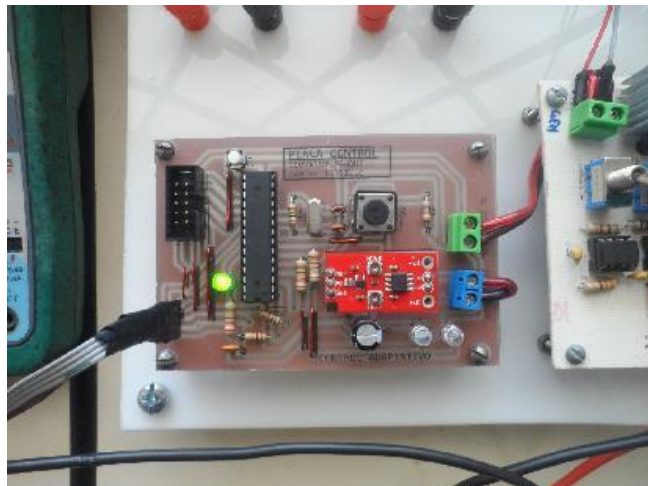


Figura 5.41: Identificación de los parámetros de la planta y de los parámetros del controlador

Una vez calculado los parámetros, se enciende otro led indicador, para indicar que se está controlando la planta, como muestra la Figura 5.42

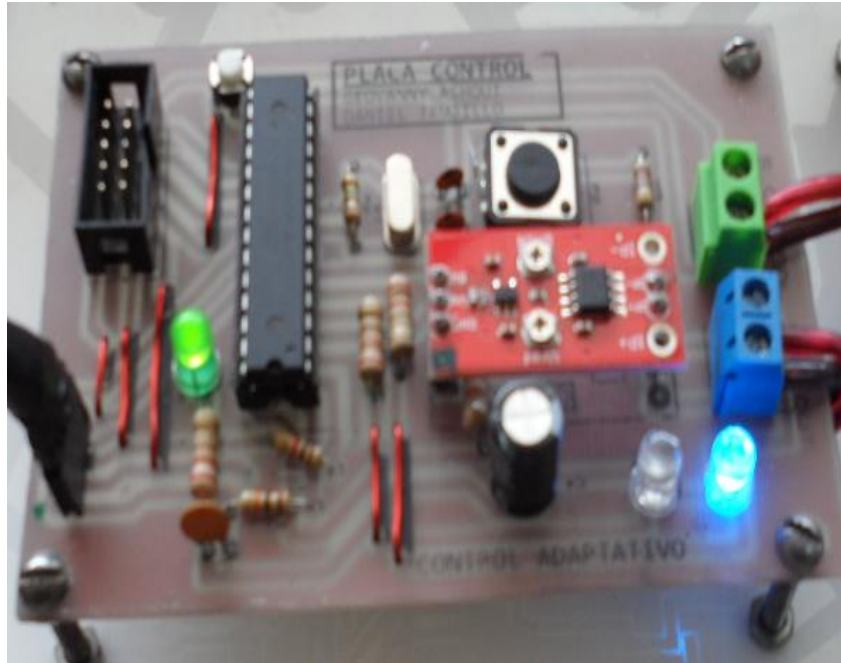


Figura 5.42: Control de la planta

El setpoint ingresado es de 40mA, en la Figura 5.43 se observa la señal de PWM controlada, el valor del ciclo de trabajo se encuentra en 30%, en la Figura 5.44 se puede observar el valor de la corriente se salida, y en la Figura 5.45 se observa la señal de voltaje del inversor.

