

UACM

Universidad Autónoma
de la Ciudad de México

Nada humano me es ajeno

COLEGIO DE CIENCIA Y TECNOLOGÍA

LICENCIATURA EN INGENIERÍA EN SISTEMAS
ELECTRÓNICOS INDUSTRIALES

**Diseño, Construcción y Control de Temperatura
de un Horno de Joyería Artesanal**

TESIS

QUE PARA OPTAR POR EL TÍTULO DE

**LICENCIADA EN INGENIERÍA EN SISTEMAS
ELECTRÓNICOS INDUSTRIALES**

PRESENTA:

CARMEN ITZEL LEAL SANTIAGO

DIRECTOR

DR. CUAUHTÉMOC GUERRERO TEJADA

Ciudad de México, octubre de 2021.

SISTEMA BIBLIOTECARIO DE INFORMACIÓN Y DOCUMENTACIÓN



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE LA CIUDAD DE MÉXICO COORDINACIÓN ACADÉMICA

RESTRICCIONES DE USO PARA LAS TESIS DIGITALES

DERECHOS RESERVADOS ©

La presente obra y cada uno de sus elementos está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor; por la Ley de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México, así como lo dispuesto por el Estatuto General Orgánico de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México; del mismo modo por lo establecido en el Acuerdo por el cual se aprueba la Norma mediante la que se Modifican, Adicionan y Derogan Diversas Disposiciones del Estatuto Orgánico de la Universidad de la Ciudad de México, aprobado por el Consejo de Gobierno el 29 de enero de 2002, con el objeto de definir las atribuciones de las diferentes unidades que forman la estructura de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México como organismo público autónomo y lo establecido en el Reglamento de Titulación de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México.

Por lo que el uso de su contenido, así como cada una de las partes que lo integran y que están bajo la tutela de la Ley Federal de Derecho de Autor, obliga a quien haga uso de la presente obra a considerar que solo lo realizará si es para fines educativos, académicos, de investigación o informativos y se compromete a citar esta fuente, así como a su autor ó autores. Por lo tanto, queda prohibida su reproducción total o parcial y cualquier uso diferente a los ya mencionados, los cuales serán reclamados por el titular de los derechos y sancionados conforme a la legislación aplicable.

Diseño, Construcción y Control de Temperatura de un Horno de Joyería Artesanal

Carmen Itzel Leal Santiago

Octubre de 2021

Agradecimientos

Este trabajo no se pudo haber concluido sin antes agradecerles a todas las personas involucradas en este proceso, ya que esta tesis fue el resultado de mi trayectoria por esta institución; el resultado de mi aprendizaje obtenido de los profesores y compañeros, así como dedicación y el empeño puesto para cumplir el objetivo.

Les agradezco y les dedico este logro a mis papás Agustín de la Paz Leal Trejo y Anita Santiago Montes. Primeramente gracias por haberme dado la vida, sin ustedes no estuviera escribiendo estas líneas. Gracias por su amor, cariño, apoyo, por alentarme y acompañarme en este proceso de mi formación académica, sin ustedes no hubiese sido posible llegar a cumplir esta meta. Los amo mamá y papá.

Maria Cristina, Nayeli y Roberto Leal Santiago, mis hermanos. Ustedes han sido mis compañeros y un gran equipo de este viaje, su amor y su cariño, por el apoyo incondicional durante este proceso. Ustedes han cuidado de mi, me han orientado y motivado a cumplir este logro. Los quiero mucho hermanos.

A Michelle Martinez Leal y Cristian Roberto Leal Membrillo, mis sobrinos. Ustedes han estado presentes en este recorrido, espero que este resultado sirva como motivación para que en algunos años cumplan cada una de sus metas.

A Ricardo Antonio Rosas López, mi amigo y novio. Tú estuviste en este viaje, motivándome, apoyándome para continuar con este trabajo. Gracias por los buenos deseos, comprensión y paciencia durante este tiempo.

Al Dr. Cuauhtémoc Guerrero Tejada, mi director de tesis. Muchas gracias por su apoyo, sus consejos, comentarios y sus conocimientos compartidos durante el desarrollo de la tesis.

