

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ
FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERIA



PONTIFICIA
UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DEL PERÚ

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN ACTUADOR ELECTRÓNICO PARA
REGULAR LA POTENCIA ELÉCTRICA AC HASTA 2000 W**

Tesis para optar el título de Ingeniero Electrónico, que presenta el bachiller:

Pedro Martín Hinostroza Noreña

ASESOR: José Dávalos Pinto

Lima, enero del 2014

RESUMEN

La poca disponibilidad en el mercado nacional, alto costo y sobredimensionamiento de actuadores electrónicos para el control de temperatura en hornos eléctricos, conlleva a plantear el diseño e implementación de un sistema que se desempeñe de manera eficiente bajo las mismas condiciones de operación. .

El objetivo es de diseñar e implementar un actuador electrónico para regular la potencia eléctrica AC hasta 2000 W. El método seguido considera, primero investigar sobre los actuadores electrónicos para control de temperatura disponibles en el mercado, estudiar la tecnología y tendencias sobre regulación de potencia. Luego se identifica los requisitos para el diseño del sistema. Se plantea una posible solución, con la posterior selección de componentes y simulaciones para corroborar la funcionalidad y eficiencia del diseño. Finalmente, se realizara la implementación del circuito, realizando mediciones con un multímetro, un osciloscopio y un vatímetro; de esta forma se corrobora el diseño y simulaciones realizadas previamente.

Los resultados demuestran el correcto funcionamiento del sistema, logrando dosificar la potencia AC hacia una carga resistiva de manera proporcional a una señal de control.

Se concluye que la propuesta presentada en este trabajo de tesis cumple con la funcionalidad y requisitos de un actuador electrónico de 2000W orientado al control de temperatura en hornos eléctricos.

INDICE

INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO 1: ACTUADORES ELECTRÓNICOS	2
1.1. Planteamiento del problema	2
1.2. Justificación	3
1.3. Alcances y limitaciones	3
1.4. Formulación del problema	3
1.5. Objetivos	3
1.5.1. Objetivo general	3
1.5.2. Objetivos específicos	3
CAPÍTULO 2: REGULACION DE POTENCIA ELÉCTRICA AC.....	4
2.1. Tecnologías existentes en la actualidad	4
2.1.1. Métodos de regulación	4
2.1.2. Productos existentes en el mercado	6
2.1.3. Investigación y desarrollo	9
2.2. Modelo teórico	12
CAPÍTULO 3: DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL ACTUADOR	14
3.1. Requerimientos de diseño	14
3.2. Propuesta de solución	15
3.3. Procedimiento	16
3.3.1. Selección de componentes	16
3.3.2. Diseño	20
CAPÍTULO 4: PRUEBAS Y RESULTADOS	41
4.1. Simulaciones	41
4.2. Pruebas	46
4.3. Presupuesto	50
4.4. Resultados	51
CONCLUSIONES	52
RECOMENDACIONES	53
BIBLIOGRAFIA	54
ANEXOS	59

INTRODUCCIÓN

En los últimos años los sistemas de control automático han desempeñado un papel vital en el avance de la ingeniería y la ciencia. Además se han convertido en una parte importante e integral de los procesos modernos industriales y de fabricación.

La necesidad por mejorar la productividad, conseguir un comportamiento óptimo de los sistemas dinámicos o simplificar el trabajo en operaciones repetitivas y rutinarias hizo que su aplicación no tenga límites en cualquier ámbito de la actividad humana. Por ello la demanda de nuevos equipos, en particular en actuadores electrónicos para hornos eléctricos, resultan en una disyuntiva debido a su alto costo, sobredimensionamiento y difícil adquisición en el país.

En el capítulo 1 del presente trabajo de tesis, se plantea la problemática de los actuadores electrónicos y se definen alcances, limitaciones y los objetivos que se quiere lograr.

El capítulo 2 presenta los productos comerciales que abordan la regulación de potencia AC, además se muestra las tecnologías disponibles y tendencias actuales para lograr una mejor regulación de potencia.

En el capítulo 3 se establecen los requisitos del sistema y la propuesta de solución, en base a la cual se desarrolla el diseño y la posterior implementación del sistema.

Finalmente, en el capítulo 4 se documenta las simulaciones del diseño, las pruebas y mediciones realizadas durante la implementación.

CAPÍTULO 1

ACTUADORES ELECTRÓNICOS

1.1. Planteamiento

Los sistemas de control automático han desempeñado un papel vital en el avance de la ingeniería se han convertido en una parte importante e integral de los procesos industriales. La necesidad por mejorar la productividad, conseguir un comportamiento óptimo de los sistemas dinámicos o simplificar el trabajo en operaciones repetitivas y rutinarias hizo que su aplicación no tenga límites en cualquier ámbito de la actividad humana. Por lo cual para cubrir la demanda de diferentes y variados clientes se desarrollaron tecnologías con distintas tendencias. Por un lado los controladores debían ser versátiles y programables, mientras los actuadores debían ser personalizados y específicos para cada aplicación [22].

Es así que los actuadores, o elementos de control final, son de diferentes tipos neumáticos, mecánicos, eléctricos, electrónicos, etc., además de presentar diferentes modelos y características. Los actuadores más utilizados en la industria son las válvulas y motores, debido a que siempre se controlan fluidos y maquinas rotativas, es esta la razón por la cual existen, actualmente en el mercado, muchos proveedores que puedan ofrecer este tipo de productos con ciertas diferencias en precios, prestaciones y calidad [6]. Por lo cual un cliente puede escoger el producto que mejor cumpla con sus requerimientos. Sin embargo en el caso de un actuador electrónico, las opciones de compra en el país son casi nulas. Por lo cual se tiene que buscar y adquirir en el exterior, que por lo general es tecnología costosa, teniendo en cuenta además de pagos extra en aduana, lo cual hace que el proyecto que se pretende implementar sea mucho más costoso que las cotizaciones iniciales.

El diseño e implementación de un actuador electrónico que permita regular la potencia eléctrica que se entrega a una resistencia eléctrica, tiene que considerar la eficiencia y la prestaciones con la que cuentan los equipos modernos, además del costo que pueda involucrar su implementación; y finalmente se tiene que tener en cuenta su respuesta lineal respecto a la señal del controlador. El uso de un actuador que no posea una excelente relación precio/calidad o una respuesta lineal aceptable pone en riesgo la factibilidad del sistema de control del cual va a formar parte.

1.2. Justificación

El presente estudio es importante debido a que el diseño e implementación de un actuador electrónico basado en SCR's impulsará el desarrollo de tecnología de controladores de temperatura para hornos. Presenta la oportunidad de generar tecnología nacional para regular la potencia AC para controlar la temperatura de un horno eléctrico.

1.3. Alcances y limitaciones

El diseño del actuador busca principalmente regular la potencia eléctrica en corriente alterna en una resistencia eléctrica. Por lo tanto los dispositivos o componentes utilizados debe ser capaces de controlar la conducción de los rectificadores de silicio hasta alcanzar una potencia de 2000 W. Un punto importante que se debe tener en cuenta es la señal que recibirá del controlador pues esta señal será la que condicione el subsistema de acondicionamiento de la señal [17] [20]. La señal de control permitida en la entrada es de 1 a 5 VDC o 4 a 20 mA. Otro punto que limita el uso de este dispositivo, es que usará una tensión monofásica de 220 Vrms [8]. Este actuador electrónico será diseñado para el laboratorio de física de la PUCP.

1.4. Formulación del problema

¿Cómo diseñar e implementar un actuador electrónico que cumpla con los requerimientos del horno eléctrico de 2000W?

1.5. Objetivos

1.5.1. Objetivo Generales

Diseñar e implementar un actuador electrónico que regule la potencia eléctrica de un horno eléctrico hasta 2000 W.

1.5.2 Objetivos Específicos

- 1) Diseñar un circuito de disparo que permita controlar la conducción de dos SCRs en anti paralelo a partir de una señal de control de 1 a 5 VDC o 4 a 20 mA.
- 2) Implementar del circuito de potencia basado en SCRs capaz de regular la potencia eléctrica de 2000 W.

CAPÍTULO 2

REGULACIÓN DE POTENCIA ELÉCTRICA AC

2.1. Tecnologías existentes en la actualidad

Los sistemas de control automático, en especial en procesos industriales altamente sofisticados como hornos, tratamientos térmicos, maquinas de extrusión, maquinas de hilar fibra sintética, etc., requieren que la potencia eléctrica entregada a las resistencias finales de calefacción sea regulada. Es por esta razón que actualmente se ofrecen muchas soluciones tecnológicas que abordan este problema.

2.1.1. Métodos de regulación

Si un tiristor conmutador se conecta entre la alimentación AC y la carga, es posible controlar el flujo de potencia variando el valor rms del voltaje AC aplicado a la carga; este tipo de circuito de potencia se conoce como un controlador de voltaje AC. Para la transferencia de potencia, normalmente se utilizan dos tipos de control [27].

- Control de abrir y cerrar (todo o nada)
- Control de ángulo de fase.
- Control de amplitud.

Control de abrir y cerrar o también llamado control “on-off” o burst firing control, es un método de regulación en el cual los tiristores conectan la carga a la fuente AC durante unos cuantos ciclos de voltaje de entrada y a continuación la desconectan por unos cuantos ciclos más [27], como se observa en la Figura 2.1. Dado que se suelen utilizar tiristores como elemento de control, el encendido y apagado solo se realiza en el paso por cero de la tensión de alimentación. Ello permite una reducción importante en el número de armónicos generados [28]. El periodo de encendido y apagado puede ser tan pequeño como la duración de un ciclo [29].

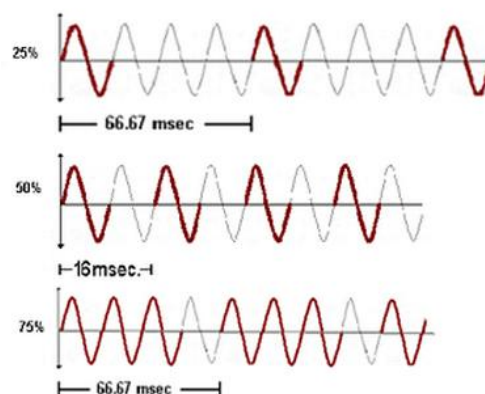


Figura 2.1 Regulación de potencia “Burst Firing control” [30].

Control de ángulo de fase es un método de regulación en el cual los tiristores conectan la carga a la fuente AC durante una porción menor o igual a un semiciclo [27]. El control se realiza retrasando el ángulo de disparo del tiristor. Usualmente se habla de ángulo de disparo, o ángulo de fase α , como el instante de tiempo (expresado en grados) a partir del paso por cero de la tensión de entrada en el que se dispara el tiristor. Para el caso de una carga resistiva el ángulo de disparo puede variar entre 0° a 180° [28]. El principio de funcionamiento se puede apreciar en la Figura 2.2

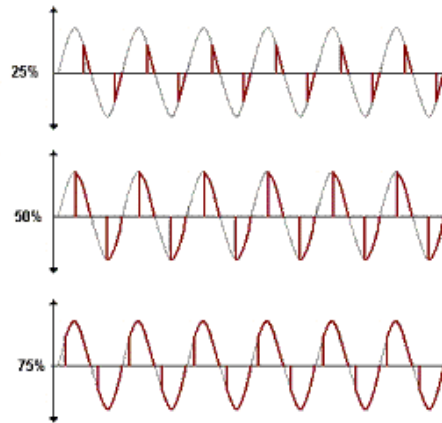


Figura 2.2 Regulación de potencia por ángulo de fase” [30].

Los fabricantes basaron su tecnología tanto en SCR y TRIAC implementando el tipo de control de fase directa. Sin embargo, uno de los problemas que se tenía con respecto a esta tecnología es que al momento del disparo la corriente se elevaba en muy poco tiempo lo que generaba armónicos en la fuente de alimentación, así como también interferencia electromagnética (EMI), radiada por la carga del circuito. Es así que se comenzó a investigar y desarrollar nuevas tendencias que permitan atenuar o solucionar estos inconvenientes, un ejemplo claro es uso de un tipo de control de fase inversa con nuevos y mejores semiconductores (*Figura 2.3*) [9] [11].

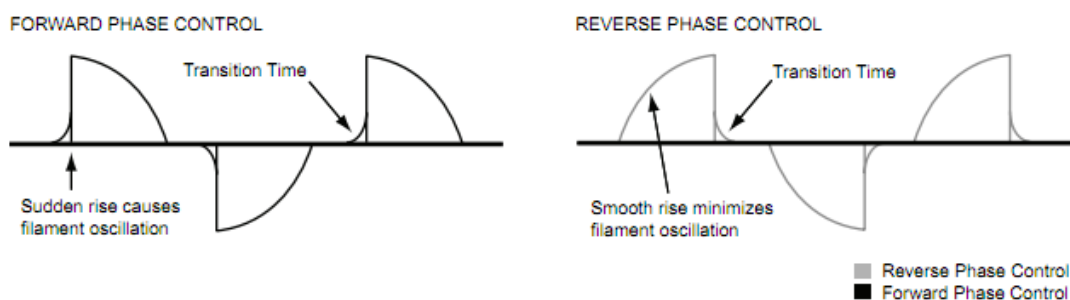


Figura 2.3. Tipos de control de fase directa e inversa [10]

Actualmente, gracias a la investigación y desarrollo en semiconductores de potencia, se han mejorado enormemente las prestaciones y características, como mayores velocidades de conmutación y mayor capacidad para manejar altas corrientes y voltajes, tales son el caso del IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) y MOSFETs que hicieron posible la producción de circuitos de control de fase (directa como inversa) con una aceptable interferencia electromagnética y distorsión de armónicos. Sin embargo, la necesidad de disipación de calor es una necesidad recurrente en estos dispositivos de conmutación que hace necesario tener medidas activas de control de calor [10] [5].

El uso de cualquiera de los métodos de regulación debe ser sujeto a una evaluación de costo, flexibilidad de control, tiempo promedio antes de fallas. Sin embargo, para cargas resistivas y potencia media, el método de control todo o nada posee ventajas claras, genera menos armónicos y posee un mayor factor de potencia debido a que trabaja con ondas de seno completas [30].

2.1.2. Productos existentes en el mercado

Thyro-S es un tiristor interruptor con habilidad para comunicarse. Es llamado también controlador de potencia o simplemente controlador. Este dispositivo puede ser utilizado en aplicaciones en las cuales los voltajes o corrientes que necesiten ser controladas. Thyro-S es preferible para alimentación directa en cargas resistivas.

Como Tiristor Interruptor de fácil conexión con seguridad operativa y monitorización de carga, el Thyro-S maneja grandes intensidades de corriente, tensiones y potencia. Puede ser conectado a sistemas de bus, utilizados en funcionamiento independiente, o junto a controladores de proceso, PLC y sistemas informáticos [16].

Se puede utilizar con el software de programación de AEG-Thyro-Tool Family, que prevé rápida puesta en marcha y simple visualización. Siendo fácil de poner en marcha, el nuevo interruptor Thyro-S es una elección para un amplio campo de aplicaciones para tecnologías de proceso. Además de su poco mantenimiento y alto rendimiento, es de manejo sencillo y poca necesidad de espacio, además es capaz de manejar tensiones monofásicas nominales de 230, 400 y 500 V; así como intensidades de corriente de 16 – 280 A. Este equipo se puede conectar a una arquitectura de red mediante Profibus DP, Modbus RTU o Devicenet [16].

Modulo SolutionQ Portable de dos canales de State Automation incorpora un control de fase. Esta tecnología ha sido diseñada por State Automation de tal manera que sea confiable y eficiente. El equipo es capaz de recibir señales DMX desde los escritorios de control de iluminación es ideal para las peores condiciones ambientales de altas temperaturas en las barras de iluminación. Un funcionamiento silencioso hace que sea ideal para un estudio o sala de conciertos. El dispositivo cuenta con protección de sobrecarga y protección de cortocircuito, además de cumplir con los requisitos de rendimiento para la regulación de cargas capacitivas y resistivas. El modulo cuenta con una entrada monofásica de 230 Vrms, pudiendo manejar potencias de 2.4 a 5 kW, además de trabajar a una corriente máxima de 25 A y una frecuencia de 40 a 80 Hz [15].

El SC2000 es una tarjeta de control de tiristores monofásica, la característica principal es su versatilidad de regulación que permite su uso para aplicaciones diversas. La regulación se puede hacer en tensión e intensidad mediante potenciómetros o señales exteriores, dispone también de protección contra picos de intensidad, rampa de arranque, paro-marca (bloqueo) por contacto, posibilidad de shunt en terminal + o - y entrada directa de transformadores de intensidad. Las aplicaciones principales de esta tarjeta son aquellas donde se necesite un control seguro de grandes intensidades mediante un conjunto de tiristores, por ejemplo baños galvánicos, procesos electrolíticos, hornos e iluminación. La tarjeta trabaja con una alimentación de 230/400 Vrms a 42 a 63 Hz, con un tipo de carga monofásica. El control de tensión, el control de intensidad y el ángulo de disparo se dan en función a una señal analógica de entrada de 0 a 10 VDC [12].

El SC2002 es una tarjeta de disparo de tiristores modular que permite el disparo de circuitos polifásicos mediante varias opciones de control del ángulo de conducción. Puede trabajar con cargas monofásicas o polifásicas, el disparo se da mediante un tren de pulsos de una corriente mínima de 200 mA y una tensión máxima de disparo de 3 VDC. El control del ángulo de conducción es una señal analógica de 0 a 10 VDC [13].

El SC6000 es una tarjeta de disparo de tiristores trifásica por ángulo de fase, alimentación hasta 400 Vrms. Su versatilidad le permite regular la mayoría de circuitos de rectificación y control. Regulación en tensión e intensidad, además de contar con múltiples opciones. El voltaje de alimentación es 230 o 400 VAC y puede trabajar con

cargas delta o estrella. El control de tensión, el control de intensidad y el ángulo de disparo se dan en función a una señal analógica de entrada de 0 a 10 VDC [14].

El SCR2000 es un dispositivo diseñado principalmente para el tipo de control todo o nada en cargas resistivas de media y alta corriente. Basado principalmente en un circuito de mando MOSFET y un control de disparo por cero (voltaje). Tiene la capacidad de manejar corrientes desde 63 a 800 A y pueden ser controlada por una señal analógica de entrada de 1 a 5 VDC, 1 a 5 VDC, 0 a 10 VDC, además de 0 a 20 mA y 4 a 20 mA [31].