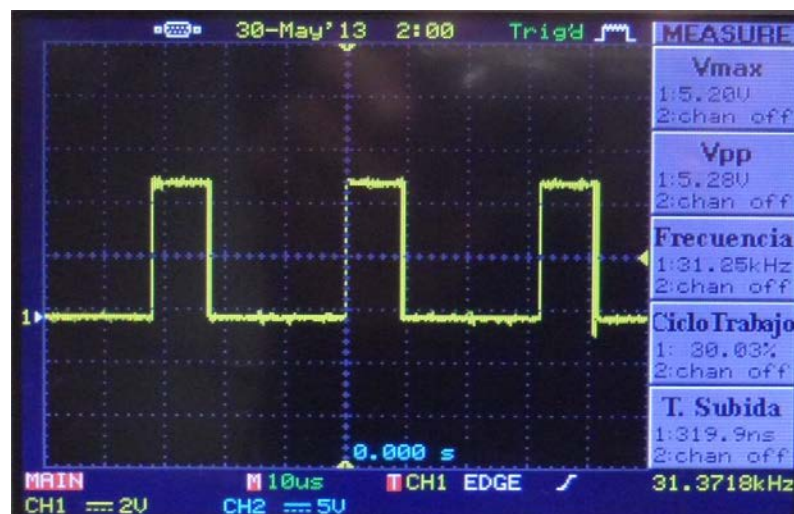


Figura 5. 43: Señal del PWM controlada a 40Ma

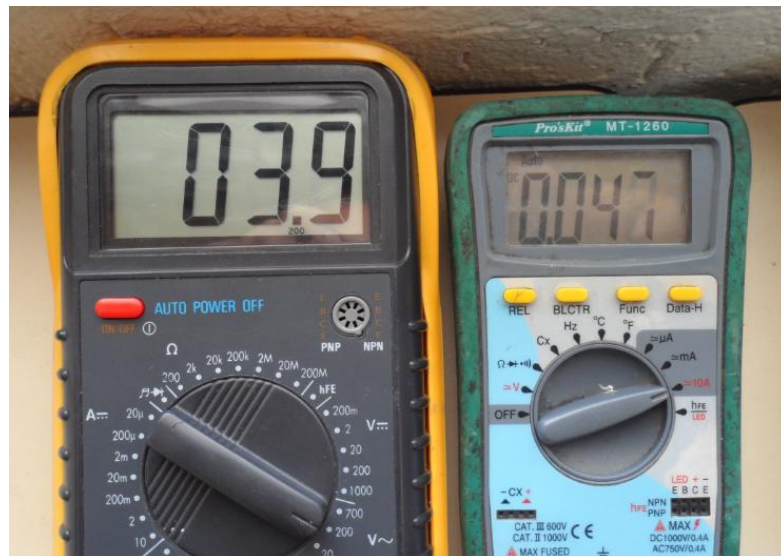


Figura 5.44: Valor del voltaje de salida y corriente controlada



Figura 5. 45: Señal del voltaje de salida

Así también se tiene las señales de PWM controlado, del voltaje de salida y el valor de la corriente controlada a un setpoint de 80mA.

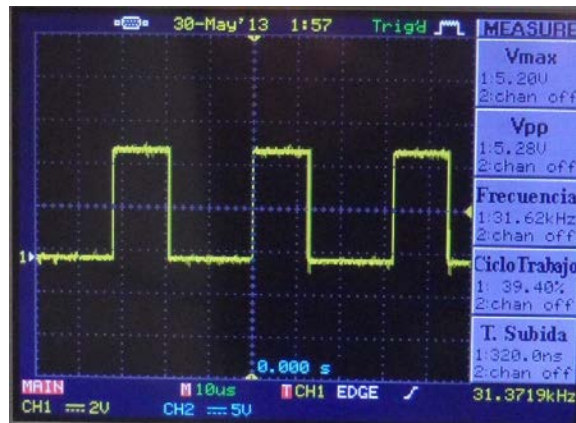


Figura 5.46: Señal del PWM controlado para setpoint de 80mA



Figura 5.47: Valor del voltaje de salida y la corriente de salida

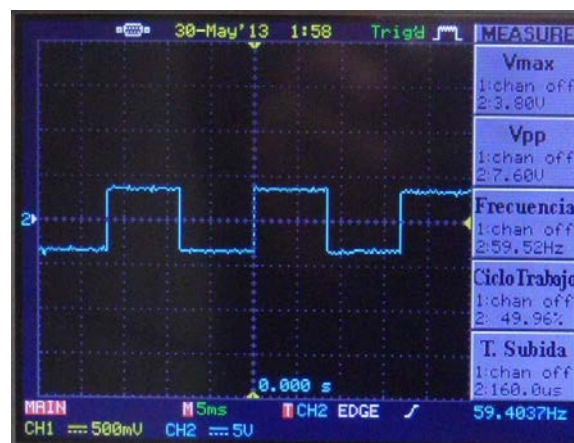


Figura 5.48: Señal voltaje de salida

Capítulo 6

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1. CONCLUSIONES

La identificación adaptativa es un gran método para el modelamiento mate-mático que describe la dinámica de un sistema, como se ha evidenciado en el desarrollo del proyecto, este no requiere el análisis de los diferentes componentes que conforman el sistema, solamente el procesamiento de datos obtenidos tanto de la entrada del sistema como a la salida de la misma.

La validación de la identificación obtenida a través del análisis de convergencia de los parámetros y minimización del error cuadrático medio da lugar a una mayor fiabilidad de los parámetros que describen a la planta. Si estos no son correctos no se podrá aplicar un control adecuado para el sistema.