Les agradezco a mis lectores de tesis, Mtro. Marcos Ángel González Olvera, Mtro. Efrén Bernardo Ramírez Solíz y al Mtro. Fermi Vázquez Villanueva; gracias porque dedicaron tiempo a leer este trabajo y compartieron conocimientos para concluirla.

s importante manifestar mi gran agradecimiento a la Universidad Autónoma de la Ciudad de México (UACM), mi casa de estudios. Por haberme otorgado mi formación académica en la Ingeniería en Sistemas Electrónicos Industriales en el Plantel San Lorenzo Tezonco. También a la coordinación de servicios estudiantiles por el apoyo otorgado para la impresión y/o empastado de este trabajo recepcional o tesis UACM.

Finalmente, gracias al apoyo de las siguientes personas, ya que colaboraron para la construcción del horno. Al joyero artesano Ramiro Ramírez Pineda porque compartió sus conocimientos para la construcción del horno, al señor Alfredo Fragoso Gonzalez que ayudó con la elaboración del elemento resistivo y a Joan Manuel Matoros Molina que apoyó con la construcción de la tapa y estructura metálica del horno.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Antecedentes	1
1.2. Antecedentes históricos	2
1.3. Planteamiento del problema	3
1.3.1. Requerimientos	4
1.3.2. Disponibilidad de material y equipo	4
1.4. Motivación	5
1.5. Objetivos	6
1.5.1. General	6
1.5.2. Particulares	6
1.6. Justificación	7
2. Marco Teórico	9
2.1. Primera Ley de la Termodinámica	9
2.2. Transferencia de calor.	10
2.3. Ley de conducción de Fourier.	10
2.4. Resistencia térmica	11
2.5. Capacitancia térmica	11

2.6. Efecto Joule	12
3. Diseño, construcción y operación del horno de joyería artesanal	15
3.1. Diseño y construcción del prototipo	15
3.2. Operación del horno de joyería	18
4. Diseño de sistemas electrónicos	21
4.1. Generación de pulsos de disparo	23
4.1.1. Detector de cruce por cero	24
4.1.1.1. Detector no Inversor de cruce por cero	25
4.1.1.2. Detector Inversor de cruce por cero	25
4.1.2. Integrador (generador de rampa)	26
4.1.3. Detector inversor de cruce por cero	29
4.1.4. Generación de pulsos de disparos	31
4.2. Acoplamiento entre etapas	36
4.3. Etapa de potencia	37
4.3.1. Parámetros de rendimiento para rectificadores controlados	38
4.3.2. Rectificador de media onda controlado por fase	39
4.3.3. Rectificador monofásico de onda completa controlado por fase	41
4.3.4. Configuración antiparalelo	44
4.4. Pruebas y resultados de los rectificadores controlados	45
4.5. Adecuación de señal rms	46
4.5.1. Circuito seguidor de voltaje	47
4.5.2. Configuración Rectificador de Precisión	48
4.5.3. Circuito función logarítmico	49

4.5.4.	Configuración offset	50
4.5.5.	Configuración amplificador diferencial	51
4.5.6.	Configuración función antilogaritmo	51
4.5.7.	Configuración filtro pasa bajas	52
4.5.8.	Filtro RC	52
5.	Control de temperatura del horno	57
5.1.	Modelo matemático	57
5.1.1.	Modelado en espacio de estados	59
5.1.2.	Función de transferencia	60
5.2.	Propiedades del modelo en espacio de estados del horno eléctrico . . .	60
5.2.1.	Respuesta experimental y aproximada del Horno eléctrico . . .	63
5.3.	Diseño de controladores del horno eléctrico	64
5.3.1.	Formulación del problema para los controladores	65
5.3.2.	Reglas de Sintonización de Ziegler-Nichols controlador PI . . .	65
5.3.2.1.	Prueba en lazo abierto (Primer método de sintonización)	66
5.3.2.2.	Prueba en lazo cerrado(Segundo método de sintonización)	67
5.3.2.3.	Controlador PI(1 grado de libertad)	68
5.3.2.4.	Controlador I-P(2 grados de libertad)	69
5.3.3.	Retroalimentación de estados más acción integral del error . .	70
5.3.3.1.	Cálculo de los valores de las ganancias de la matriz \mathbf{K}	73
5.3.4.	Simulación de los Controladores PI	74
5.3.4.1.	Sintonización del controlador PI (1 grado de libertad)	75
5.3.4.2.	Simulación del controlador I-P(2 grados de libertad)	77

5.3.4.3.	Simulación del controlador retroalimentación de estados más acción integral del error	79
5.3.4.4.	Comparación de respuestas de los tres controladores	82
6.	Conclusiones	87
A.	Rectificador monofásico media onda controlado por fase	91
B.	Rectificador Monofásico de onda completa controlado por fase	95
C.	Configuración Antiparalelo	99