EL 7100A es un controlador de potencia monofásico que trabaja con una alimentación de hasta 500 VAC y con una corriente de 16 a 250 A. Posee además diferentes modos de disparo dependiendo de la aplicación más adecuada y con cargas tanto resistivas como inductivas. La señal de control del dispositivo puede ser 0 a 20 mA, 4 a 20 mA, 0 a 5 VDC o 0 a 10 VDC [32].

El TE200A es un equipo de propósito general diseñado para aplicaciones trifásicas, en las cuales dos fases son conmutadas por el equipo y la tercera fase es conectada directamente. La señal de entrada puede ser configurada como corriente 4 a 20 mA, voltaje 0 a 5 VDC, 0 a 10 VDC o como potenciómetro. La corriente que puede manejar este dispositivo es de 13 a 63 A por fase [33].

El SO3 Range es un controlador todo o nada en modulo compacto diseñado para cargas resistivas con una baja inercia térmica, como lámparas infrarrojas. La fuente de alimentación es hasta 400 VAC y con una corriente máxima de 75 A. La señal de control es una señal análoga de 0 a 10 VDC [34].

El BM-3 es un modulo de control todo o nada que incorpora el modo de disparo MONO-Link de compuerta a compuerta. El salida disparada por cruce por cero tiene una relación variable entre encendido/apagado, la cual es proporcional a la señal de control manual o la señal de entrada de 0 a 2 VDC hasta 0 a 25 VDC. El componente puede trabajar hasta 400 VAC y una frecuencia de 50/60 Hz [35].

2.1.3 Investigación y desarrollo

El Regulador de voltaje con semiconductores es una patente registrada en Estados Unidos desarrollado por inventores israelíes. El circuito es un regulador basado en modulación por ancho de pulsos que regula el voltaje de una fuente potencia AC hacia una carga. El circuito cuenta con una conexión de entrada de potencia AC, una conexión de salida de carga AC, una primera unidad operativa PWM que regula la conducción positiva AC utilizando modulación PWM a una frecuencia substancialmente más alta que la frecuencia AC y una segunda unidad operativa PWM que regula la conducción negativa AC utilizando modulación PWM a una frecuencia substancialmente más alta que la frecuencia AC en la Figura 2.4. La primera unidad PWM no opera en la fase negativa AC y de igual modo la segunda unidad PWM no opera en la fase positiva AC [5].

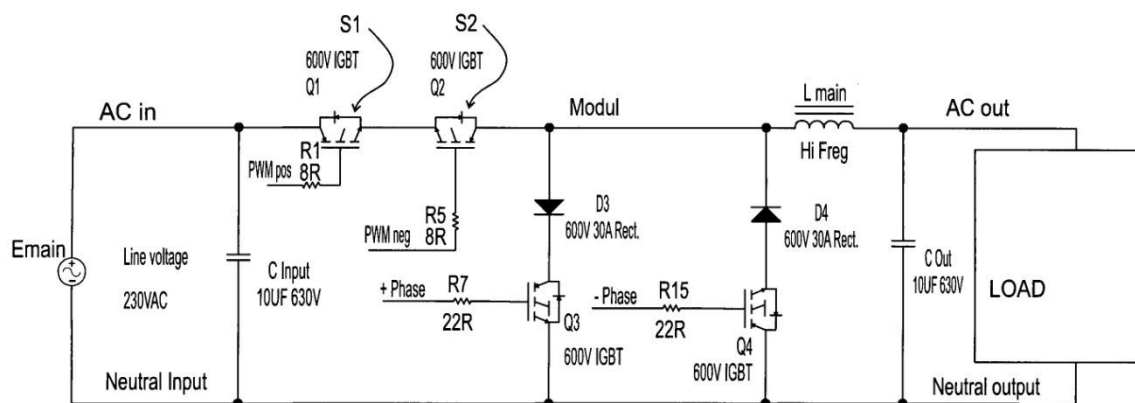


Figura 2.4. Modelo propuesto en la patente [5]

Un control de fase inverso, usando una compuerta NOR. Se denomina control de fase inverso porque, a diferencia de los controles comunes de SCR o TRIAC, la conducción comienza al cruce por cero de la onda sinusoidal AC. Temporizando el punto de apagado de los MOSFETs se controla la potencia hacia la carga. Este tipo de control de fase es ventajoso para usarlo en diferentes tipos de cargas, así como también lámparas incandescentes. En adición a los beneficios al encendido de cruce por cero, se puede hacer de la velocidad de apagado relativamente lenta para lograr una buena operación tanto de interferencia electromagnética (EMI) y ruido en la línea. Debido a que el integrado CMOS tiene una capacidad de conducción limitada, la velocidad de apagado es relativamente lenta. Esta velocidad lenta provee una operación tranquila. En caso se requiera una velocidad aun más lenta, se puede introducir una compuerta

resistiva. Sin embargo, se aprecia que esta modificación incrementara las pérdidas de conmutación, así como también pérdidas en los FETs. Por lo tanto en esta configuración se requiere proveer disipadores de calor y utilizar ratios conservadores para los FETs. El circuito resultante es simple y compacto y, en comparación con los circuitos SCR o TRIAC, no se requiere inductancias especiales para controlar los tiempos de subida [4].

Regulador de voltaje AC es un circuito en el cual el periodo de conductividad de un tiristor es controlado durante cada medio ciclo de una fuente AC para regular el voltaje que llega a la carga a un nivel substancialmente constante mientras que la fuente de voltaje AC fluctúa ampliamente. Una señal proporcional a la variación de voltaje en la fuente AC es derivada por un monitoreo de ese voltaje y comparándolo con un voltaje de referencia. La conducción a través del tiristor cada medio ciclo de la fuente AC es luego retrasada o demorada por un periodo de tiempo el cual es proporcional a esta señal como se muestra en la Figura 2.5 y 2.6.

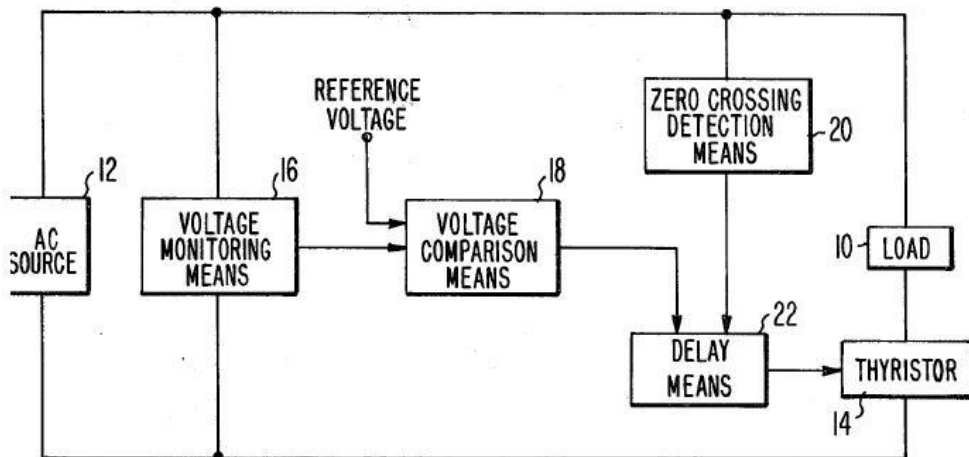


Figura 2.5. Diagrama de bloques del circuito regulador AC [25]

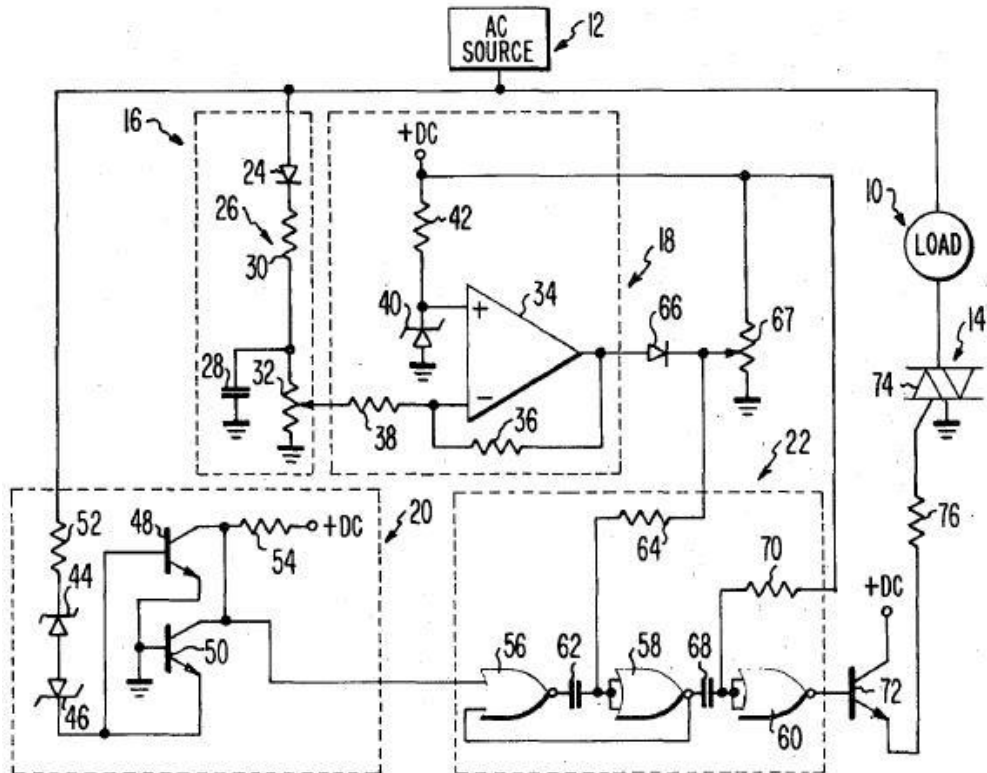


Figura 2.6. Diagrama esquemático del circuito regulador AC [25]

El regulador de voltaje AC mediante PWM es una patente que consiste en un regulador de voltaje AC que provee el voltaje AC deseado hacia una carga como se observa en la Figura 2.7 y 2.8. El voltaje AC deseado se encuentra dentro de un rango predeterminado por encima y por debajo de la fuente de voltaje AC. Este dispositivo posee un transformador, su devanado secundario es configurado para ser conectado en serie con la fuente de voltaje AC y con la carga. Una pluralidad de interruptores están configurados de tal manera que direccionen la corriente directa de la fuente de voltaje AC hacia el devanado primario del transformador. Los interruptores son configurados luego para controlar la dirección en la cual fluye la corriente a través del devanado primario. Un modulador de ancho de pulso controla los interruptores de acuerdo al periodo de ciclo deseado [26].

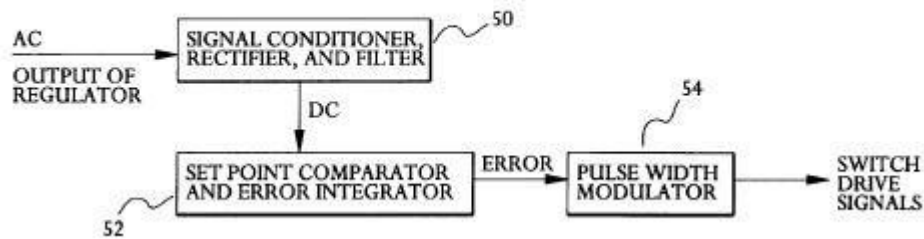


Figura 2.7. Diagrama de bloques del regulador AC usando PWM [26]

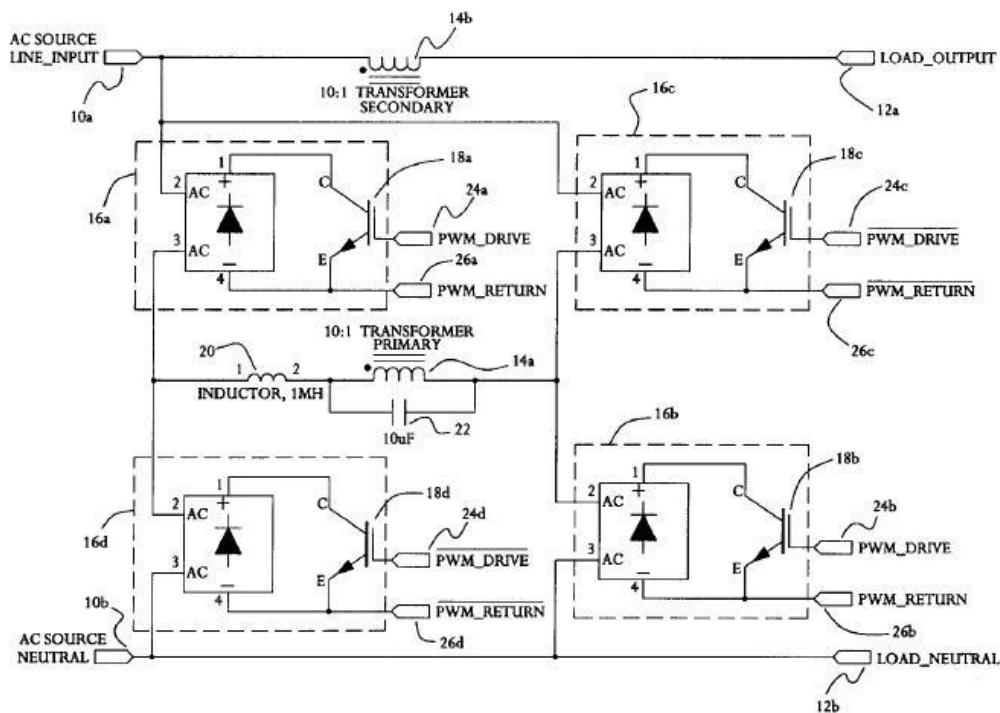


Figura 2.8. Diagrama Eléctrico del regulador AC usando PWM

2.2. Modelo Teórico

Para el desarrollo del actuador electrónico se tiene que tener en consideración las señales que recibirá del controlador y las señales que interactúan con el proceso visto en la Figura 2.9. El presente asunto de estudio puede ser abordado y esquematizado en tres etapas claramente identificadas como se puede observar en la Figura 2.10. Una primera etapa es el acondicionamiento de la señal de control en la entrada. La segunda etapa es el aislamiento de la etapa de control y potencia. Finalmente es la etapa de regulación de potencia de corriente alterna.

El acondicionamiento de señal es la etapa en la cual se recibe la señal de entrada o del controlador, la cual es una señal analógica de 1 a 5 VDC o 4 a 20 mA. Esta señal deberá ser acondicionada a través de varios procesos para generar una señal de mando final la cual tendrá un control todo o nada sobre la etapa de potencia. Un método para conseguir este modo de regulación es generar una onda triangular de frecuencia fija que se compare con una señal continua de control. Además el control electrónico debe incorporar un detector de cruce por cero para lograr la conducción de ciclos enteros de la tensión de entrada [28]. Por esta razón contará con tres subsistemas el acondicionamiento de señal. Uno de ellos será generar una onda triangular de frecuencia fija. El segundo proceso será establecer voltaje de referencia sin importar la polaridad de la señal analógica, tampoco influirá si la señal es dada en voltaje o corriente, se debe establecer un solo voltaje de referencia para ambos. El último proceso es la generación de un detector de cruce por cero. La etapa de acondicionamiento de señal estará basada en amplificadores operacionales [10] [19].

La etapa de aislamiento es una etapa de protección para separar la etapa de potencia y la de control, estará basada en opto-acopladores.

La última etapa es la de regulación de potencia eléctrica, la cual es un tipo de circuito AC – AC o convertidor AC/AC cuya tecnología de implementación estará basada en dos SCRs en anti paralelo, además de utilizar un tipo control de la potencia eléctrica todo o nada o “burst firing control”[8] [28].

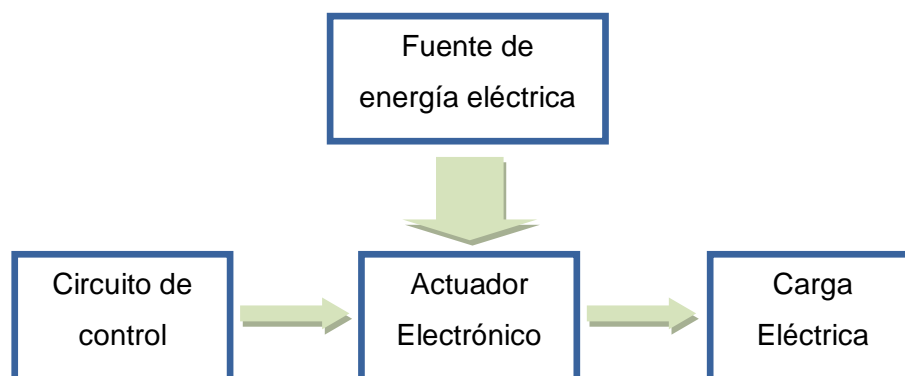


Figura 2.9. Representación del modelo teórico del actuador electrónico.

CAPÍTULO 3

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL ACTUADOR

En el presente capítulo, se plantearán los requisitos de diseño de cada etapa del actuador, ya que en base a estos, se podrá elegir los componentes necesarios y plantear el esquema de solución. Luego, en base a este esquema, se diseñará e implementará cada etapa del actuador.

3.1. Requerimientos de diseño

El presente tema de tesis tiene como requisitos de diseño.

- El actuador está regido por una señal de control de 4 – 20 mA o 1 a 5 VDC.
- La potencia regulada por el actuador es de 0 a 2000 W de manera proporcional con respecto a la señal de control.
- El modo de regulación de la potencia AC es todo o nada.

3.1.1. Acondicionamiento de señal

- La señal de control es de 4 a 20mA, o de 1 a 5 VDC.
- La señal resultante (o voltaje de referencia) debe ser de 1 a 5 VDC.

3.1.2. Generación de señal de mando

- La señal de mando será la resultante de una comparación entre una señal de onda triangular y el voltaje de referencia de 1 a 5 VDC.
- La señal de mando obedece a una regulación de potencia todo o nada.
- La señal de onda triangular tiene como frecuencia 0.6 Hz, un voltaje mínimo de 1 VDC y como voltaje máximo 5 VDC. El periodo de la onda triangular debe ser 100 veces el periodo de la red eléctrica de 60 Hz.

3.1.3. Sincronización de señal de mando

- La señal de mando debe estar sincronizada con la señal de la red eléctrica, para ello el inicio de la señal de mando final debe iniciar cuando el voltaje instantáneo de la red eléctrica es 0 VAC.
- La señal de mando debe enviar alternancias completas, por lo cual el fin de la señal de mando debe terminar cuando el voltaje instantáneo de la red eléctrica es 0 VAC.