Para el establecimiento del factor de olvido es de suma importancia en el método RLS, si no se da un peso adecuado para cada parámetro, la estimación no puede llegar a converger en un valor determinado, y su resultado será inconsistente.

Modificar el valor de olvidos cercanos a cero permite que el algoritmo converja rápidamente, pero al converger rápidamente genera ruido, es decir el rango de la variación de los parámetros tiende a oscilar, por tal motivo los resultados obtenidos no describen el comportamiento de la planta real.

El controlador autoajustable está totalmente ligado a una correcta identificación de los parámetros que describen la planta, si la identificación

no es la adecuada el controlador presentará fallas.

En comparación al controlador autoajutable, permite economizar recursos, debido a que un operario enviará la orden de identificación de una manera manual cada vez que presente un cambio en el sistema. De esta manera no se realiza una identificación constante.

El grado de eficiencia presentado en el inversor conmutado Buck Boost es muy alta, este permite tener un valor cercano al 80%, este valor de eficiencia permite aprovechar la capacidad que entrega la fuente, debido a que otro tipo de inversores presentan grandes pérdidas.

6.2. RECOMENDACIONES

Una manera adecuada de excitación para la identificación es usar una señal Pseudoaleatoria binaria, ya que con este método se aprovecha todo el rango de operación del circuito.

Al elegir el dispositivo para la implementación del controlador, se debe tomar en cuenta la velocidad de procesamiento debido las diferentes operaciones que conlleva el algoritmo, es por tal motivo que se recomienda utilizar un microprocesador Atmega.

El ciclo de trabajo para la operación del circuito de potencia es recomendable tener entre un 20% al 70%, si se elige un valor menor al 20% o mayor al 70% puede correr el riesgo de la quema de los elementos que conforman la placa de potencia.

Al dimensionar la bobina y el capacitor, se debe tomar en cuenta el nivel

de energía que estos elementos deben suministrar para que el circuito no trabaje en modo discontinuo.

BIBLIOGRAFIA

Alejandro, P. (s.f.). *Control de Sistemas Dinámicos*.

Benjamin, K. (1996). *Sistemas de Control Automático*. Mexico: Prentice Hall.

Dorf Richard, B. R. (2005). *Sistemas de Control Moderno*. España: Prentice Hall.

F., H. (s.f.). Convertidor Buck-Boost controlado digitalmente con histéresis cero.

Fernando, M. (2007). *El control PID*. Madrid.

Gabriela, O. (s.f.). *Diseño por ubicación de polos*.

Garcerá G., F. E. (1998). *Convertidores Conmutados: Circuitos de PPotencia y Control*. Libro Docente.

García. (2010). Sistema de Control Avanzado. *Sistema de Control Avanzado*.

<http://isa.uniovi.es/cuadrado/archivo/adaptativo.pdf>. (s.f.).

http://www.dea.ica.upco.es/ramon/Control_Avanzado/Adaptativo/ada_p_2.pdf. (s.f.).

<http://www.uv.es/=esanchis/sea/pdf/temas2-SEA-03.pdf>. (s.f.).

Instrument, T. (s.f.). *Implementation of PID and Deadbeat Controllers with the TMS320 Family*.

Janeth, G. (2011). *Control Adaptativo en tiempo real*. Quito.

Jorge, C. (2011). *Estrategias de Control*. Lima.

José, A. (s.f.). New Generation Adaptive Filtering: An Overview of the Fast QRD_RLS Algorithms.

Katsuhiko, O. (2003). *Ingeniería de Control Moderna*. Madrid: Prentice Hall.

Mauricio, G. (Marzo de 2000). *Estrategías de Control para Sistemas Bilineales Aplicados a los Convertidores de Potencia DC-DC*.

Mónica, V. (2011). *Diseño y análisis de desempeño de observadores adaptativos en esquemas de control mediante realimentación completa de estados*. Sangolquí.

Nestór, D. (Octubre de 2009). Modelo Adaptativo Multi-Agente para la planificación y ejecución de cursos virtuales personalizados. *Modelo Adaptativo Multi-Agente para la planificación y ejecución de cursos virtuales personalizados*. Medellín, Colombia.

Ricardo, H. (2010). *Introducción a los sistemas de control*. Mexico: Prentice Hall.

Rodríguez Daniel, B. C. (2005). *Análisis y control de sistemas en espacios de estado. Identificación de sistemas. Control Adaptativo. Control Predictivo*.

Rodríguez F., L. M. (1996). *Control Adaptativo y Robusto*. Sevilla.

Vázquez Labrador, F. L. (2008). *Diseño y control del convertidor HBCC*. Cataluña.