Índice de figuras

3.1. Catálogo de ladrillos refractarios Termímex, soluciones industriales. . .	16
3.2. Diseño y construcción del horno eléctrico.	18
3.3. Curva de respuesta de temperatura del Horno de Joyería Artesanal en un tiempo de operación de tres horas	19
3.4. Respuesta de temperatura del Horno de Joyería Artesanal en un tiempo de operación de siete horas y media.	20
4.1. Diagrama de bloques del circuito electrónico.	22
4.2. Circuito detector de cruce por cero inversor y no inversor.	24
4.3. Señales de salida del detector de cruce por cero inversor y no inversor. Gráfica color azul señal sinusoidal, gráfica color azul señal cuadrada del detector inversor y gráfica color cian señal cuadrada del detector no inversor.	26
4.4. Circuito Integrador (generación de la señal rampa). Imagen adaptada de (Compeán et al., 2000).	27
4.5. Circuito Integrador. Imagen adaptada de (Compeán et al., 2000). . .	27
4.6. Señales rampa obtenida por el circuito integrador. Gráfica color azul señal rampa del semiciclo positivo, gráfica color cian señal rampa del semiciclo negativo y gráfica color magenta señal sinusoidal.	29
4.7. Detector inversor de cruce por cero. Imagen adaptada de (Compeán et al., 2000).	30

4.8. Gráficas obtenidas del circuito electrónico detector inversor de cruce por cero. Gráfica color cian es el voltaje de referencia, gráfica color azul señal rampa y gráfica color magenta señal de salida de la configuración comparador.	31
4.9. Pulso de disparo proveniente del JFET 2N5245. imagen adaptada de (Compeán et al., 2000).	32
4.10. Circuito RC encargado de realizar la generación del pulso de disparo.	32
4.11. Respuesta del voltaje dado por (4.14).	34
4.12. Pulsos de disparo dado por el diagrama 4.10. Gráfica color azul pulso de disparo semiciclo negativo y gráfica color cian pulso de disparo semiciclo positivo.	34
4.13. Señales de pulsos de disparo dados por el diagrama 4.9. Gráfica color azul pulso de disparo del semiciclo negativo y gráfica color cian pulso de disparo del semiciclo positivo.	35
4.14. Señales de pulso de disparo dado por el diagrama 4.9.	35
4.15. Circuito electrónico de la configuración seguidor de voltaje.	36
4.16. Dispositivo electrónico MOC3021 utilizado para el optoacoplamiento entre la etapa de generación de pulsos de disparo y la etapa de potencia.	37
4.17. Circuito rectificador monofásico de media onda con una carga resistiva.	40
4.18. Señales de voltaje rms, voltaje promedio, corriente rms y corriente promedio obtenidas de la configuración rectificador monofásico de media onda al aplicar un ángulo de disparo $\alpha=46^\circ$	40
4.19. Circuito rectificador monofásico de onda completa.	42
4.20. Señales de voltaje rms y corriente rms obtenidas en la configuración rectificador monofásico de onda completa al aplicar un ángulo de disparo $\alpha=72^\circ$	43
4.21. Configuración antiparalelo.	44
4.22. Señales de voltaje rms y corriente rms obtenidas en la configuración antiparalelo al aplicar un ángulo de disparo $\alpha = 42^\circ$	45
4.23. Rectificador de onda completa de precisión.	48

4.24. Gráficas de señal de entrada sinusoidal (color amarillo) y señal rectificada (color cian)	49
4.25. Configuración logaritmo.	50
4.26. Configuración offset.	51
4.27. Configuración antilogaritmo.	52
4.28. Configuración exponencial.	53
4.29. Señales de voltaje de la configuración filtro activo pasa bajas.	53
4.30. Filtro RC.	54
4.31. Señal obtenida al implementar un filtro RC.	54
4.32. voltaje de entrada de una señal senoidal y voltaje de salida del Circuito medidor de Voltaje rms.	55
5.1. Curva de respuesta en forma experimental (color azul), Curva de respuesta aproximada (color rojo).	63
5.2. Curva de respuesta en forma experimental con forma de S.	67
5.3. Lugar geométrico de las raíces para el Horno eléctrico	68
5.4. Diagrama de bloques con controlador PI	69
5.5. Diagrama de bloques con controlador I-P	70
5.6. Diagrama de bloques del sistema de control retroalimentación de estados más acción integral.	71
5.7. Respuesta de temperatura del horno eléctrico para sintonización de Ziegler-Nichols con el controlador PI.	75
5.8. Corriente requerida para la sintonización del controlador PI.	76
5.9. Corriente requerida para la sintonización de Ziegler-Nichols con el ajuste de constantes K_p y K_i	77
5.10. Respuesta de temperatura del horno eléctrico con la sintonización de Ziegler-Nichols, controlador I-P.	77
5.11. Corriente requerida para el controlador I-P.	78