3.1.4. Etapa de aislamiento

- La señal de mando final debe activar o desactivar un transistor que trabajara en corte o saturación. La corriente de base no debe ser mayor a 1 mA y la corriente de colector debe ser como mínimo de 10 mA.
- En modo saturación debe habilitar dos opto-acopladores que luego habilitaran la etapa de potencia. Un opto-acoplador debe habilitar de manera independiente a un solo SCR.
- Los opto-acopladores deben soportar en su entrada una corriente de mínimo 10mA.

3.1.5. Etapa de potencia

- La potencia máxima que entrega a la carga resistiva es de 2000 W y para ello utiliza dos SCR en anti paralelo.
- Un SCR entrega como máximo 1000 W y trabaja a una corriente RMS máxima de 6.5 A.

3.1.6. Fuente de alimentación

- La fuente de alimentación de los circuitos del actuador debe entregar los siguientes voltajes +12 VDC, -12 VDC y 5 VDC.

3.2. Propuesta de solución

El actuador electrónico está basado principalmente en amplificadores operacionales que generaran la señal de control, luego elementos opto-acopladores para aislar la etapa de potencia de la etapa de control y finalmente por tiristores SCR que regularan la potencia entregada a la carga resistiva.

Existen muchos métodos de regulación de potencia AC sin embargo para el diseño se eligió el método de control todo o nada (burst-firing control o integral cycle control) pues reduce considerablemente los armónicos generados debido a que la conmutación del tiristor se lleva a cabo cuando el voltaje es cero.

La señal de mando debe encontrarse en sincronización con la red eléctrica y para ello se utiliza una etapa sincronización antes de controlar la etapa de potencia.

Se propone el siguiente diagrama de bloques de la figura 3.2 para la solución del proyecto.

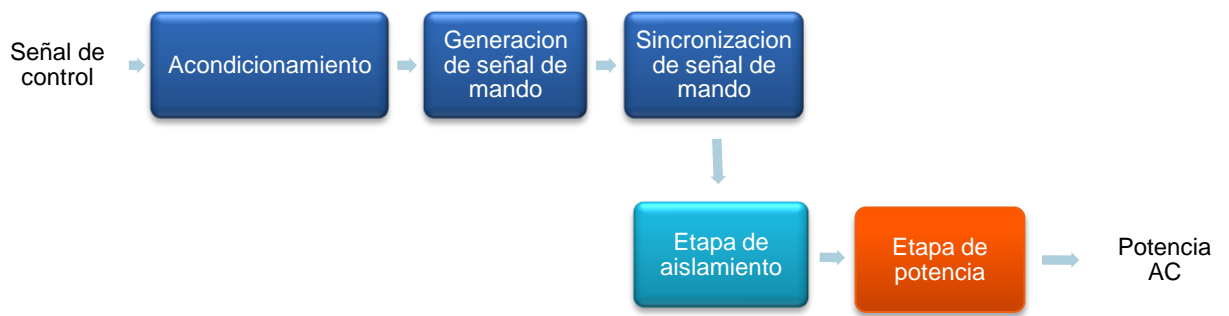


Figura 3.1. Diagrama de bloques del actuador electrónico

3.3. Procedimiento

3.3.1. Selección de componentes

Amplificador Operacional

El LM741 es un amplificador operacional de propósito general y de bajo costo. Además te tener las siguientes características. Ver Anexo A.

- Soporta fuentes de alimentación de +12 y -12 VDC.
- Voltaje de entrada máximo +/- 15 VDC.
- Posee un valor aceptable de CMMR de 90 dB.
- Consumo de potencia típico de 50 mW.
- Corriente de salida en cortocircuito 25 mA.



Figura 3.2. Amplificador Operacional LM741. [36]

Transistor

El componente seleccionado es el transistor de juntura bipolar NPN 2N3904, el cual es de bajo costo, común, capaz de funcionar a bajas intensidades de corriente, bajas potencias, tensiones medias y velocidades razonablemente altas. Ver Anexo B.

- Corriente colector máxima de 200mA.
- Voltaje máximo entre colector y emisor 40 VDC.
- Voltaje CE (sat) es 0.2 VDC.

- Voltaje BE (sat) es 0.85 VDC.
- Beta (sat) aproximadamente 10.
- Puede trabajar con una corriente de base de 1 mA y con una corriente de colector de 10mA.

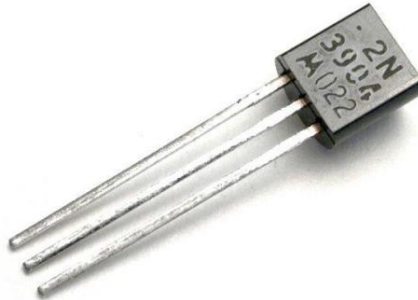


Figura 3.3. Transistor 2N3904. [37]

Flip – Flop “D”

El biestable seleccionado para esta tesis es el Flip – Flop tipo D, DM7474, el cual contiene dos flip – flop D independientes. La señal en la entrada D es aceptada por el componente solo en los flancos de subida en la entrada CLK. Ver Anexo C

- La razón principal por la cual se eligió este componente es debido a la lógica entre sus entradas y su salida. Se requería que la señal de salida (Q) sea igual a la señal de entrada (D) siempre y cuando se ve un flanco de subida (CLK). Ver Figura 3.4.

Inputs				Outputs	
PR	CLR	CLK	D	Q	\bar{Q}
L	H	X	X	H	L
H	L	X	X	L	H
L	L	X	X	H	H
H	H	↑	H	H	L
H	H	↑	L	L	H
H	H	L	X	Q_0	\bar{Q}_0

Figura 3.4. Tabla de función DM7474. [38]

- Trabaja con una fuente de alimentación de +5 VDC.
- Voltaje de entrada en nivel alto, mínima + 2 VDC.
- Voltaje de entrada en nivel bajo, máximo + 0.8 VDC.
- Voltaje de salida en nivel alto, típico + 3.4 VDC.
- Voltaje de salida en nivel bajo, típico + 0.2 VDC.

- Corriente de salida en nivel alto, máximo -0.4 mA.
- Corriente de salida en nivel bajo, Máximo +16 mA.
- Frecuencia de reloj máxima 15 Mhz.



Figura 3.5 Flip-Flop "D", DM7474. [40]

Opto-acoplador

El MCT06 es un opto-acoplador de dos canales. Cada canal cuenta con un transistor NPN acoplado ópticamente a un diodo emisor de luz infrarroja. Las razones por las cuales se eligió el MCT06 se muestran a continuación. Ver Anexo D.

- Es un opto-acoplador dual, por lo cual ya no se requiere un componente adicional.
- Corriente máxima de entrada 60 mA.
- Corriente máxima de colector 30 mA.
- Voltaje de entrada típico 1.2 VDC.
- Voltaje CE (sat) típico 0.15 VDC.
- Disipación máxima 400 mW.

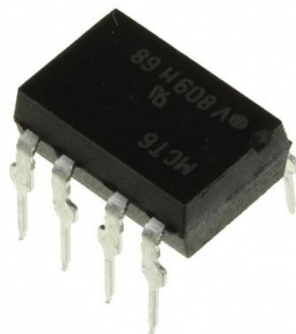


Figura 3.6. Opto-acoplador, MCT6. [41]

Tiristor SCR

El tiristor SCR seleccionado es el BT151. Ver Anexo E.

- Es un tiristor que puede trabajar con una corriente RMS máxima de 12 A.
- Puede operar con un voltaje pico repetitivo en modo apagado, hasta 500V.
- Su corriente de disparo es de 2 mA típico.
- Su corriente de mantenimiento es de 10 mA típico.
- Es de fácil adquisición en el mercado nacional.
- Voltaje de disparo en compuerta es de 0.6 VDC como valor típico.
- Resistencia térmica entre juntura y ambiente 60 °C/W.
- Resistencia térmica entre juntura y base de montaje 1.3 °C/W.



Figura 3.7. Tiristor SCR, BT151. [39]

Diodo Rectificador

El 1N4004 es un diodo de propósito general y de bajo costo. Ver Anexo F. debido a las siguientes razones.

- Su corriente promedio de rectificación es como máximo 1 A.
- Puede operar con un voltaje inverso pico repetitivo de hasta 400 V.
- Voltaje rms máximo es de 280 VAC.
- Voltaje directo máximo 1.1 V.
-



Figura 3.8. Diodo rectificador, 1N4004. [42]

Para los requerimientos del diseño planteado se escogieron los siguientes diodos zener: 1N4742, 1N4733 y 1N4732.

- El diodo 1N4742 tiene un voltaje nominal de 12 VDC por lo cual es importante para la fuente de alimentación de +12 VDC y -12 VDC.
- El diodo 1N4733 tiene un voltaje nominal de 5.1 VDC sin embargo en este caso es necesario para el diseño de la onda triangular.
- El diodo 1M4732 tiene un voltaje nominal de 4.7 VDC lo cual lo hace indicado para colocarse a la entrada del Flip-Flop tipo "D" como medida de protección.
- Son fáciles de conseguir en el mercado nacional.
- Se encuentran en la librería del software de simulación utilizado.
- Se tiene experiencia diseñando e implementado circuitos con estos diodos.



Figura 3.9. Diodo zener, 1N4742. [43]

3.3.2. Diseño

Acondicionamiento de señal

La señal de control que rige al actuador es de 4 a 20 mA (1 a 5 VDC). Por esta razón, se coloca una resistencia de 250 Ω en paralelo a la señal de entrada, teniendo de esta forma una señal de voltaje de 1 a 5 VDC.

Se utiliza un seguidor de voltaje debido a que posee una impedancia de entrada muy alta, proporcionando de esta forma un efecto de aislamiento de la salida respecto de la de entrada, anulando los efectos de carga.

Adicionalmente a ello, el actuador puede operar para ambas polaridades de corriente, debido a que se utiliza un circuito basado en amplificadores operacionales llamado Valor absoluto, el cual es un rectificador de onda completa.

El primer cálculo será uniformizar las señales de control en la entrada, de tal forma que la corriente de control de 4 a 20 mA y el voltaje de control de 1 a 5 VDC, generen como resultado una única señal de referencia. Se eligió utilizar como voltaje de

referencia la señal de 1 a 5 VDC, siendo necesario convertir la señal de corriente en voltaje.

Corriente de control min = 4 mA

Voltaje de referencia min = 1 VDC

$$R_{in} = \frac{V_c}{I_c} = \frac{1 \text{ VDC}}{4 \text{ mA}} = 250 \Omega$$

Corriente de control max = 20 mA

Voltaje de referencia max = 5 VDC

$$R_{in} = \frac{V_c}{I_c} = \frac{5 \text{ VDC}}{20 \text{ mA}} = 250 \Omega$$

$$V_{in} = I_c \cdot R_{in} = I_c \cdot 250 \Omega = [1, 5] \text{ VDC}$$

Colocando una resistencia en paralelo de 250Ω , se obtiene un voltaje de referencia [1 - 5] VDC.

Seguidor de Voltaje

El siguiente circuito es el seguidor de voltaje que nos permitirá principalmente anular los efectos de carga y aislar las etapas siguientes de la señal de entrada.

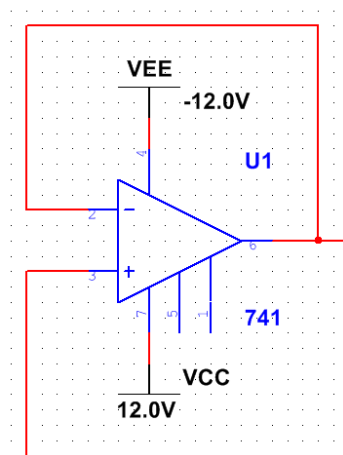


Figura 3.10. Seguidor de voltaje

En la Figura 3.10, se puede apreciar al OPAMP (amplificador operacional) U1 en una configuración de seguidor de voltaje. El voltaje de salida del OPAMP U1 (V_{out1}) tiene la siguiente función con respecto a la entrada:

$$V_{out1} = V_{in} \tag{3.1}$$

Valor absoluto

Este subsistema está diseñado principalmente como protección de una polaridad inversa en las señales de control, incluso será capaz de trabajar con cualquier polaridad. Este subsistema cuenta con dos partes.

Rectificador de media onda. es la primera etapa del valor absoluto como se puede observar en la Figura 3.11.

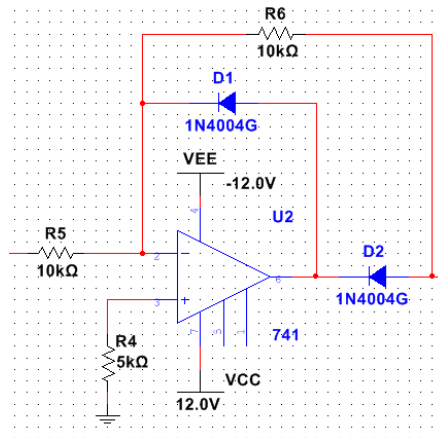


Figura 3.11. Rectificador de media onda

En esta Figura 3.11, se observa al OPAMP U2 en una configuración de rectificador de media onda, y además la señal Vout1 ingresa a la entrada inversora de U2 a través de la resistencia R5. El voltaje de salida del OPAMP2 (Vout 2) con respecto a la señal Vout1 es el siguiente:

Cuando $V_{out1} < 0$, Vout2 es la más positiva por lo cual:

D1 conduce y D2 no conduce.

$$V_{out2} = 0 \text{ V} \quad (3.2)$$

Cuando $V_{out1} > 0$, Vout2 es la más negativa por lo cual:

D1 no conduce y D2 si conduce.

$$V_{out2} = \frac{-V_{out1} \cdot R_6}{R_5} \quad (3.3)$$

Al ser parte de un circuito de valor absoluto solo se requiere que la ganancia final sea de $|1|$. Por lo cual $R_6 = R_5$ y $R_4 = R_6 // R_5$ para reducir el efecto de BIAS. $R_6 = R_5 = R$, $R_4 = R/2$.

$$V_{out2} = -V_{out1} \quad (3.4)$$

El sumador inversor es la segunda etapa del valor absoluto que puede ser apreciado en la Figura 3.12.

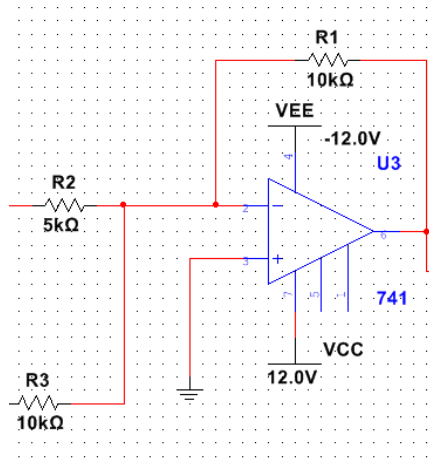


Figura 3.12. Sumador inversor

En la Figura 3.12 se puede apreciar al OPAMP U3 encargado de la configuración como sumador inversor. Como entradas se tienen al voltaje de salida del OPAMP U2 (V_{out2}) a través de la resistencia R2 y el voltaje de salida del OPAMP U1 (V_{out1}) a través de la resistencia R3. El voltaje de salida del OPAMP U3 (V_{out3}) es explicado a continuación:

$$V_{out3} = \frac{-V_{out2} \cdot R1}{R2} + \frac{-V_{out1} \cdot R1}{R3} \quad (3.5)$$

Cuando $V_{out1} < 0$, reemplazando (3.2) en (3.5)

$$V_{out3} = \frac{-V_{out2} \cdot R1}{R2} + \frac{-V_{out1} \cdot R1}{R3} = \frac{-V_{out1} \cdot R1}{R3}$$

Debido a que el valor de V_{out1} es negativo la salida de V_{out3} es la siguiente:

$$V_{out3} = |V_{out1}| \cdot \frac{R1}{R3} \quad (3.6)$$

Debido a que la ganancia final del valor absoluto debe ser |1|, $R1 = R3 = R$

$$V_{out3} = |V_{out1}| \quad (3.7)$$

Cuando $V_{out1} > 0$, reemplazando (3.4) en (3.5)

$$V_{out3} = \frac{-V_{out2} \cdot R1}{R2} + \frac{-V_{out1} \cdot R1}{R3} = \frac{V_{out1} \cdot R1}{R2} + \frac{-V_{out1} \cdot R1}{R3} = V_{out1} \cdot \left(\frac{R1}{R2} - 1 \right) \quad (3.8)$$

De igual forma, la ganancia final del valor absoluto debe ser |1|.

$$\frac{R1}{R2} - 1 = 1 \quad R2 = R1/2 = R$$

Asumimos un valor comercial para $R = 10 \text{ K}\Omega$

Por lo tanto $R1 = 10 \text{ K}\Omega$, $R2 = 5 \text{ K}\Omega$, $R3 = 10 \text{ K}\Omega$, $R4 = 5 \text{ K}\Omega$, $R5 = 10 \text{ K}\Omega$, $R6 = 10 \text{ K}\Omega$

El circuito concluido del valor absoluto se puede observar en la Figura 3.13.

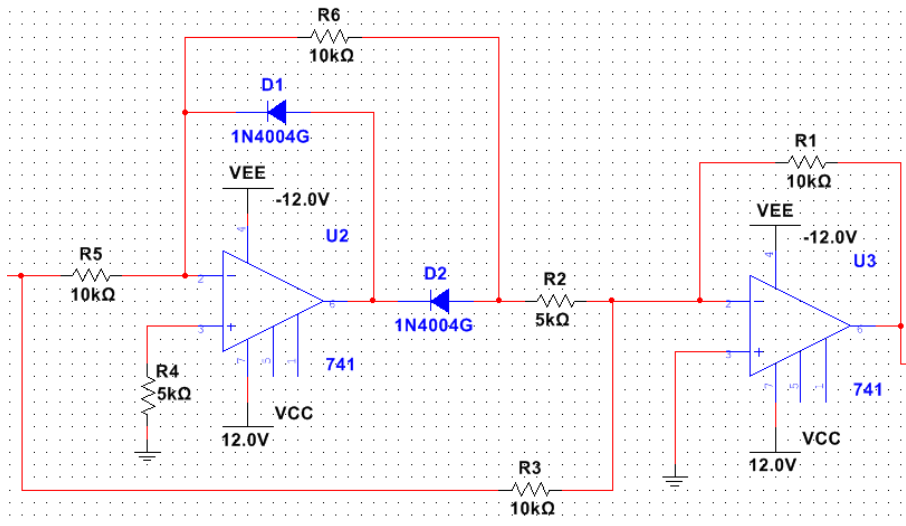


Figura 3.13. Circuito de valor absoluto

Concluido este último sub-sistema se puede visualizar en la Figura 3.14 la etapa completa de acondicionamiento de señal de entrada. La entrada de la señal de control en una resistencia en paralelo, luego el seguidor de voltaje con el OPAMP U1 y finalmente seguido por el circuito de valor absoluto basados en los OPAMP U2 y U3.

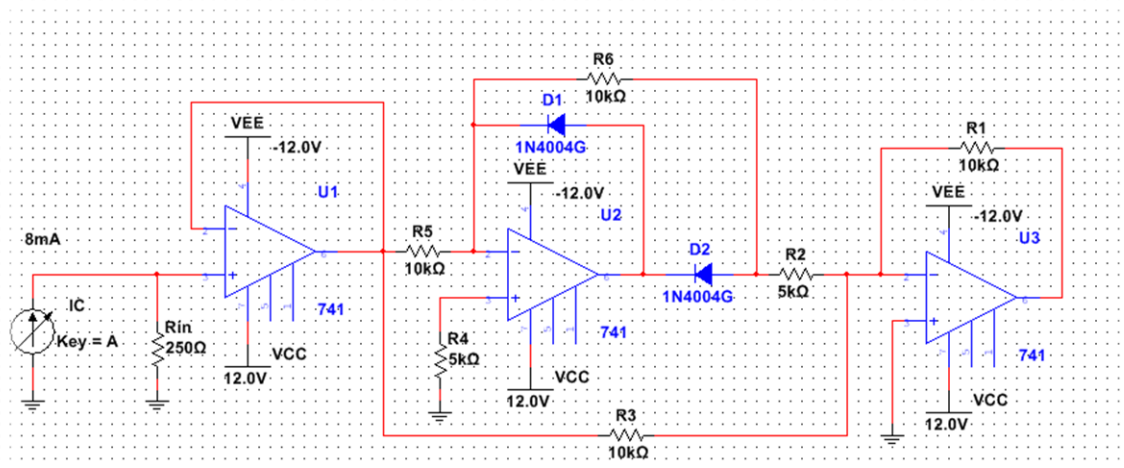


Figura 3.14. Etapa de acondicionamiento de señal

Generación de señal de mando

Un método sencillo de conseguir una señal de mando por control de potencia todo o nada es usar un generador de señal triangular de frecuencia fija que se compare con una señal continua de control [28]. La generación de la señal de onda triangular está

basada en amplificadores operacionales, compuesta de un generador de onda cuadrada y un integrador.

La señal de mando tendrá un nivel de voltaje bajo cuando el voltaje de referencia sea menor al voltaje de la onda triangular. La señal de mando tendrá un nivel de voltaje alto cuando el voltaje de referencia sea mayor al voltaje de la onda triangular.

Onda triangular

La señal de mando debe ser capaz de enviar “n” número de ciclos enteros hacia la carga y desconectar “m” número de ciclos enteros. Por lo tanto la frecuencia fija de la onda triangular está dada por “n+m” ciclos de entrada de alimentación [27]. Debido a que se quiere enviar un número de ciclos enteros, tomamos como referencia $n+m = 100$. Esto implica que el periodo de la señal debe ser 100 veces el periodo de la red eléctrica, de esta forma se podrán enviar paquetes de 100 ciclos enteros. La red eléctrica posee una frecuencia de 60 Hz y un periodo de 16.66 ms, en función a esto la señal de onda triangular tendrá una frecuencia de 0.6 Hz y un periodo aproximado de 1.666 segundos.

La señal de mando será comparada con un voltaje de referencia y dado que el voltaje de referencia (V_{out3}) fluctúa entre 1 y 5 VDC, el voltaje mínimo de la onda triangular debe ser 1 VDC y el voltaje máximo 5 VDC.

El circuito típico de un generador de onda triangular se observa en la Figura 3.15. En la figura se puede observar que el OPAMP U4 genera una onda cuadrada mientras el OPAMP U5 es un integrador que genera la onda triangular a partir de la señal cuadrada. El voltaje de salida del OPAMP U4 (V_{out4}) está limitada por los diodos zener en su salida. Adicionalmente a ello, la señal triangular debe ser desplazada en voltaje para lograr los requisitos de voltaje mínimo y máximo, por esta razón se tiene un voltaje de desplazamiento conectado a la entrada inversora del OPAMP U4.

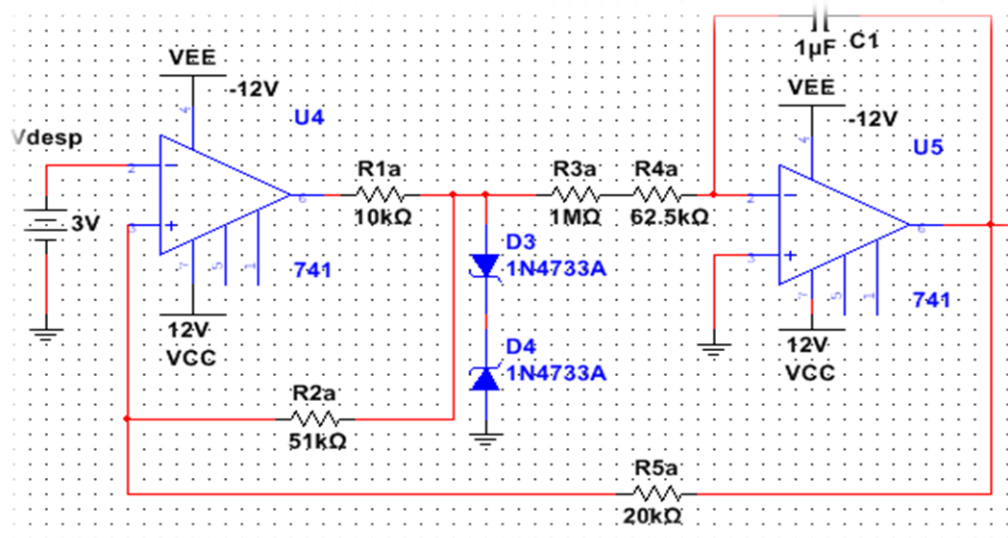


Figura 3.15. Generador de onda triangular

Debido a que la onda triangular puede ser desplazada en voltaje iniciamos el diseño de la onda triangular asumiendo $V_{desp} = 0$ VDC. La respuesta del circuito se puede visualizar en la Figura 3.16.

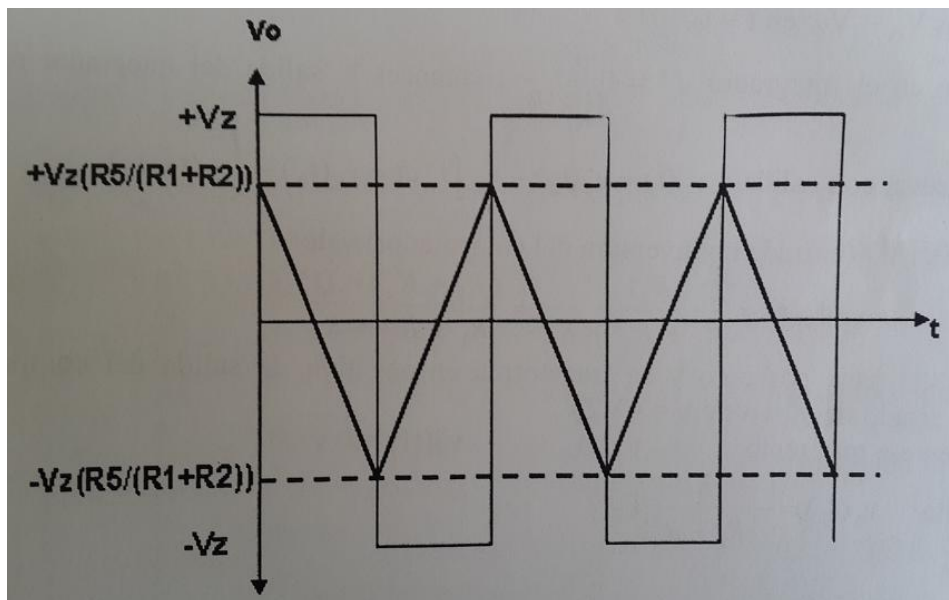


Figura 3.16. Voltaje de onda triangular vs tiempo [49]

Para el circuito diseñado, las resistencias $R5 = R5a$, $R1 + R2 = R2a$ son similares. Por lo tanto el voltaje de la onda triangular debe ser $[-2, 2]$ VDC y la frecuencia de la señal 0.6 Hz.

Las ecuaciones que definen el comportamiento del sistema se presentan a continuación:

La amplitud de la función es: $V_Z \frac{R5a}{R2a}$ (3.9)

La frecuencia está dada por: $\frac{R2a}{4(R3a+R4a)R5a*C}$ (3.10)

La amplitud de la onda triangular requerida es 2V y el diodo zener es de 5.1 V

$$2 = V_Z * \frac{R5a}{R2a} \Rightarrow \frac{R5a}{R2a} = \frac{2}{5.1} \quad (3.11)$$

Se puede asumir trabajar con una $R5a = 20 \text{ k}\Omega$, $R2a = 51 \text{ k}\Omega$

Reemplazando (3.11) en (3.9) y asumiendo un valor de $C = 1 \text{ uF}$

$$0.6 = \frac{1}{4(R3a+R4a)*C} * \frac{R2a}{R5a} \Rightarrow 0.6 = \frac{1}{4(R3a+R4a)*10^{-6}} * \frac{5.1}{2} \Rightarrow (R3a + R4a) = 1.0625 \text{ M}\Omega$$

Reemplazando (3.11) en (3.9) y asumiendo un valor de $C = 0.1 \text{ uF}$

$$0.6 = \frac{1}{4(R3a+R4a)*C} * \frac{R2a}{R5a} \Rightarrow 0.6 = \frac{1}{4(R3a+R4a)*10^{-6}} * \frac{5.1}{2} \Rightarrow (R3a + R4a) = 10.625 \text{ M}\Omega$$

Reemplazando (3.11) en (3.9) y asumiendo un valor de $C = 10 \text{ uF}$

$$0.6 = \frac{1}{4(R3a+R4a)*C} * \frac{R2a}{R5a} \Rightarrow 0.6 = \frac{1}{4(R3a+R4a)*10^{-6}} * \frac{5.1}{2} \Rightarrow (R3a + R4a) = 106.250 \text{ k}\Omega$$

Sin embargo debido a los voltajes de salida positivos y negativos del OPAMP U5, se requiere un condensador cerámico, por ello el de mayor valor comercial que se puede encontrar en el mercado nacional es de 1 uF, por ello se trabaja con un condensador cerámico de 1 uF a 16 V.

Por lo cual $R3a+R4a = 1.0625 \text{ M}\Omega$, de este modo se asume $R3a = 1 \text{ M}\Omega$, $R4a = 62.5 \text{ K}$. Finalmente se determina $R1a = 10 \text{ k}\Omega$ pues solo limita la corriente de salida en el OPAMP U4.

Por lo tanto $R1a = 10 \text{ k}\Omega$, $R2a = 51 \text{ k}\Omega$, $R3a = 1 \text{ M}\Omega$, $R4a = 62.5 \text{ k}\Omega$, $R5a = 20 \text{ k}\Omega$ y $C1 = 1 \text{ uF}$

Comparador

Es un circuito sencillo basado en un amplificador operacional. La comparación se da entre la señal de referencia que proviene del voltaje de salida del OPAMP U3 (V_{out3}) y la señal triangular que proviene de la salida del OPAMP U5 (V_{out5}). Un circuito típico se muestra en la Figura 3.17.

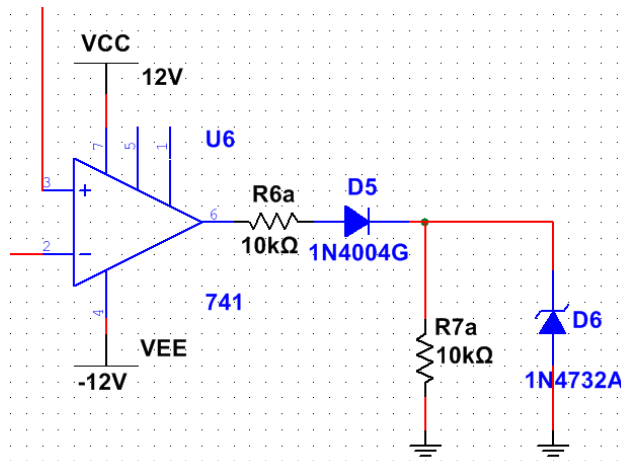


Figura 3.17. Comparador en la generación de señal de mando.

En la Figura 3.17 se puede apreciar como el OPAMP U6 opera como un comparador al conectar el Vout3 en la entrada no inversora de U6 y el Vout5 en la entrada inversora de U6, de este modo la salida de voltaje del OPAMP U6 estará dada por la siguiente función:

Si $V_{out3} > V_{out5}$, $V_{out6} = +V_{sat} = +12\text{VDC}$

Si $V_{out3} < V_{out5}$, $V_{out6} = -V_{sat} = -12\text{VDC}$

Esta señal Vout6 ingresa a la entrada D del Flip-Flip DM7474 y por esta razón colocamos un diodo zener a la salida del U6 para limitar el voltaje Vout6 en 4.7 V.

Esto conlleva la implementación de tres elementos adicionales al zener. Primero se utiliza el diodo D5 para limitar la salida Vout6 solo a voltajes positivos. Sin embargo para voltajes negativos D5 no conduce y esto podría generar ruido indeseable en las entradas del Flip-Flop, por ello se utiliza la resistencia R7a para operar como una resistencia de “pull-down”. La resistencia R7a con un valor de 10 kΩ opera sin problemas pues solo trabaja como “pull-down”. Finalmente se requiere limitar la corriente de salida del OPAMP U6 pues su corriente máxima es 25 mA. La resistencia R6a con un valor aproximado de 10 kΩ es utilizada para este propósito, limitando la corriente como sigue:

$$I_{out6} = \frac{V_s - V_d - V_z}{R_{6d}} = \frac{12 - 1.1 - 4.7}{R_{6d}} = 6.2\text{ mA}$$

Por lo tanto $R_{6a} = 10\text{ k}\Omega$ y $R_{7a} = 10\text{ k}\Omega$.

El voltaje mínimo detectado como voltaje alto por el 7474 es de 2 VDC.

Si $V_{out3} > V_{out5}$, $V_{out6} = +V_z = +4.7\text{ VDC}$

Si $V_{out3} < V_{out5}$, $V_{out6} = -V_z = -0.7 \text{ VDC}$

La etapa completa de la generación de señal de mando se puede observar en la Figura 3.18, en la cual la generación de la onda triangular está en función de los OPAMP U4 y U5. Luego se da la comparación entre la señal triangular (V_{out5}) y voltaje de referencia (V_{out3}) a cargo del OPAMP U6.

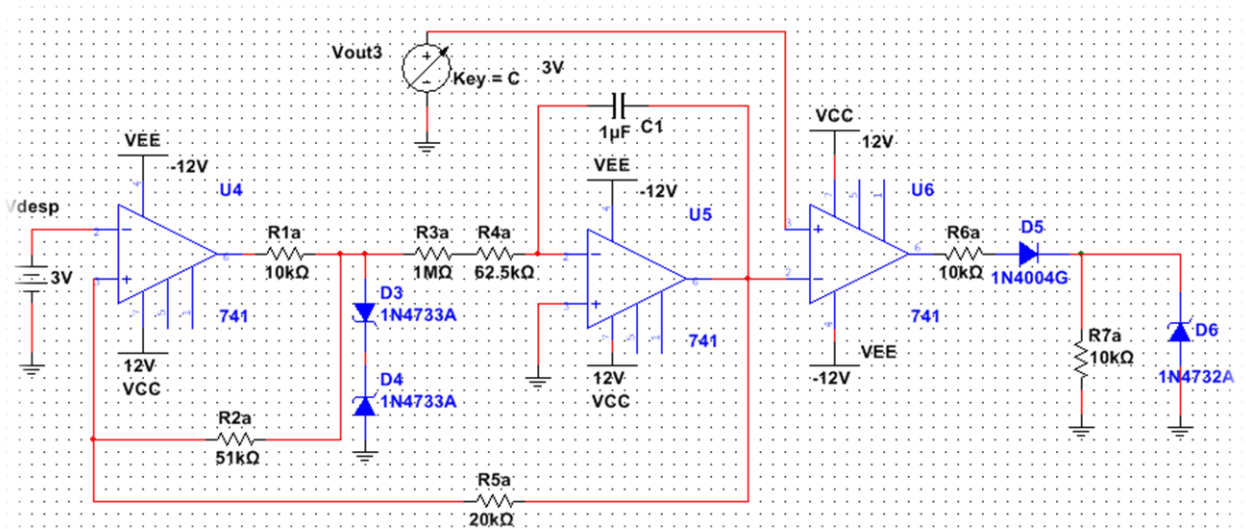


Figura 3.18. Etapa de generación de señal de mando

Sincronización de señal de mando

La sincronización se logra utilizando un circuito detector de cruce por cero basado en un amplificador operacional utilizado como comparador. Esta señal será utilizada como referente al momento de sincronizar la señal de mando.

Debido a que el método utilizado de regulación de potencia AC es todo o nada, se tienen que enviar las alternancias completas. Una alternancia de la red eléctrica empieza cuando su voltaje instantáneo es 0 VAC y está a punto de iniciar su alternancia positiva. Esta alternancia termina cuando su voltaje instantáneo es 0 VAC y está a punto de iniciar una nueva alternancia positiva.

Si se toma esto en cuenta y la señal del detector de cruce por cero, se llega a la conclusión de que una alternancia empieza en un flanco de subida del detector y termina en otro flanco de subida.

La señal de mando final tendrá un nivel alto de voltaje siempre y cuando la señal de mando inicial tenga un nivel alto de voltaje y se produzca un flanco de subida. De la misma forma, la señal de mando final tendrá un nivel bajo de voltaje cuando la señal

de mando inicial tenga un nivel bajo de voltaje y se produzca un flanco de subida. Entonces, la señal de mando final estará sincronizada con los flancos de subida. El dispositivo encargado de sincronizar la señal de mando final es un biestable o flip-flop.

Detector de cruce por cero

Se posee un transformador con toma central que puede entregar 12 VAC RMS, el cual servirá como referencia para realizar el detector de cruce por cero. El voltaje máximo que puede entregar esta toma del transformador es de +/- 16.97 V. El voltaje de entrada a un LM741 es como máximo +/- 15 V por lo cual se requirió utilizar un divisor de voltaje antes de conectarlo a su entrada no inversora.

Con un divisor de voltaje entre dos, la señal es óptima para poder ingresar a la entrada del OPAMP. Para ello se utiliza dos resistencias R1b y R2b para las cuales se asume un valor de 10 K Ω .

Por lo tanto R1b = 10 K Ω , R2b = 10 K Ω , R3b = 10 K Ω y R4b = 10 K Ω .