5.12. Respuesta de temperatura requerida para el controlador retroalimentación de estados más acción integral del error (segundo sistema).	80
5.13. Respuesta de temperatura requerida para el controlador retroalimentación de estados más acción integral del error (primer sistema).	81
5.14. Corriente requerida para el controlador retroalimentación de estados más acción integral del error.	81
5.15. Respuesta de temperatura del horno eléctrico que se obtuvieron en el desempeño de los tres controladores con una entrada de referencia \mathbf{T}_{D1}	82
5.16. Corriente requerida para los diferentes tipos de controladores con una entrada de referencia \mathbf{T}_{D1}	83
5.17. Respuesta de temperatura del horno eléctrico que se obtuvieron en el desempeño de los tres controladores con una entrada de referencia \mathbf{T}_{D2}	84
5.18. Corriente requerida para cada controlador con una entrada de referencia \mathbf{T}_{D2}	84
5.19. Respuesta de temperatura del horno eléctrico que se obtuvieron en el desempeño de los tres controladores con una entrada de referencia \mathbf{T}_{D3}	85
5.20. Corriente requerida para los diferentes tipos de controladores con una entrada de referencia \mathbf{T}_{D3}	86

Capítulo 1

Introducción

1.1. Antecedentes

Actualmente, la mayor parte de las actividades de la industria se basan en procesos en los cuales se aplican los avances tecnológicos y de manufactura, los cuales involucran variables y parámetros relacionados entre sí, que utilizando Leyes de la Física se pueden obtener ecuaciones diferenciales lineales y no lineales. Cabe hacer mención que en dichos procesos se pueden, en algún momento, medir alguna(s) variable(s) por medio de sensores y debido a esto ha sido posible realizar la automatización de estos.

En las principales aplicaciones industriales están los sistemas térmicos. Estos han estado presentes desde hace mucho tiempo en la actividad humana, por lo que han contribuido con avances tecnológicos y se han utilizado en diferentes tareas domésticas e industriales. Por ejemplo, en la industria del plástico, la del cemento, la de materiales no ferrosos, en la minera y en la metalúrgica están desde una simple elaboración de alimentos, fundición y moldeado de metales, recocido de materiales, procesado de pintura automotriz, fabricación de sensores y dispositivos semiconductores entre otros. En todas estas aplicaciones, son utilizados los sistemas térmicos.

En (Ogata, 1998) se menciona que un sistema térmico es aquel que involucra la transferencia de calor de una sustancia a otra. Estos sistemas se analizan en términos de resistencia y capacitancia, aunque la capacitancia térmica y la resistencia térmica no se representen con precisión como elementos de parámetros concentrados, dado que, por lo general, están distribuidas en todas las sustancias.

A un sistema térmico normalmente se le proporciona energía calorífica, que puede ser generada por medio de: combustión (carbón, leña o gas); radiación (energía solar);

electricidad (elementos resistivos).

Un uso del horno eléctrico es en la joyería de acabado de piedras, pero este normalmente es muy caro de adquirir. Por este motivo en el presente trabajo se abordó construir un horno eléctrico para contribuir con joyeros artesanos de bajos recursos para que cuenten con dicho sistema en su labor.

1.2. Antecedentes históricos

Antes de hablar sobre la historia de los hornos, se debe definir el concepto de un horno.

Diccionario de la Real Academia Española define que un horno es un **“aparato que sirve para trabajar y transformar con ayuda del calor las sustancias minerales”**.

The Free Dictionary by farlex menciona el concepto de horno como **“compartimento en el que se libera calor y se transmite a una masa sólida o fluida con el fin de transformarla física o químicamente”**.

Al definir el concepto de horno, el sistema térmico se vincula con las definiciones mencionadas, por lo que al mencionar un sistema térmico se hace referencia al horno.