Como una medida de protección adicional a la entrada del amplificador se colocan dos diodos en antiparalelo.

Cuando $V_{t1} \gg 0$

D7: No conduce, D8: Conduce

$V_{in+7} = V_d$, y $V_{in-7} = 0$ V. $\Rightarrow V_{out7} = +V_{sat}$

Cuando $V_{t1} \ll 0$

D7: Conduce, D8: No conduce

$V_{in+7} = -V_d$, y $V_{in-7} = 0$ V. $\Rightarrow V_{out7} = -V_{sat}$

Esto significa que el voltaje en la entrada no-inversora del OPAMP U7 estará limitada entre $[-V_d, +V_d]$ V, para nuestro diseño y debido a que utilizamos un diodo 1N4004 el voltaje será $[-1.1, 1.1]$ V.

Se colocan dos resistencias R3b y R4b en las entradas del amplificador operacional para reducir los efectos de BIAS, se asume un valor de 10 K Ω .

La señal de salida del OPAMP U7 (V_{out7}) será conectada a la entrada CLK del integrado DM7474, por esta razón se coloca un diodo zener a la salida del OPAMP para poder limitar el voltaje en 4.7 V. De la misma forma en la cual se limito el voltaje a la salida del comparador (Véase Figura 3.17), se requiere un diodo D9 que limite solo voltajes positivos en la salida, se requiere una resistencia de R6b de 10 K Ω como

“pull-down” y otra resistencia R5b de 10 K Ω para limitar la salida de corriente de salida del OPAMP U7.

Por lo tanto R1b = 10 K Ω , R2b = 10 K Ω , R3b = 10 K Ω , R4b = 10 K Ω , R5b = 10 K Ω y R6b = 10 K Ω

El circuito detector de cruce por cero se observa en la Figura 3.19.

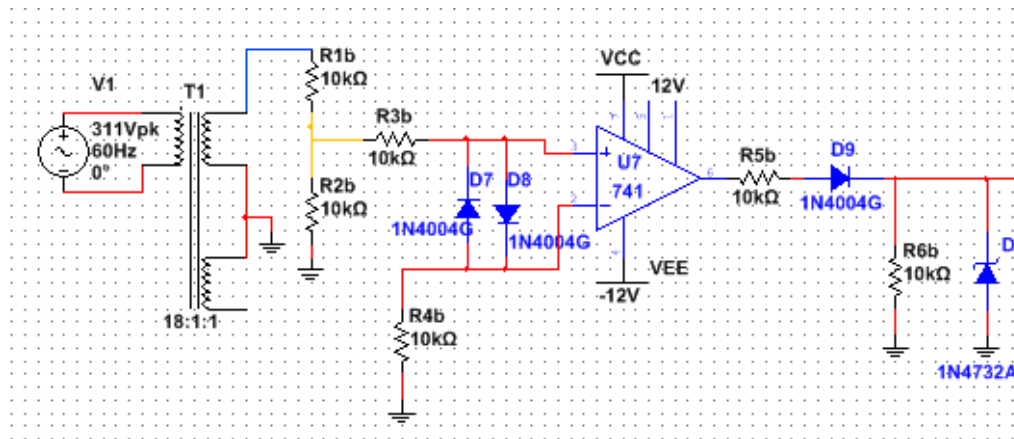


Figura 3.19. Circuito detector de cruce por cero

Flip-Flop “D”

El integrado DM7474 tendrá una alimentación exclusiva de +5 VDC y estará conectado a sus pines de VCC, PR y CLR. El voltaje en sus entradas estarán limitadas en 4.7 V para un voltaje de nivel alto y -0.7 V para un nivel bajo de voltaje. La señal del detector de cruce por cero (Vout7) será conectado al puerto “CLK” del integrado. La señal de mando (Vout6) será conectado al puerto “D” del integrado. El voltaje de salida, V_FFD, típico del Flip-Flop es de 3.4 V en nivel alto y 0.2 V en nivel bajo.

La etapa de sincronización de la señal de mando se puede observar en la Figura 3.20, en la cual se aprecia el circuito detector de cruce por cero conectado al puerto CLK del Flip-flop y la señal de mando se encuentra conectada al puerto D del Flip-Flop.

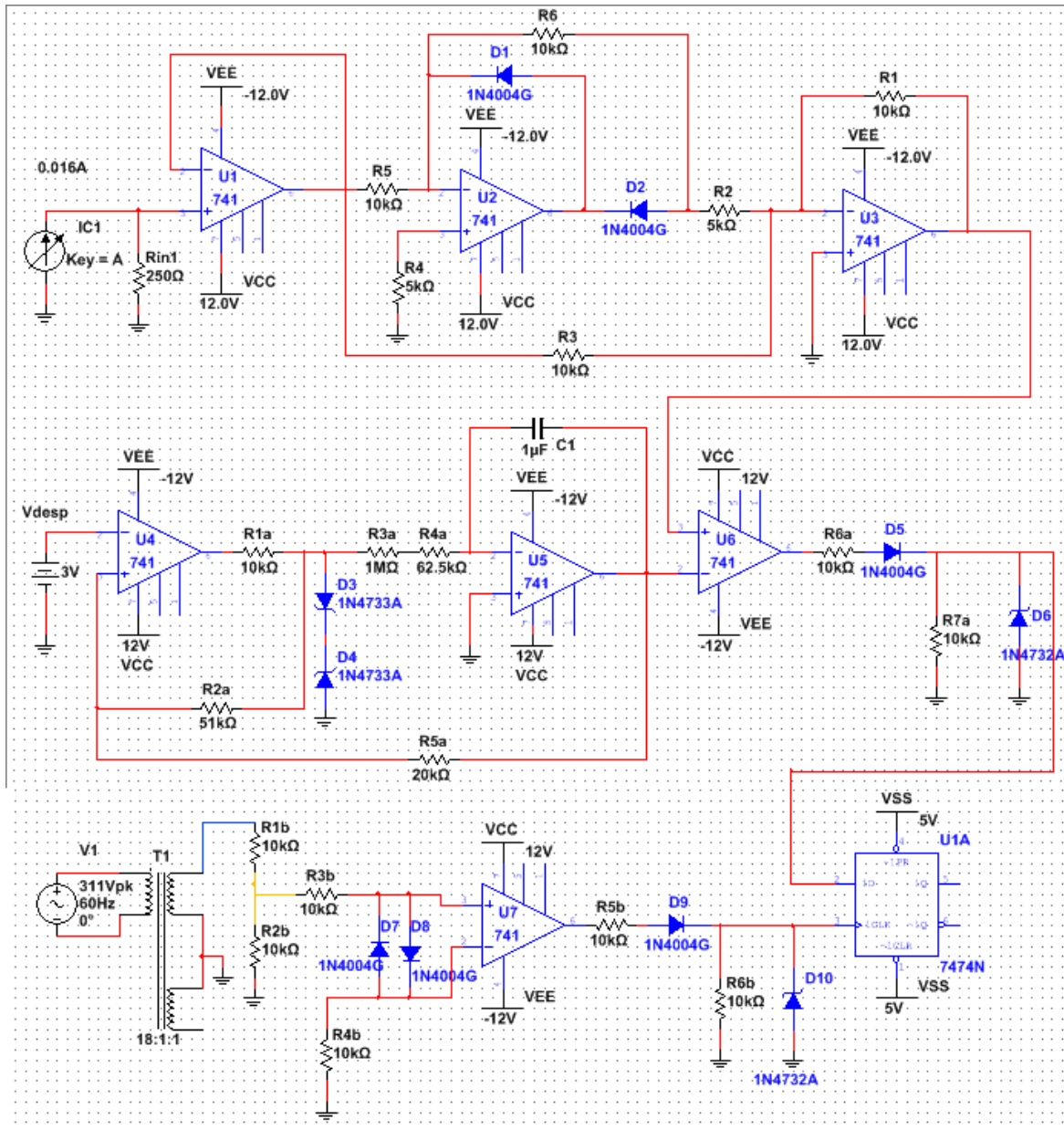


Figura 3.20. Etapa de sincronización de señal de mando

Etapa de aislamiento

El voltaje resultante del biestable será conectado a un seguidor de voltaje para aislar esta señal de entrada de la etapa a la salida, además para proteger al componente biestable debido a sus limitaciones de corriente. De este modo, la salida del amplificador operacional estará conectada a la base del transistor y la corriente necesaria será suministrada por el amplificador y no por el biestable.

El voltaje del biestable define el modo de operación del transistor, cuando él se encuentre en un nivel alto de voltaje el transistor trabajará en modo saturación, mientras que al tener un voltaje de nivel bajo el transistor trabajara en modo corte.

El transistor al encontrarse en modo saturación permite la conducción de corriente a través de la entrada de los opto-acopladores que son los encargados de controlar la conducción de los SCR pues están conectados al terminal de puerta de los SCR.

El transistor opera en corte cuando V_{FFD} es 0.2 VDC y opera en modo saturación cuando V_{FFD} es 3.4 VDC.

La salida del seguidor de voltaje es el mismo que el V_{FFD} .

$$V_{out8} = V_{FFD}.$$

El MCT6 puede trabajar con una corriente máxima de entrada de 60 mA, por lo cual se decide trabajar con una corriente de 10 mA. Esto significa que la corriente en el colector del transistor es de 10 mA y al operar en modo saturación la corriente de base del transistor se opera a 1 mA, se asume beta de saturación igual a 10.

Modo corte ($V_{FFD} = 0.2$ V).

$V_{FFD} < 0.85$ V por lo cual no conduce y se asegura que el transistor opere en modo corte.

Modo saturación ($V_{FFD} = 3.4$ V).

$$I_b = \frac{V_{FFD} - V_{BE}(sat)}{R_{1c}} \Rightarrow R_{1c} = \frac{3.4 - 0.85}{1 \text{ mA}} = \frac{2.55 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 2.55 \text{ k}\Omega$$

Se escoge la resistencia mayor inmediata, en este caso $R_{1c} = 2.7 \text{ k}\Omega$

$$I_b = \frac{V_{FFD} - V_{BE}(sat)}{R_{1c}} = 0.95 \text{ mA}$$

$$I_c = 10 * I_b = 10 * 1.16 \text{ mA} = 9.5 \text{ mA}$$

$$I_c = \frac{V_{cc} - V_F - V_F - V_{CEsat}}{R_{2c}} \Rightarrow R_{2c} = \frac{12 - 1.2 - 1.2 - 0.2}{9.5 \text{ mA}} = 989.47 \text{ }\Omega$$

Al igual que el caso anterior la resistencia mayor inmediata es $R_{2c} = 1 \text{ k}\Omega$

$$I_c = \frac{V_{cc} - V_F - V_F - V_{CEsat}}{R_{2c}} = 9.4 \text{ mA}$$

Por lo tanto $R_{1c} = 2.7 \text{ k}\Omega$ y $R_{2c} = 1 \text{ k}\Omega$

La etapa de aislamiento se puede visualizar en la Figura 3.21, en la cual el voltaje de salida del flip-flop se conecta a la entrada no inversora del OPAMP U8 y este funciona como seguidor de voltaje. Luego la salida del OPAMP U8 (V_{out8}) determina el modo de trabajo del transistor Q1, ya sea corte o saturación. El modo de trabajo del transistor habilita o deshabilita a los opto-acopladores.

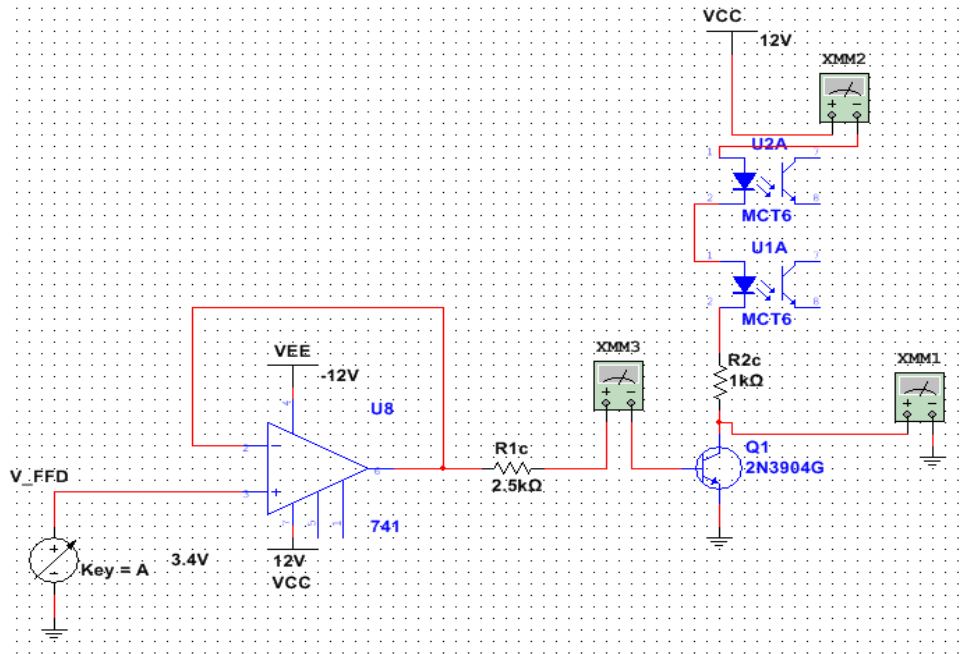


Figura 3.21. Etapa de aislamiento

Etapa de potencia

La etapa de potencia está regida por dos SCR en anti-paralelo que alimentaran una carga resistiva hasta un máximo de 2000 W de potencia. Primero se diseñará los circuitos requeridos para el disparo en la compuerta del SCR y luego se hallará las corrientes, voltajes, y potencia en el control de potencia todo o nada.

Opto-acoplador

El transistor del opto-acoplador debe trabajar en modo saturación y para ello se tiene como corriente de diseño 2 mA.

$$I_{c(MCT6)} = \frac{V_{CC} - V_{CE_{sat}}}{R_{2d}} \Rightarrow R_{2d} = \frac{12 - 0.4}{I_{c(MCT6)}} = \frac{11.6 V}{2 mA} = 5.8 k\Omega$$

Para este caso la resistencia elegida es 5 kΩ, R1d = 5 kΩ, R2d = 5 kΩ, véase Figura 3.22

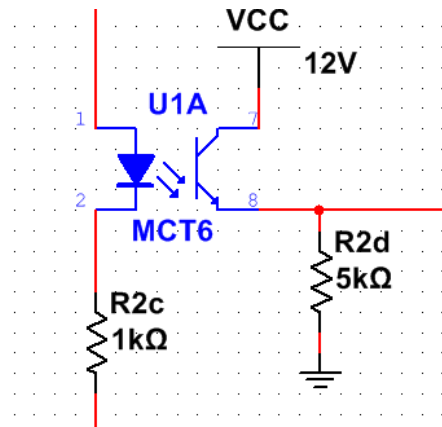


Figura 3.22. Circuito de aislamiento.

Con esto se logra tener un voltaje de aproximadamente 11.6 V en ambas resistencias R1d y R2d cuando el V_FFD es 3.4 V.

De otro lado, cuando se tiene un V_FFD de 0.2 V, el voltaje en las resistencias R1d y R2d es de 0V.

Este voltaje es utilizado para activar y desactivar los SCR.

La corriente de mantenimiento mínima es de 10mA en el BT151.

$$I_{man} = \frac{V_{r2d}}{R_{4d}} \Rightarrow R_{4d} = \frac{11.6 V}{10 mA} = 1.16 k\Omega$$

Se puede trabajar con una resistencia comercial de 1 kΩ.

$$I_{man} = \frac{V_{r2d}}{R_{4d}} = \frac{11.6 V}{1 k\Omega} = 11.6 mA$$

Por lo tanto R1d = 5 kΩ, R2d = 5 kΩ, R3d = 1 kΩ y R4d = 1 kΩ, véase Figura 3.23.

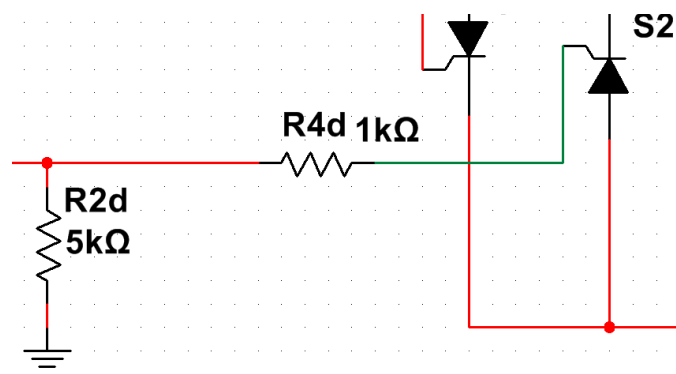


Figura 3.23. Circuito de disparo del SCR

Para visualizar la etapa completa de aislamiento y potencia se puede observar en la Figura 3.24.

La corriente promedio y rms del tiristor se especifican en las siguientes ecuaciones, sin embargo para ello es necesario calcular la corriente máxima y la resistencia de carga [27].

$$I_A = \frac{n}{2\pi(n+m)} \int_0^\pi I_m \operatorname{sen} wt d(wt) = \frac{I_A n}{\pi(m+n)} = \frac{k I_m}{\pi} \quad (3.14)$$

$$I_R = \left[\frac{n}{2\pi(n+m)} \int_0^\pi I_m^2 \operatorname{sen}^2 wt d(wt) \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{I_m}{2} \sqrt{\frac{n}{n+m}} = \frac{I_m \sqrt{k}}{2} \quad (3.15)$$

Se quiere diseñar un control de potencia para 2000 W como máximo por lo cual se utiliza este valor como referencia para los cálculos. $V_s = 220$ VAC rms.

Hallamos la resistencia de carga [27]

$$P = \frac{V_s^2}{R_L} \Rightarrow R_L = \frac{V_s^2}{P} = \frac{220^2}{2000} = 24.2 \Omega \quad (3.16)$$

Corriente máxima en el transistor viene dada por la siguiente ecuación [27]:

$$I_m = \frac{V_m}{R_L} = \frac{\sqrt{2} V_s}{R_L} = \frac{\sqrt{2} * 220}{24.2} = 12.86 \text{ A} \quad (3.17)$$

Reemplazando (3.17) en (3.14) y (3.15), se obtiene la Tabla 3.2

Señal de control (mA)	k	I promedio (A)	I rms (A)
4	0	0	0
8	0.25	1.02	3.21
12	0.5	2.04	4.54
16	0.75	3.07	5.57
20	1	4.09	6.43

Tabla 3.2. Corrientes promedio y rms de cada tiristor, en función de la señal de control

Para hallar la corriente rms en la carga primero se necesita hallar la potencia en la carga. Para ello se utiliza la Tabla 3.1 en la ecuación (3.16). Para luego utilizar estos valores en la siguiente ecuación:

$$I_R = \frac{P_R}{V_o} \quad (3.18)$$

En la Tabla 3.3 se presentan la potencia entregada a la carga y la corriente rms en la carga en función de la señal de entrada.