En relación con la historia, los primeros hornos fueron construidos por los Egipcios y los babilónicos, empezaron a usarlos hace más de 5,000 años. Estos consistían de una tapa de adobe en forma de campana, cuyo principal uso era para cocinar alimentos. Mientras que, en otras culturas usaban hornos abiertos, los cuales los construían en un hueco o zanja, estos los forraban de piedra, paja y barro. Por otro lado, en algunos países usaban hornos en forma cilíndrica, los cuales alcanzaban temperaturas superiores a los 400 °C. De igual manera, se utilizaban para la cocción de alimentos y uno de sus inconvenientes era que tenía una puerta en la parte superior, por lo que habían pérdidas de calor.

Durante el siglo XIX en Europa hubo avances en el diseño, construcción y circulación del calor, aunque el carbón y la madera continuaban siendo los primeros combustibles disponibles para la cocción de cerámica, en los primeros años del siglo XX empezaron a utilizarse los derivados del petróleo.

En el siglo XIX, el horno de arco eléctrico se comenzó a emplear en la fundición de hierro (Sánchez Hernández, 2011), por lo que se dio inicio a los hornos de arco por el Ingeniero Alemán Charles William Siemens, quien inventó el procedimiento de obtención denominada Martin-Siemens, el cual permitía la fabricación de material

por medio de un horno de crisol abierto.

En 1861, August Friedrich Siemens y su hermano, diseñaron un horno de crisol abierto para el tratamiento del acero. Con este y con un generador de gas se logró obtener acero empleado para obtener materia prima; carbón de baja calidad. El horno estaba hecho de ladrillos resistentes al fuego, donde ambas cámaras se calentaban de manera alternativa, hasta elevar la temperatura de la mezcla de gas y aire fresco utilizado. Este horno fue conocido como Martin -Siemens.

En 1883, Charles William Siemens y el Ingeniero Hutington construyen el primer horno de fusión eléctrico a escala Industrial en Inglaterra, este funcionaba con un crisol de carbón.

Años más tarde, se desarrolló el primer horno eléctrico de arco por el Francés Paul Heroult, con una planta comercial establecida en EE.UU. en 1997. El acero obtenido para el horno eléctrico era un producto especial para la fabricación de máquinas de herramienta y de acero para resortes.

Los hornos eléctricos se pueden clasificar :

- Horno de inducción. En este tipo de horno, el calor se genera a través de un inductor (bobina de cobre) en el cual se le hace pasar una corriente y genera un campo magnético.
- Horno eléctricos por resistencia. La forma de generar calor es a través de un elemento resistivo excitador de calor. Al aplicar un voltaje de corriente directa, existe un flujo de corriente a través de este, por lo tanto hay una disipación de calor.
- Horno de arco eléctrico. En un horno que se calienta por medio de electrodos. El arco se genera a través de un material y un electrodo.

A lo largo de la historia los sistemas térmicos han tenido gran importancia los cuales se han aplicado en diferentes tareas tanto domésticas como industriales por lo que se tubo la necesidad de mejorar los sistemas térmicos por ende hubo proceso de transformación de los primeros hornos de piedra a los hornos eléctricos. En la actualidad los procesos industriales se hace cada día más necesario disponer de sistemas de control que permitan mejorar y optimizar una gran cantidad de procesos.

1.3. Planteamiento del problema

A lo largo de la carrera de Ingeniería en Sistemas Electrónicos Industriales (ISEI) en la UACM se aborda la automatización y control de sistemas físicos. Con este antece-

dente, en el presente trabajo se desea realizar el diseño, construcción, caracterización, automatización y control de un horno eléctrico, alimentado de flujo calorífico por un elemento de naturaleza eléctrica para uso de joyería artesanal. Esto con la idea de mejorar el proceso de fabricación de estos productos que presentan algunos artesanos en la periferia de la Ciudad de México.

Para el diseño del horno eléctrico, se contactó a un artesano joyero debido a que posee conocimientos y experiencia sobre estos, asimismo, cuenta con material para la elaboración en este tipo de sistemas térmicos.

Antes de diseñar y construir el horno eléctrico antes mencionado, se tomó en cuenta lo dicho en el párrafo previo. Con esto, se considera lo siguiente:

1.3.1. Requerimientos

Estos son:

- R.1** El horno debe de tener espacio para colocar al menos 60 piezas de joyería como; cuarzo, coral, ámbar y turquesa. Éstas tendrán una dimensión de hasta 2 cm.
- R.2** El horno debe de alcanzar una temperatura de al menos 750°C en hora y media de funcionamiento.
- R.3** Se dispone de una alimentación eléctrica doméstica de 120 V rms.
- R.4** La temperatura interna del horno se debe de mantener en lo posible cercano al requerimiento de la referencia.
- R.5** La excitación térmica debe de proporcionarse alrededor de las paredes inferiores del horno y por la parte superior de este.
- R.6** Se requiere de una potencia $3000 - 3200\text{W}$ en el elemento calefactor.

1.3.2. Disponibilidad de material y equipo

Además de los requerimientos del usuario, se dispone de lo siguiente:

- D.1** Ladrillo refractario No. 23.
- D.2** Manta de Fibra cerámica. Clasificación de temperatura hasta 1260°C , tamaño $7320 \times 610 \times 25\text{mm}$ y densidad 128 kg/m^3 .

D.3 Cemento refractario.

D.4 Alambre nicromel, Kanthal 80/20, calibre No.12. Este tipo de material, conocido también como nicromo, no cambia su resistencia al voltaje cuando la temperatura incrementa y posee un alto punto de fusión de $1400^{\circ}C$, no se oxida ni se corroe.

D.5 Sensor de temperatura, termopar tipo K (Cromel/Alumel). Este sensor tiene un rango de medición de temperatura de $-270^{\circ}C$ a $1375^{\circ}C$ con resolución de $41 \mu V/C$. Debido a que el termopar es fácil de conseguir y barato. Por este motivo, este fue el sensor utilizado para medir temperatura.

D.6 Refractarios dieléctricos térmicos (cerámicas).

D.7 Láminas de acero de calibre 0.25 in.

Cabe hacer mención que en el laboratorio de Sistemas de Potencia de la carrera de ISEI en el plantel San Lorenzo Tezonco se dispone:

- ★ Distintos dispositivos de medición como: puentes de impedancias, multímetros de alta precisión, medidor de potencia tipo pinza Hioki 3286 – 20 con capacidad para medir voltaje hasta $600V$ y corriente de $1000A$.
- ★ Transformador Variable (variac) modelo 3PN1116C con; voltaje de entrada de $120V_{AC}$, voltaje variable de salida $0 - 140V$.
- ★ Osciloscopio con un ancho de banda de $500 \sim MHz$ con puntas de voltaje diferencial y de corriente.
- ★ Alimentación trifásica de $220V$, bancos de transformadores.

1.4. Motivación

A lo largo de la formación de la Ingeniería en Sistemas Electrónicos Industriales, se abordan distintas áreas de la Automatización y Control: modelado, análisis y control de sistemas físicos; Acondicionamiento de señales; Instrumentación; Electrónica Analógica, Digital y de Potencia; Sistemas Digitales. Debido a esto, es un desafío realizar un control en lazo cerrado de un sistema térmico, por lo que es necesario realizar el modelado matemático (experimental y analítico), medición de los parámetros, diseñar los sistemas electrónicos para manipular la excitación del flujo de calor, acondicionamiento de señales que se disponen por medio de sensores y el diseño del controlador. Todo es una motivación para llevar a cabo lo antes planteado.

Debido al desarrollo que ha tenido los circuitos integrados en los últimos años, se tiene la tendencia de que los sistemas electrónicos analógicos que se implementaron en muchas aplicaciones, estos se han reemplazado poco a poco por sistemas electrónicos programables como son: circuito integrado programable (PIC), circuito lógico programable (PLC) o tarjetas de desarrollo (Arduino). Además, en la mayoría de los diseños de sistemas de control para un sistema térmico se han basado en técnicas de control; proporcional, integral y derivativo, todas basadas en sistemas electrónicos programables.

Esto lleva a implementar sistemas electrónicos para la generación de pulsos de disparo, etapa de activación de los dispositivos semiconductores de potencia, etapa de optoacoplamiento y acondicionamiento de sensor de temperatura.

Al mismo tiempo, se desea realizar el control de temperatura para el horno de Joyería artesanal. Esto se hará empleando diferentes técnicas de control, una de ellas es por medio de la sintonización de Zigler-Nichols, y diseño de control en el espacio de estados.

1.5. Objetivos

1.5.1. General

Con lo mencionado en la secciones previas es: Diseñar e implementar un sistema de control de temperatura para un sistema térmico.

1.5.2. Particulares

- OP.1** Desarrollar el modelo matemático del sistema térmico.
- OP.2** Diseñar e implementar una técnica de control para mantener la temperatura del sistema térmico en un valor deseado.
- OP.3** Diseñar sistemas electrónicos, para la etapa de amplificación y acondicionamiento de señales que permitan obtener una adecuada medición del sensor de temperatura evitando señales no deseadas como ruido, perturbaciones y mediciones erróneas.
- OP.4** Diseñar e implementar sistemas electrónicos para la activación del elemento resistivo excitador de calor por medio de dispositivos electrónicos de potencia (SCR, por sus siglas en inglés; Silicon-controlled rectifier).
- OP.5** Diseñar e implementar una técnica de control de voltaje.