Señal de control (mA)	k	Potencia carga (W)	I rms carga (A)
4	0	0	0
8	0.25	500	4.54
12	0.5	1000	6.45
16	0.75	1500	7.89
20	1	2000	9.09

Tabla 3.3. Potencia y corriente rms en la carga, en función de la señal de control

Cálculo de disipador

Para evaluar la necesidad de un disipador se necesita consultar los parámetros del SCR, para ello ver Anexo E.

$$T_J = 125^\circ\text{C}$$

$$R_{th\ j-a} = 1.3\ \text{K/W} = 1.3\ ^\circ\text{C/W}\ [46]$$

$$R_{th\ j-mb} = 60\ \text{K/W} = 60\ ^\circ\text{C/W}\ [46]$$

Primero se necesita calcular la potencia disipada máxima y esta se da trabajando al 100 % es decir con una señal de control de 20 mA [45] [47] [48]. Pues el SCR conduce en todo momento. Se hace uso de la Figura 3.25 que se encuentra como Fig 1 del Anexo E.

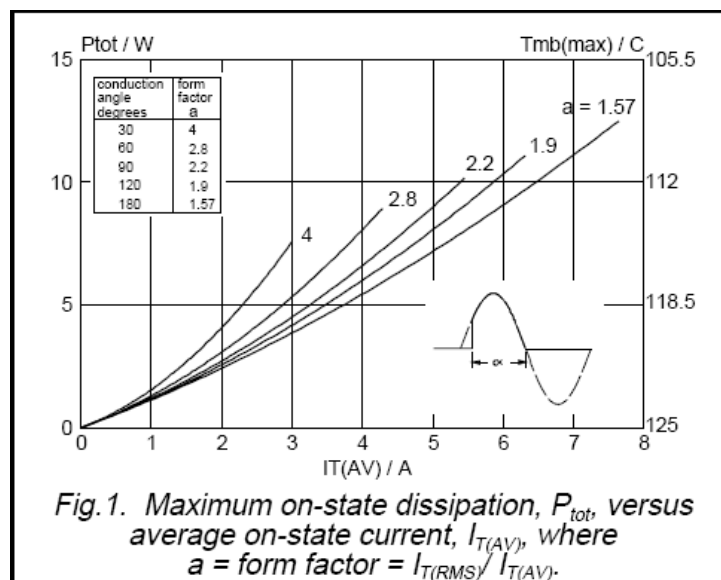


Figura 3.25. Disipación máxima vs Corriente promedio, en estado activo.

De la Tabla 3.2 obtenemos los valores de corriente promedio y corriente rms de cada tiristor a una señal de 20 mA. Estos valores serán necesarios para hallar “a” o factor de forma.

$$a = \frac{I_R}{I_A} = \frac{6.43 A}{4.09 A} = 1.57 \quad (3.19)$$

$$I \text{ promedio} = 4.09 A \quad (3.20)$$

Utilizando los valores (3.19) y (3.20) en la Figura 3.25 se determina que la potencia que se requiere disipar es de 5.6 W.

Para hallar la disipación máxima antes de sobrecalentarse se utiliza la siguiente ecuación:

$$T_{ja} - T_a = P_d \times R_{ja} \quad (3.21)$$

Reemplazando los parámetros de fabricante en la ecuación (3.21)

$$125^\circ C - 25^\circ C = P_d * 60 \frac{^\circ C}{W} \Rightarrow P_d = \frac{100^\circ C}{60^\circ C/W} = 1.6 W \quad (3.22)$$

Debido a que la potencia que requiere ser disipada (5.6 W) es mayor a la potencia hallada en (3.22). El uso de un disipador es de vital importancia y para calcular su valor resistencia térmica utilizamos nuevamente la ecuación (3.21).

$$125^\circ C - 25^\circ C = P_d * (R_{ja} + R_d) \Rightarrow R_d = \frac{100^\circ C}{P_d} - R_{ja} = \frac{100^\circ C}{5.6 W} - 1.3 \frac{^\circ C}{W} = 16.55 \frac{^\circ C}{W}$$

$$R_d \leq 16.55^\circ C/W \quad (3.23)$$

El disipador debe tener una resistencia térmica menor o igual al valor de 16.55°C/W.

El disipador adquirido tiene como resistencia térmica 11.4 °C/W, por lo cual cumple con la condición (3.23) [44].

Concluido el diseño de cada una de las etapas que conforman el actuador, en la Figura 3.26 se puede observar el circuito completo del actuador electrónico.

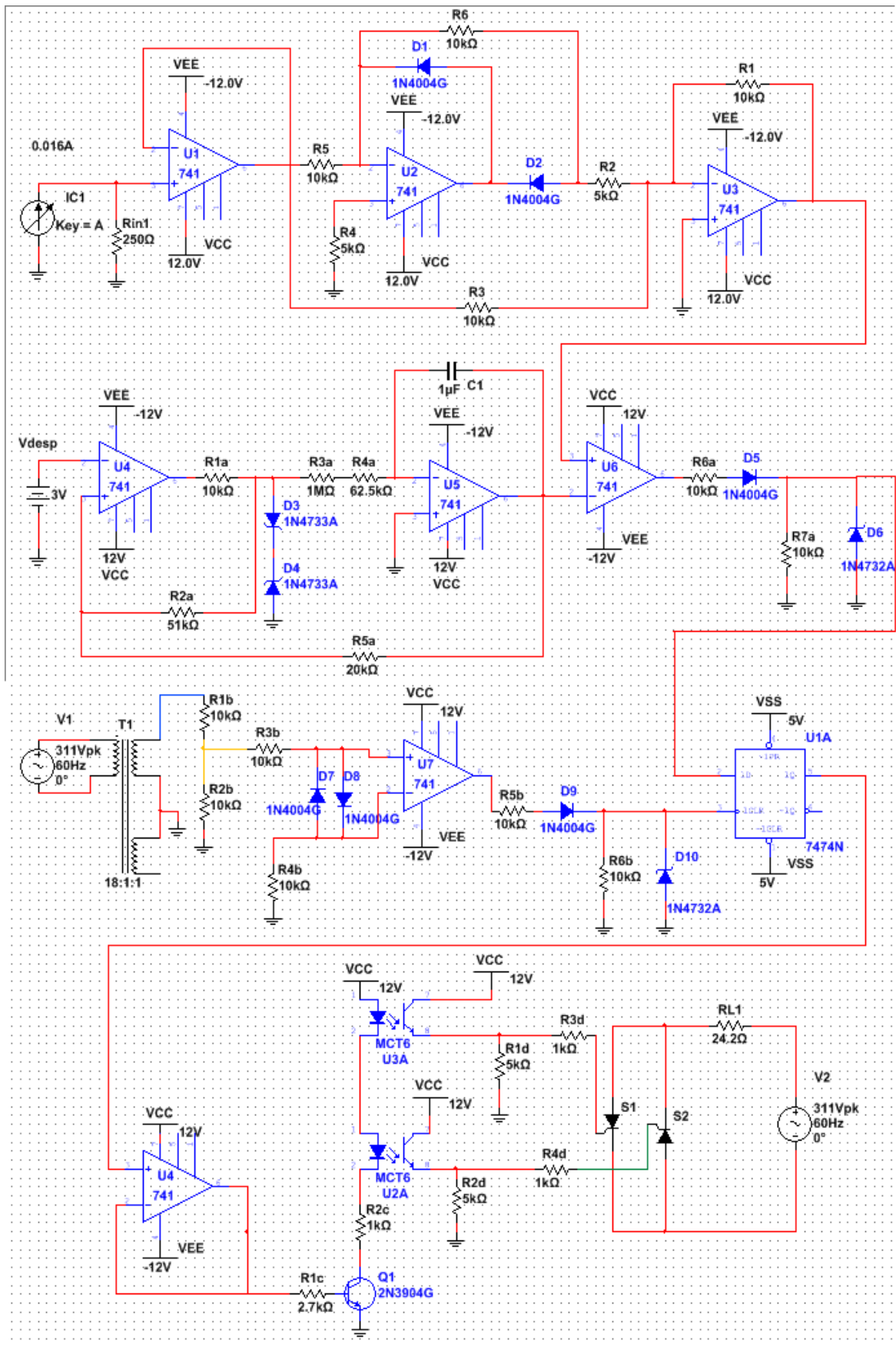


Figura 3.26. Circuito eléctrico del actuador electrónico

CAPÍTULO 4

PRUEBAS Y RESULTADOS

En el presente capítulo, se presentan las simulaciones de cada etapa del diseño, y también las pruebas y mediciones que se llevaron a cabo en el circuito implementado.

4.1. Simulaciones

El diseño esquemático y las simulaciones del mismo se llevaron a cabo en el programa NI Multisim 13.0 de National Instruments. Se presentan las simulaciones de cada etapa que conforman el actuador electrónico.

Las primeras simulaciones se realizaron con el circuito de valor absoluto, las cuales se muestran en la Tabla 4.1.

Etapa de Acondicionamiento		
Señal control (mA)	VRin (V)	Vout3 (V)
4	0,999	1
8	2	2
12	3	3
16	4	4
20	5	5
-4	-1	1,002
-8	-2	2,002
-12	-3	3,001
-16	-4	4,001
-20	-5	5,001

Tabla 4.1. Voltaje resultantes del circuito de valor absoluto

Como se puede observar en la Tabla 4.1, el voltaje de referencia (Vout3) es indiferente a la polaridad de la señal de control. Por lo cual se comprueba la funcionalidad del subsistema.

La siguiente etapa simulada fue la generación de onda triangular (Vout5) y la señal de mando (Vout6). Para verificar la funcionalidad de este diseño, se realizaron varias simulaciones para poder cubrir el rango de la señal de control de 4 a 20 mA, con incrementos de 4 mA. Los resultados de las simulaciones se pueden observar en las Figuras 4.1, 4.2, 4.3, 4.4 y 4.5.

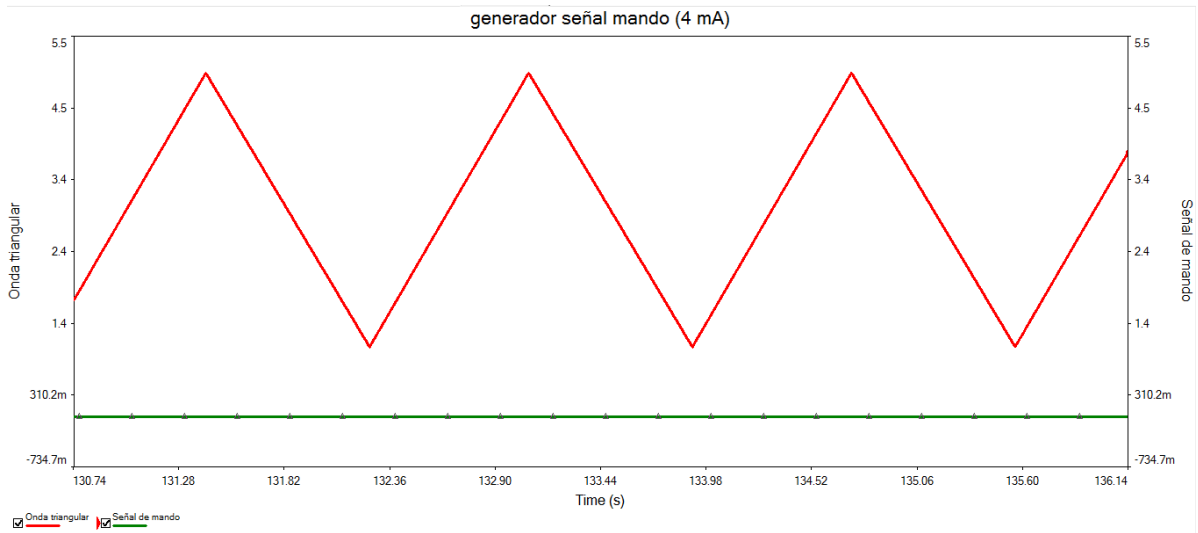


Figura 4.1. Onda triangular y señal de mando, a una señal de control de 4 mA

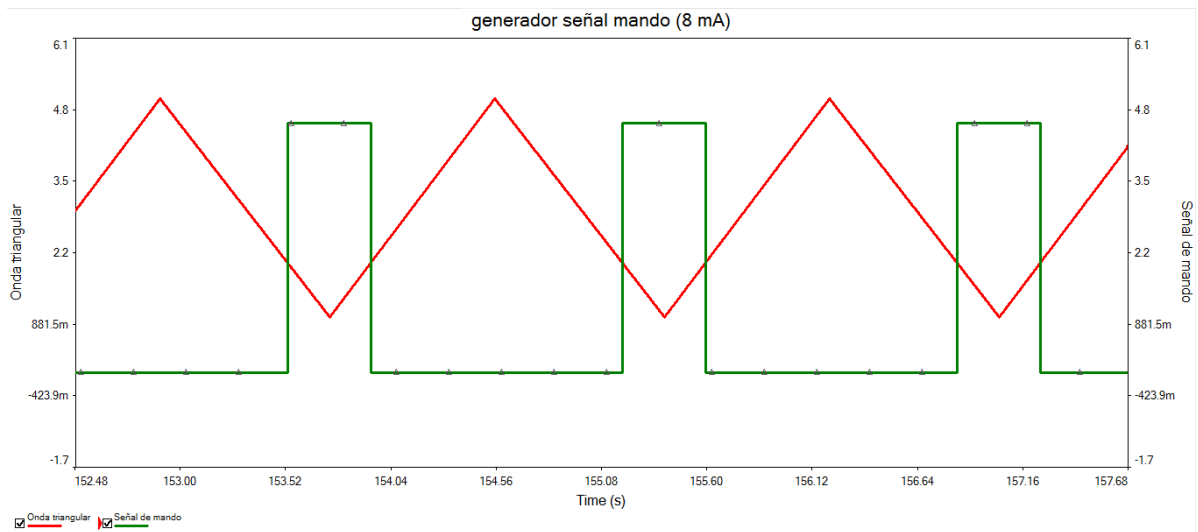


Figura 4.2. Onda triangular y señal de mando, a una señal de control de 8 mA

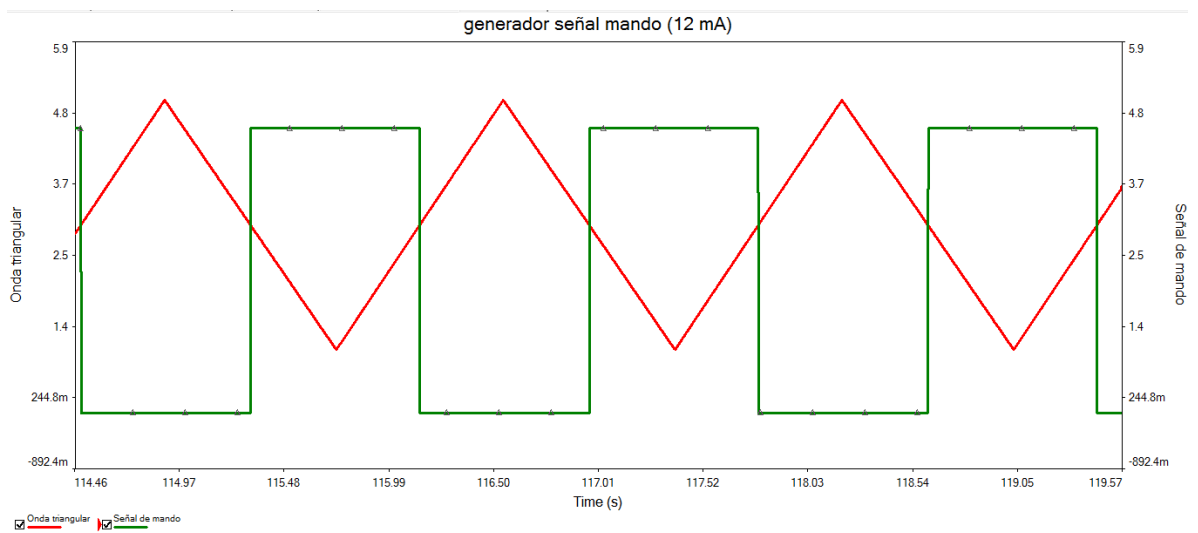


Figura 4.3. Onda triangular y señal de mando, a una señal de control de 12 mA

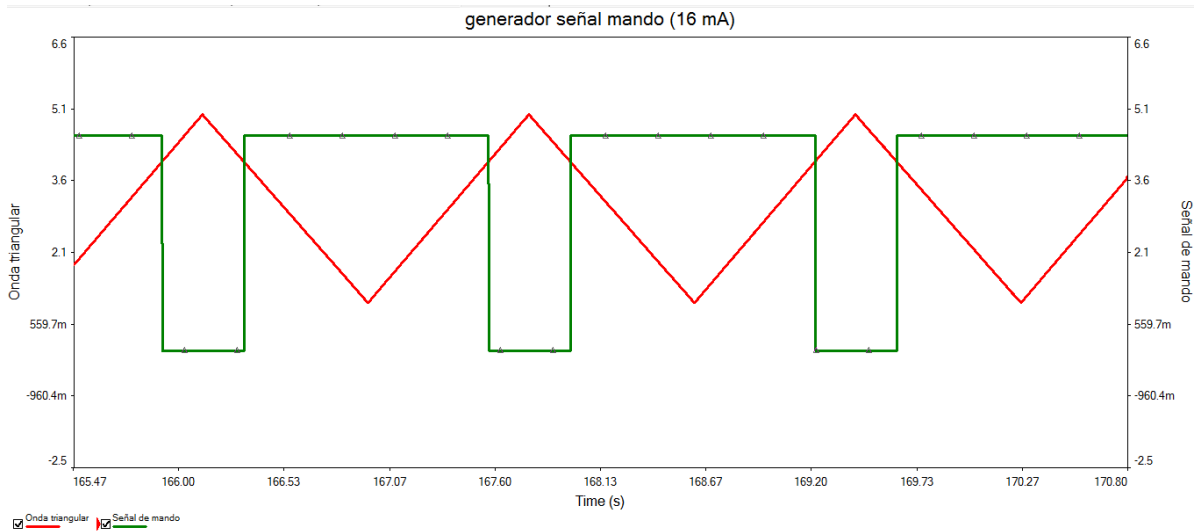


Figura 4.4. Onda triangular y señal de mando, a una señal de control de 16 mA

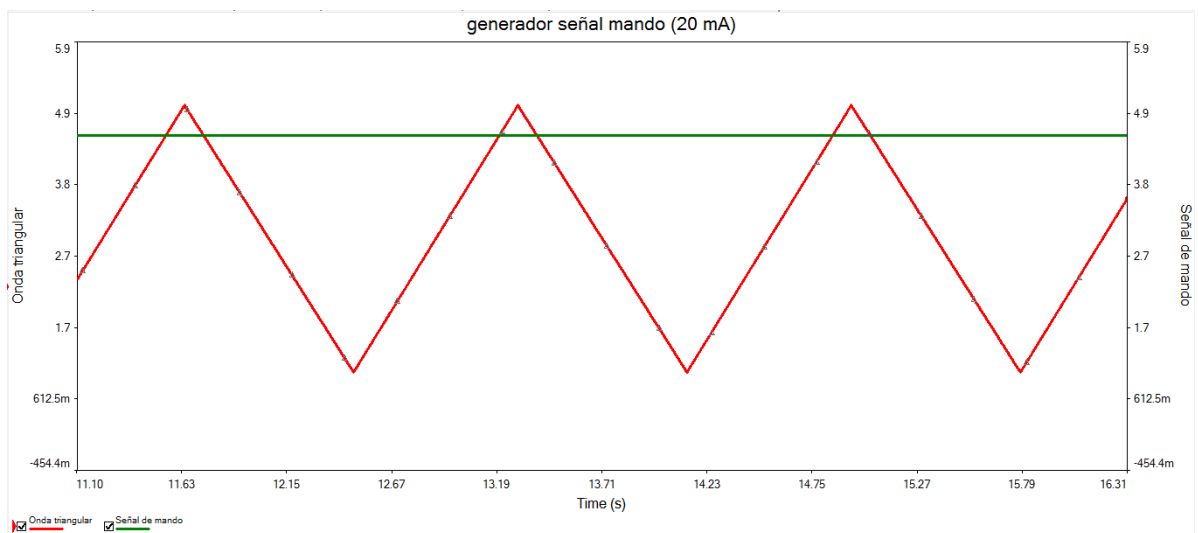


Figura 4.5. Onda triangular y señal de mando, a una señal de control de 20 mA

Como se pueden apreciar en las Figuras 4.1, 4.2, 4.3, 4.4 y 4.5, el tiempo en el cual la señal de mando permanece en un nivel de voltaje alto es directamente proporcional a la señal de control. Este tiempo está directamente relacionado con el tiempo de conducción de los SCR y por lo tanto con la potencia entregada a la carga resistiva.