1.6. Justificación

Con lo aprendido durante la formación académica en la UACM, se aplicaran los conocimientos obtenidos en las materias como: Electrónica digital, Dispositivos electrónicos Amplificación y acondicionamiento de señales, circuitos integrados analógicos, microprocesadores y periféricos.

Con los antes mencionado, se diseñaran los sistemas electrónicos para la generación de pulso de disparo, la etapa de activación de los dispositivos electrónicos de potencia, el aislamiento de etapas por medio de optoacopladores.

Para el desarrollo e implementación del sistema de control de temperatura del horno, se requiere de los conocimientos obtenidos en la materia de modelado de sistemas físicos, análisis de sistemas dinámicos y diseño de controladores.

Capítulo 2

Marco Teórico

Debido a que los sistemas térmicos han estado presentes desde hace mucho tiempo en la era moderna de la humanidad hasta la actualidad, cada vez tienen más importancia, ya que estos han tenido un gran desarrollo y se han empleado para diferentes tareas, e.g., la cocción o calentamiento de alimentos, así como en aplicaciones de proceso industriales y sistemas comerciales. Dentro de su desarrollo existente diferentes tipos de horno: los hornos eléctricos los cuales son utilizados para procesos metalúrgicos y de producción de materiales, hornos de caja, hornos de campana, hornos eléctricos de inducción, hornos de arco eléctrico, hornos a gas, hornos eléctricos de resistencia, entre otros.

Para obtener un modelo matemático de algún sistema térmico se requiere abordar la teoría que involucra a estos. El desarrollo de este capítulo a presentan algunos temas que ayudan a modelar dichos sistemas térmicos.

Un horno que es excitado por un elemento eléctrico, es un sistema térmico y es aquel que realiza una transferencia de calor de un sistema a otro y tiene la capacidad de guardar calor. El sistema térmico se puede describirse a partir de los fenómenos naturales y cambios e interacciones que intervienen en ellos. Por esto, se consideran las leyes de la termodinámica que estudia variables de calor, intercambio de energía, variables de temperatura. Así mismo, se consideran las leyes de la Física, Leyes Eléctricas que ayudan a describir y conocer el funcionamiento del sistema.

2.1. Primera Ley de la Termodinámica

La primera ley de la termodinámica, también conocida como principio de conservación de la energía, describe la relación entre el trabajo, el calor y la energía interna en un sistema. Cuando hay una cantidad de calor transferido Q a un sistema éste efectúa un trabajo W , y la energía interna ΔU cambia en cantidad igual a $Q - W$ (Young et al., 2009).

La Primera Ley de la termodinámica se puede escribirse.

$$\Delta U = Q - W \quad (2.1)$$

Es decir, la razón de la transferencia de energía hacia un sistema es a la razón de incremento de la energía de ese sistema. El cambio en la energía total en un sistema, es la diferencia entre la energía total que entra y la energía total que sale.

2.2. Transferencia de calor.

El calor es la energía que se puede transferir de un sistema a otro, esto da como resultado una diferencia de temperatura (Çengel and Ghajar, 2011). La transferencia de energía como calor se realiza por el objeto que tiene una temperatura mayor hacia el que tiene menor temperatura, y dicha transferencia de calor se detiene cuando ambos alcanzaron la misma temperatura. La transferencia de calor se puede transferir de tres distintas maneras: conducción, convección y radiación.

- ◆ **Conducción.** Es la transferencia de energía de las partículas más energéticas de una sustancia hacia las adyacentes menos energéticas, como resultado de interacciones entre esas partículas. La conducción puede tener lugar en los sólidos, líquidos o gases. (Çengel and Ghajar, 2011)
- ◆ **Convección.** Es la transferencia de energía entre una superficie sólida y un líquido o gas adyacente que está en movimiento y comprende los efectos combinados de la conducción y el movimiento de fluidos. (Çengel and Ghajar, 2011).
- ◆ **Radiación.** Es la energía emitida por la materia en forma de ondas electromagnéticas. (Çengel and Ghajar, 2011)

En el presente trabajo, solo se considera la transferencia de calor por conducción, debido a que el sistema que se construyó, la forma de obtener calor es por medio de un elemento disipador. Por lo tanto, se explicará el concepto de transferencia de calor por conducción a partir de la Ley de conducción de Fourier.