La siguiente etapa simulada fue el detector de cruce por cero cuyo resultado se puede observar en la Figura 4.6.

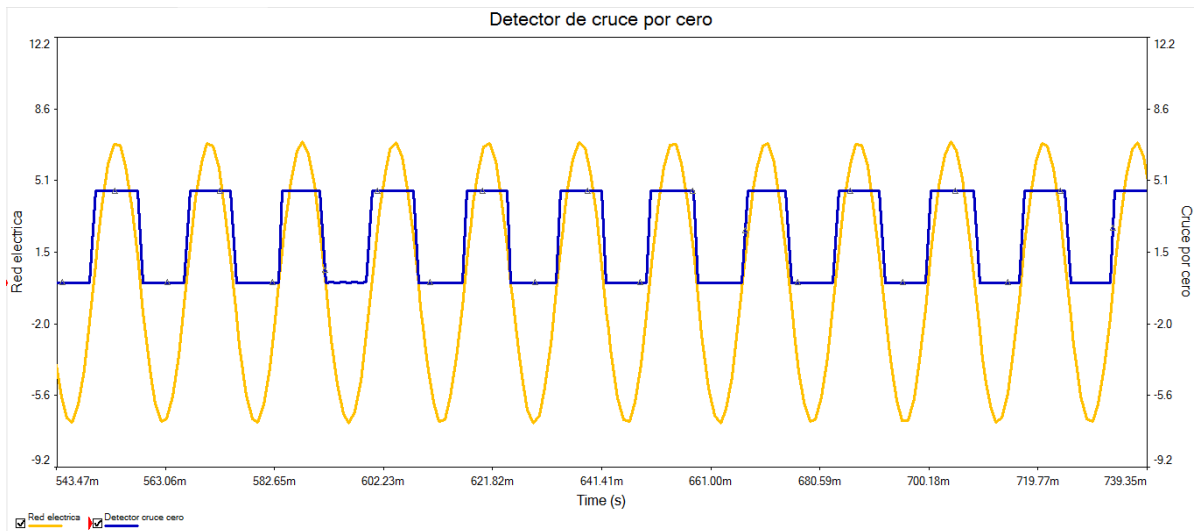


Figura 4.6. Detector de cruce por cero en la red eléctrica.

En la Figura 4.6 se puede apreciar que el inicio y fin de una alternancia en la red eléctrica coincide con un flanco de subida del detector de cruce por cero.

La etapa simulada a continuación está íntimamente relacionada con el detector de cruce por cero, pues es la etapa en la cual se sincroniza la señal de mando con la red eléctrica como se puede ver en la Figura 4.7.

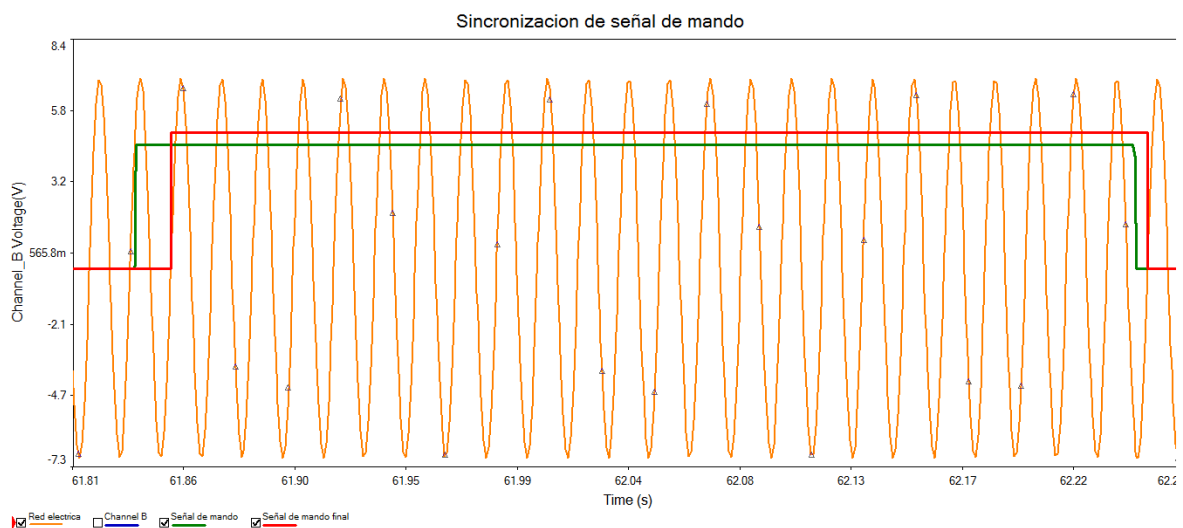


Figura 4.7. Detector de cruce por cero en la red eléctrica.

En la Figura 4.7, se aprecia que la señal de mando (verde) puede iniciar la conducción de los SCR en cualquier momento sin embargo la señal de mando final (rojo) solo inicia la conducción de los SCR cuando se presenta un flanco de subida. De igual forma ocurre cuando se desconecta la carga de la tensión de alimentación. La señal

de mando (verde) podría desconectar la carga en cualquier instante de tiempo sin embargo la señal de mando final solo permite la desconexión de la carga cuando se presenta un flanco de subida. Esta grafica corrobora la sincronización de la señal de mando con la red eléctrica y el diseño permite el envío de alternancias completas a la carga.

La última simulación, la cual puede ser observada en la Figura 4.8, se realizo en la etapa de potencia y en función de la señal de control de 4 a 20 mA, de igual forma con incrementos de 4 mA.

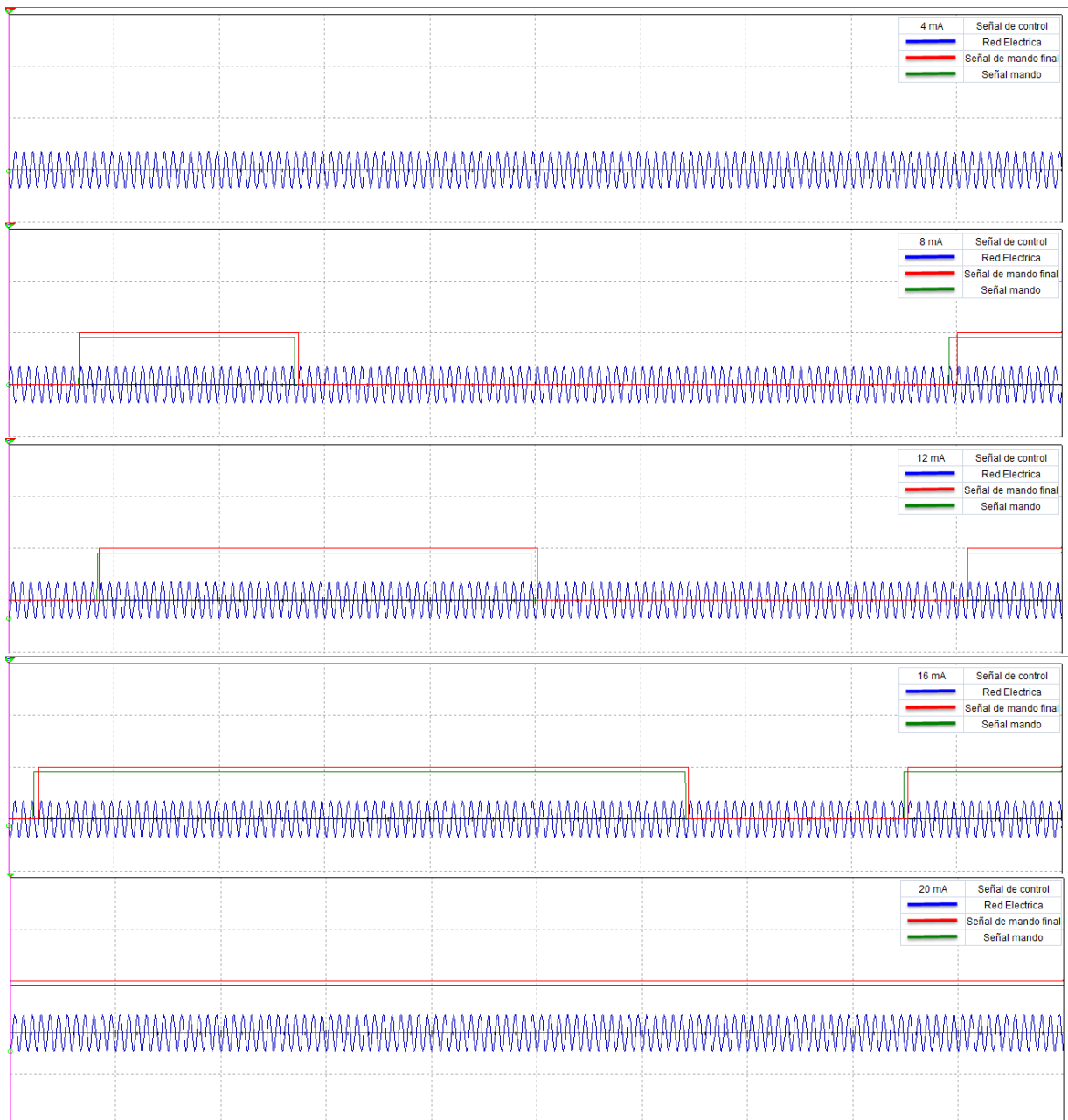


Figura 4.8. Comportamiento del sistema en función de la señal de control.

De la Figura 4.8, se puede observar que el número de alternancias que toman lugar durante el tiempo de conducción de los SCR (señal de mando final en un nivel alto de voltaje) es proporcional a la señal de control.

En función a la Figura 4.8, se realizó la Tabla 4.2 en la cual se muestra el número promedio de alternancias cuando los SCR se encuentran en conducción y cuando la carga esta desconectada de la tensión de alimentación

Alternancias		
Señal control (mA)	Conducción	Desconexión
4	0	100
8	24	76
12	51	49
16	75	25
20	100	0

Tabla 4.2. Alternancias durante conducción y desconexión de SCR

4.2. Pruebas

Las pruebas realizadas en la implementación del actuador electrónico se realizaron principalmente en los laboratorios de la Pontificia Universidad Católica del Perú. Para ello se utilizaron principalmente un multímetro, un osciloscopio y un vatímetro.

Primero se realizó la implementación de los diferentes subsistemas del actuador y se probó su funcionalidad. El primer circuito de valor absoluto (Figura 4.9), luego el generador de onda triangular (Figura 4.10), el detector de cruce por cero (Figura 4.11) y finalmente el circuito completo Figura 4.12. Luego se realizaron pruebas con una carga resistiva de 100 W y luego con una carga resistiva de 1200 W.

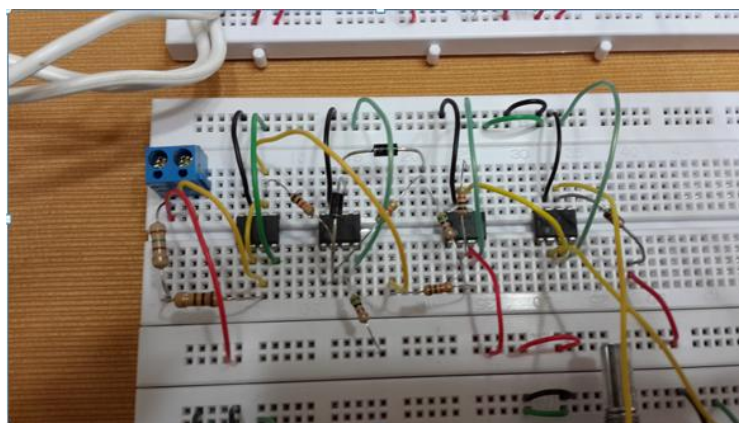


Figura 4.9. Circuito de valor absoluto

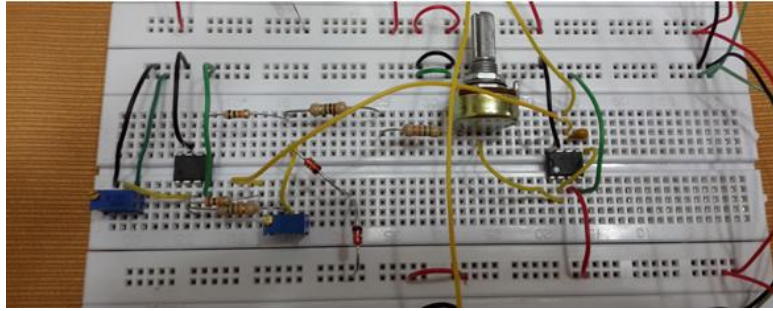


Figura 4.10. Circuito generador de onda triangular.

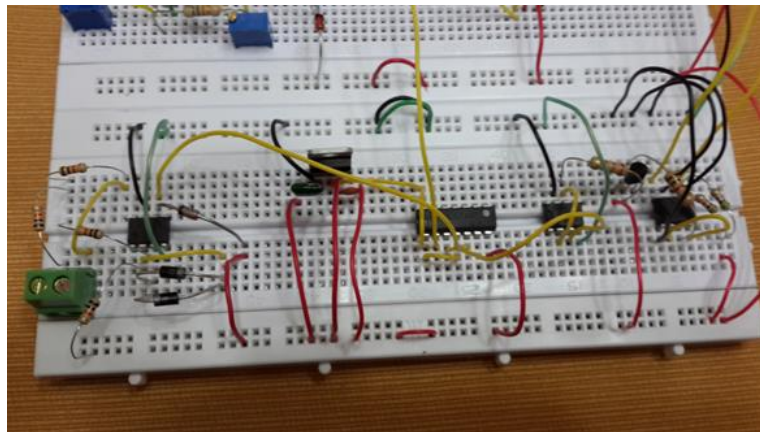


Figura 4.11. Circuito generador de onda triangular.

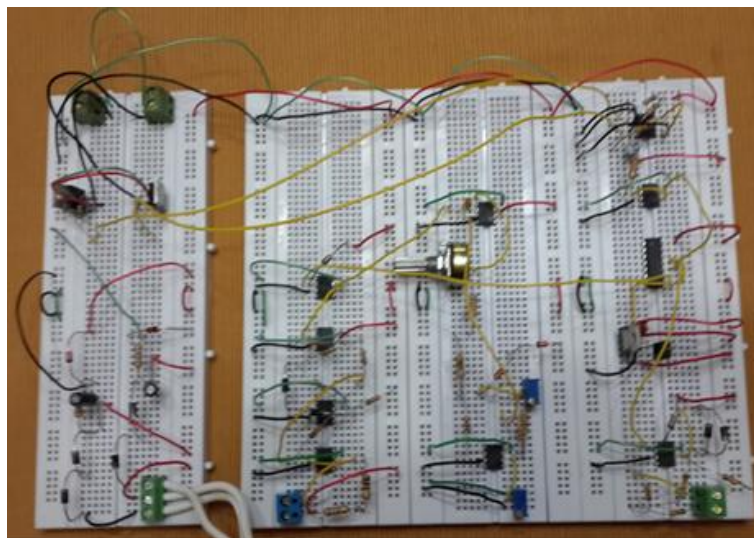


Figura 4.12. Circuito completo del actuador electrónico

El resultado de las simulaciones se presenta a continuación en las siguientes Figuras 4.13, 4.14, 4.15, 4.16 y 4.17.



Figura 4.13. Respuesta del sistema a 1 V

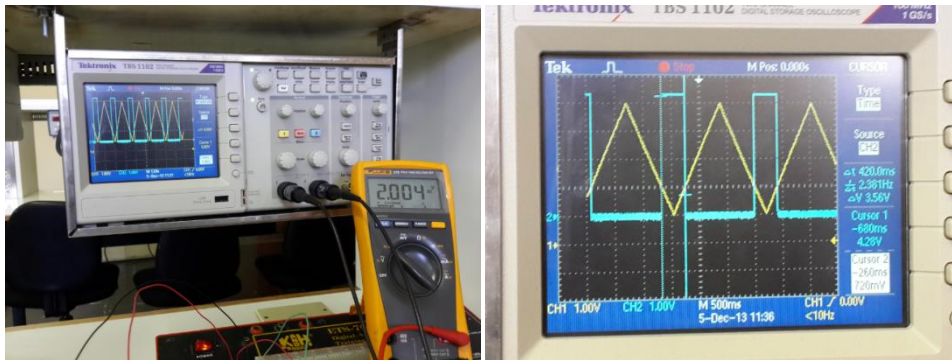


Figura 4.14. Respuesta del sistema a 2 V

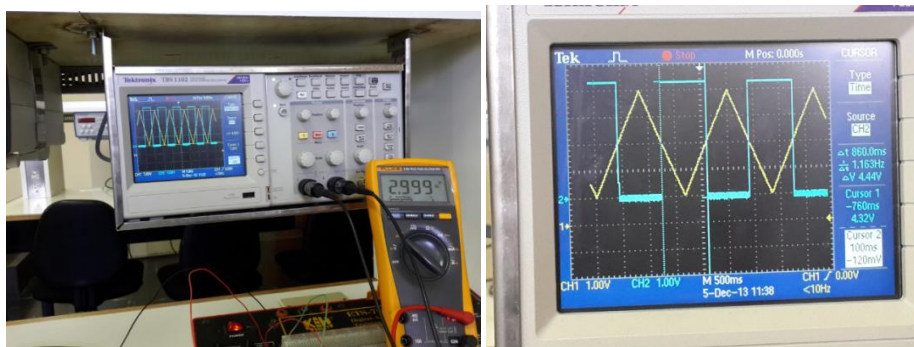


Figura 4.15. Respuesta del sistema a 3 V

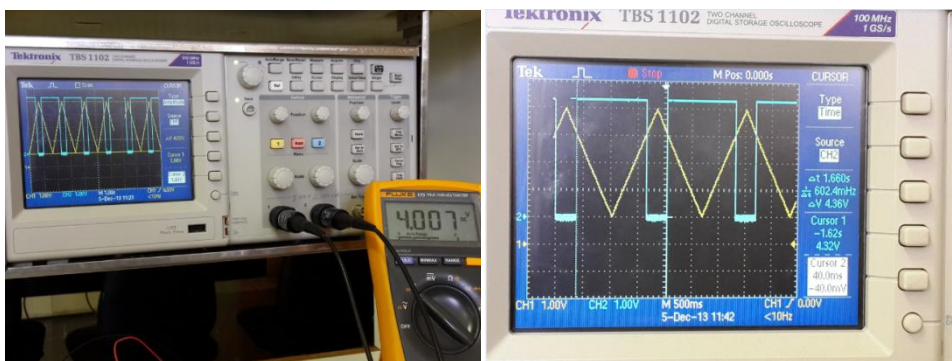


Figura 4.16. Respuesta del sistema a 4 V



Figura 4.17. Respuesta del sistema a 5 V

El tiempo en el cual la señal de mando final se mantiene habilitando o deshabilitando la conducción de los SCR se muestra en la Tabla 4.3.

Respuesta en tiempo		
Señal control (V)	Conducción (ms)	Desconexión (ms)
1	0	1660
2	420	1240
3	860	800
4	1280	380
5	1660	0

Tabla 4.3. Tiempos de encendido del SCR

De acuerdo con las pruebas realizadas en cargas resistivas de 100 W y 1200 W, se obtuvo la tabla de potencias entregadas a la carga en la Tabla 4.2

Señal control (mA)	Pruebas en carga	
	100 W	2000 W
	Potencia (W)	Potencia (W)
4	0	0
8	25,3	496,8
12	51,8	1004,1
16	76,2	1515,6
20	99,7	1998,8

Tabla 4.4. Potencia entregada en cargas de 100 W y 2000 W

4.3. Presupuesto

Los costos del presente trabajo de tesis, considera los componentes y los honorarios por diseño y pruebas realizadas.

Producto	cantidad	Precio Unitario	Subtotal
OPAMP LM741	8	S/. 0,50	S/. 4,00
SCR BT151	2	S/. 1,50	S/. 3,00
Opto-acoplador MCT06	1	S/. 5,00	S/. 5,00
Transistor 2N3904	1	S/. 0,20	S/. 0,20
Diodo rectificador 1N4004	20	S/. 0,20	S/. 4,00
Diodo zener	6	S/. 1,20	S/. 7,20
Resistencias	60	S/. 0,03	S/. 1,80
Potenciómetros de precisión	3	S/. 1,50	S/. 4,50
Condensadores	5	S/. 1,00	S/. 5,00
Regulador de voltaje LM7805	1	S/. 2,00	S/. 2,00
Borneras	4	S/. 1,00	S/. 4,00
Cable telefónico	6	S/. 1,00	S/. 6,00
Protoboard	4	S/. 10,00	S/. 40,00
Transformador	1	S/. 15,00	S/. 15,00
Disipadores	2	S/. 2,00	S/. 4,00
Honorarios:			
Diseño	2 meses	S/. 2.000,00	S/. 4.000,00
Implementación	2 meses	S/. 2.000,00	S/. 4.000,00
Pruebas	0,5 meses	S/. 2.000,00	S/. 1.000,00
Imprevistos			S/. 50,00
Total			S/. 9.155,70

Tabla 4.6. Presupuesto del actuador electrónico

4.4. Resultados

- La etapa de valor absoluto fue simulada y probada en la implementación demostrando su funcionalidad para una señal de control en ambas polaridades.
- La onda triangular se generó con una frecuencia de 602 mHz y una amplitud de 1 a 5 VDC.
- El tiempo de conducción de la señal de mando final fue aproximadamente de 420 ms de un periodo de 1660 ms, para una señal de control de 8 mA.
- El tiempo de conducción de la señal de mando final fue aproximadamente de 860 ms de un periodo de 1660 ms, para una señal de control de 12 mA.

- El tiempo de conducción de la señal de mando final fue aproximadamente de 1280 ms de un periodo de 1660 ms, para una señal de control de 16 mA.
- Para una señal de control de 4 mA, la señal de mando final se encontró en todo momento en un nivel bajo de voltaje y por ende los SCR no conducían en ningún momento.
- Para una señal de control de 20 mA, la señal de mando final se encontró en todo momento en un nivel alto de voltaje y por ende los SCR conducían en todo momento.
- El tiempo de conducción de los SCR, el número de alternancias y la potencia entregada a la carga varían de manera proporcional con respecto a la señal de control.
- Los SCR requieren utilizar disipador para poder evacuar el calor generado por 5,6 W como máximo.
- La sincronización de la red eléctrica y la señal de mando se logró a través de el flip-flop tipo "D".

CONCLUSIONES

- Se logro realizar el diseño e implementación de un actuador electrónico basado en amplificadores operacionales, tiristores SCR y opto-acopladores, cumpliendo con todos los requerimientos planteados en la primera fase de diseño.
- Se implemento el modo de regulación de potencia AC, todo o nada alcanzando una potencia máxima entregada de 1998.8 W.
- Se implemento la regulación todo o nada basado en paquetes de 100 alternancias. Por ello se logro tener una frecuencia de 602 mHz en la onda triangular.
- En cuanto a la sincronización de la señal de mando se tiene un error del 1%, pues se espera siempre un flanco de subida para lograr esta sincronía.
- El sistema es capaz de recibir una señal de control en voltaje de 1 a 5 VDC o corriente de 4 a 20 mA, incluso con polaridades invertidas.
- El actuador es capaz de entregar potencia eléctrica AC de manera proporcional frente a una señal de control.

RECOMENDACIONES

Concluidas las simulaciones y pruebas del actuador electrónico se pueden realizar las siguientes recomendaciones:

- Se requiere el uso de un inyector de corriente, también llamado calibrador de procesos, para simular la señal de control de 4 a 20 mA.
- Es necesario el uso de potenciómetros en las resistencias R2a y R4a en la generación de la onda triangular. Principalmente para realizar un control muy preciso sobre la frecuencia y el voltaje en los cuales opera la onda triangular.
- Se requiere el uso de un osciloscopio para poder visualizar el comportamiento de las señales internas del actuador, principalmente de la onda triangular y la señal de mando final.
- Se recomienda realizar la implementación y pruebas de las etapas del actuador de manera individual y progresiva.
- Pese a que se puede utilizar un disipador menor a $16.55 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$, se recomienda adquirir un disipador entre 4 y $6 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$ en promedio para mejorar el desempeño y la vida útil del SCR.
- Como una futura mejora al trabajo presentado, se puede implementar una regulación de potencia por ángulo de fase, de manera adicional al tipo de control todo o nada.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] CHEN, W. L., & HSU, Y. Y.
2008 Unified voltage and pitch angle controller for wind-driven induction generator system. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 44(3) doi:10.1109/TAES.2008.4655352
- [2] JIANG, Y., CAO, Y., & TANG, Z.
2010 Design of no-contact AC voltage regulator which is fit to user. Power System Protection and Control, 38(3), 104-104-109. Retrieved from <http://search.proquest.com/docview/855292206?accountid=28391>
- [3] ARORA, T. G., AWARE, M. V., & TUTAKNE, D. R.
2009 Accelerated insulation aging in thyristor controlled single phase induction motors. International Journal of Recent Trends in Engineering, 1(3), 52-52. Retrieved from <http://search.proquest.com/docview/847211374?accountid=28391>
- [4] JOHNSON, J. C.
1998 CMOS gate implements reverse phase control. EDN, 43(11), 110-110. Retrieved from <http://search.proquest.com/docview/222423055?accountid=28391>
- [5] Publication no. WO/2010/079478 published on July 15, assigned to PowerSines for solid state voltage regulator (Israeli inventors).
2010 US Fed News Service, Including US State News, pp. n/a. Retrieved from <http://search.proquest.com/docview/632816502?accountid=28391>
- [6] CREUS SOLE, Antonio
2005 Instrumentación Industrial, Séptima edición. Barcelona: Marcombo
- [7] KUO, Benjamín C.
1996 Sistemas de Control Automático. Séptima Edición. Juárez: Prentice-Hall Hispanoamericana.
- [8] RASHID, Muhammad H.
2004 Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones. Tercera Edición. Juárez: Pearson Educación.
- [9] CIDDOR, Andy
2003 "Diming: In forward and Reverse". TVTECHNOLOGY.COM. Consultado: 13/09/10
< <http://www.tvtechnology.com/article/12058>>
- [10] ENTERTAINMENT TECHNOLOGY
2005 "IGBT DIMMING". Consultado: 14/09/11
<<http://www.etdimming.com/clientuploads/downloads/87-0540.pdf>>

[11] GUASH

“Control signal vs. Phase Angle in Ac Rectifiers”. Consultado: 15/09/11
<http://www.e-guasch.com/onlinedocs/catalogue/appnotes/AN080917_i.pdf>

[12] SEMICODE ELECTRONICA

2008 “SC2000”. Consultado: 02/09/11
<http://www.e-guasch.com/onlinedocs/catalogue/datasheets/gate%20drives/monophase/SC2000_c.pdf>

[13] SEMICODE ELECTRONICA

2008 “SC2022”. Consultado: 02/09/11
<http://www.e-guasch.com/onlinedocs/catalogue/datasheets/gate%20drives/modular/SC2022_c.pdf>

[14] SEMICODE ELECTRONICA

2008 “SC6000”. Consultado: 02/09/11
<http://www.e-guasch.com/onlinedocs/catalogue/datasheets/gate%20drives/threephase/SC6000_c.pdf>

[15] STATE AUTOMATION

2011 “Solution Q Portable”. Consultado: 02/09/11
<<http://www.stateautomation.com/default.asp?action=article&ID=63>>

[16] AEG POWER CONTROLLERS

2010 “Thyro-S”. Consultado: 02/09/11
<http://www.aegpowercontrollers.com/aeg/export/sites/aegpowercontrollers/en/products/Products/Thyro-S/Thyro-S_1S/sheets/Thyro-S_EN_FLY100813.pdf>

[17] HOLT, Charles A.

1989 Circuitos Electrónicos Analógicos y Digitales. Barcelona: Reverté.

[18] UNIVERSIDAD DE LA FRONTERA

“Capítulo 3: Acondicionamiento de señales”. Departamento de ingeniería Eléctrica. Consultado: 12/10/11
<http://www.inele.ufro.cl/apuntes/Instrumentacion_y_Control/Ivan_Velazquez/Catedra/Capitulo%203.%20Acondicionamiento%20de%20senales.pdf>

[19] TEXAS INSTRUMENTS

2002 “Op Amps for Every One”. Consultado: 29/09/11
<<http://www.ti.com/lit/an/slod006b/slod006b.pdf>>

- [20] SCHILING, Donald L. & BELOVE, Charles
1993 Circuitos Electrónicos: Discretos e Integrados. Tercera Edición. Madrid: McGRAW-HILL.
- [21] ABB Semiconductors AG
2001 “Semiconductor Switches Replace Thyratrons and Ignitrons”.
Consultado: 13/10/11
<<http://mdk2001.web.cern.ch/mdk2001/Proceedings/Session13/welleman.PDF>>
- [22] OGATA, Katsuhiko
2003 Ingeniería de control Moderno. Cuarta Edición. Madrid: Prentice Hall.
- [23] UNIVERSIDAD JESUITA DE GUADALAJARA
“Acondicionamiento de señal”. Departamento de electrónica, sistemas e informática. Consultado: 31/08/11
<<http://www.desi.iteso.mx/elec/instru/electronica.pdf>>
- [24] SAPIENSMAN.COM
“Control automático en la historia”. Consultado: 20/10/11
<http://www.sapiensman.com/control_automatiko/control_automatiko6.htm>
- [25] United States Patents, 4168476 published on September 18, assigned to RCA Corporation for AC voltage regulator (invented by Cesare J. Petrizio).
1979 Retrieved from
<<http://www.google.es/patents?id=ohlyAAAAEBAJ&printsec=description&zoom=4#v=onepage&q&f=false>>
- [26] United States Patents, 6020726 published on February 1, assigned to U.S. Energy, Inc. for AC voltage regulator (invented by Mark S. James).
2000 Retrieved from
<<http://www.google.es/patents?id=q4UEAAAAEBAJ&printsec=description&zoom=4#v=onepage&q&f=false>>
- [27] RASHID, Muhammad H.
1995 Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones. Segunda Edición. Pearson Educación.
- [28] Instituto Tecnológico Superior de Calkiní en el Estado de Campeche.
“Capítulo 6: Convertidores CA/CA directos”. Departamento de ingeniería Eléctrica. Consultado: 07/09/13
<<http://www.itescam.edu.mx/principal/sylabus/fpdb/recursos/r73656.PDF>>
- [29] PROCESS HEATING

- “What You Need to Know About Electrical Heating Control and Monitoring” Consultado: 19/10/13
<<http://www.process-heating.com/articles/89690-what-you-need-to-know-about-electrical-heating-control-and-monitoring>>
- [30] INVENSYS EUROTHERM.
“Electrical Furnace Boosting” Consultado: 21/10/13
<<http://www.eurotherm.com/industries/glass/glass-applications/electrical-furnace-boosting/>>
- [31] Caledon Controls LTD
“Thyristor stacks for resistive loads” Consultado: 06/10/13
<<http://www.caledoncontrols.co.uk/resistiveloadssrc.php>>
- [32] INVENSYS EUROTHERM
“Power Controllers” Consultado: 19/10/13
<<http://www.eurotherm.com/products/power-control/power-controllers/7100a/>>
- [33] INVENSYS EUROTHERM
“Power Controllers” Consultado: 19/10/13
<<http://www.eurotherm.com/products/power-control/power-controllers/te200a/>>
- [34] TECNOLOGIC UK
“Phase Angle and Burst Fire Control” Consultado: 25/09/13
<<http://www.t-uk.co.uk/ssr-phase-angle.php>>
- [35] UNITED AUTOMATION
“Burst Firing Circuits & Power Modules” Consultado: 07/11/13
<<http://www.united-automation.com/bm-3/>>
- [36] Wikimedia
2013 Wikimedia Commons. Consultado: 20/11/13
<<http://commons.wikimedia.org/wiki/File:Lm741.png>>
- [37] Hoobytronics
2013 NPN Bipolar Junction Transistor. Consultado: 20/11/13
<<http://www.hobbytronics.co.za/p/572/npn-bipolar-junction-transistor-2n3904>>
- [38] Fairchild Semiconductor
2013 DM7474 Datasheet.
<<http://pdf1.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/50912/FAIRCHILD/DM7474N.html>>
- [39] SourcingMap

- 2013 Transistors and Rectifiers. Consultado: 20/11/13
<<http://www.sourcingmap.com/10-pcs-bt151500r-sot78-package-motor-control-scr-thyristors-500v-12a-p-158590.html>>
- [40] GPEC ELSEKIT
- 2013 Interado SN74LS74. Consultado: 20/11/13
<<http://www.gpecsrl.net/componenti-elettronici/integrato/SN74LS74.html?id=24314>>
- [41] Sigma electronica
- 2013 Optoacopladores. Consultado: 20/11/13
<<http://www.sigmaelectronica.net/mct6-p-1644.html>>
- [42] Retro Amplis
- 2013 1N4004 DC Componentes. Consultado: 20/11/13
<<http://www.sigmaelectronica.net/mct6-p-1644.html>>
- [43] Raspberry PI
- 2013 Diodo zener. Consultado: 20/11/13
<<http://raspberrypi.cl/2013/07/20/diodo-zener-para-proteger-usb-de-raspberry-pi-con-hub-energizados/>>
- [44] Digikey
- “Termal resitance”. Consultado 02/11/13
<http://media.digikey.com/pdf/Data%20Sheets/Ohmite%20PDFs/E_Series.pdf>
- [45] Electrónica completa
- “Disipadores”. Consultado 08/11/13
<<http://electroniacompleta.com/lecciones/disipadores/>>
- [46] ENDMEMO.COM
- “Thermal Resistance”. Consultado 08/11/13
<<http://www.endmemo.com/convert/thermal%20resistance.php>>
- [47] Departamento electrónica, Universidad Jaén
- “Tiristores”. Consultado 08/11/13
<<http://blog.artegijon.com/toni/files/2007/11/tema-5.pdf>>
- [48] Departamento de ingeniería eléctrica de La universidad la Frontera
- “SCR”. Consultado 08/11/13
<http://www.inele.ufro.cl/bmonteci/semic/applets/pag_scr/pag_scr.htm#4.1>
.1 Características estáticas:>
- [49] CARRERA SORIA, Willy
- 2010 Diseño Electronico 1 : Amplificador Operacional. Seccion Electricidad y Electronica. PUCP

ANEXOS
(Ver CD)

- Anexo A: Hoja Técnica de LM741.
- Anexo B: Hoja Técnica de 2N3904.
- Anexo C: Hoja Técnica de DM7474.
- Anexo D: Hoja Técnica de MCT06.
- Anexo E: Hoja Técnica de BT151.
- Anexo F: Hoja Técnica de 1N4004.