2.3. Ley de conducción de Fourier.

La ley de conducción de calor de Fourier en honor al físico matemático francés Joseph Fourier, expresa que cuando existe un gradiente de temperatura en un objeto, hay una transferencia de energía de la región de mayor temperatura a la de menor temperatura

(Holman and Valenzuela, 1998). Es decir, la cantidad de calor transferido en una dirección es proporcional al gradiente de temperatura y al área de la transferencia de calor. Este calor es conducido en sentido de la disminución de la temperatura y el gradiente de temperatura disminuye se vuelve negativo cuando esta reduce al aumentar la dirección x .

La Ley de conducción de Fourier se define como

$$\dot{Q} = -kA \frac{dT}{dx} \quad (2.2)$$

denota \dot{Q} razón de transferencia de calor, A área normal a la transferencia de calor en dirección a la transferencia, T temperatura, k conductividad térmica del material, es la medida de la capacidad de un material para conducir calor. El signo negativo indica la transferencia de calor en dirección x y $\frac{dT}{dx}$ es el gradiente de temperatura, en la dirección del flujo de calor.

2.4. Resistencia térmica

La resistencia térmica es la oposición del flujo de calor entre dos puntos de un elemento o material, la cual se expresa como la diferencia el flujo de calor (\dot{Q}) con respecto a la diferencia de temperatura de un objeto o material que resiste a este. Por lo anterior, es análogo a la resistencia eléctrica donde la diferencia de temperatura es la diferencia de potencial eléctrico y la transferencia de flujo de calor es a la corriente eléctrica, se expresa mediante

$$R_{t\acute{e}rmica} = \frac{T_1 - T_2}{\dot{Q}_s} \quad (2.3)$$

donde $R_{t\acute{e}rmica}$ define a la resistencia térmica, $T_1 - T_2$ a la diferencia de temperatura y \dot{Q}_s al cambio de flujo de calor.

La resistencia térmica para transferencia de calor por conducción se expresa como

$$R_{t\acute{e}rmica} = \frac{1}{kA} \quad (2.4)$$

donde k es la conductividad térmica y A es el área de la superficie del sistema en cuestión.

2.5. Capacitancia térmica

La capacitancia térmica es la capacidad que tienen los materiales para almacenar calor, por lo que la capacidad térmica C es la cantidad de energía necesaria para

elevar la temperatura de un objeto. A partir de capacidad térmica se relaciona la energía térmica también conocida como calor transferido Q que produce un cambio de temperatura ΔT (Serway and Jewett, 2008).

$$Q = C_p \Delta T \quad (2.5)$$

donde C_p es la capacitancia térmica y ΔT es la diferencia de temperatura.

El calor específico c es la capacidad térmica que tienen los materiales para almacenar calor por unidad de masa, se representa con la ecuación :

$$c = \frac{Q}{M \Delta T} \quad (2.6)$$

donde M es la masa de la sustancia o material y c capacidad térmica específica de la sustancia o material.

Con (2.5) y (2.6), se tiene la relación de la capacitancia térmica que depende del calor específico (c) y la masa (M), la cual se define mediante:

$$c_p = cM$$

expresa M masa de la sustancia o material, c calor específico de la sustancia o material.

2.6. Efecto Joule

El efecto Joule, también conocido como *calentamiento resistivo*, se produce al circular una corriente eléctrica a través de un elemento conductor, el cual hace que la energía de los electrones en movimiento (energía cinética) se transforme en calor por medio de las colisiones entre los átomos del elemento conductor. Por lo tanto, al fluir una corriente eléctrica a través de un sólido con una conductividad finita, la energía se convierte en calor¹.

De la Ley de Ohm partimos para relacionar la potencia eléctrica:

$$V = IR \quad (2.7)$$

La potencia eléctrica disipada en un conductor es igual a la diferencia de potencial por la corriente que atraviesa a un elemento conductor.

$$P = VI \quad (2.8)$$

¹COMOSOL, “El efecto de calentamiento Joule”. Página de internet <https://www.comsol.com/multiphysics/the-joule-heating-effect>

donde P es la potencia, I es la corriente y V es el voltaje.

Por medio de la (2.8), se puede calcular la cantidad de calor de un elemento conductor, el cual es generada por medio de la energía eléctrica que depende de la potencia, esto es

$$Q_e = P \tag{2.9}$$

donde Q_e es la cantidad de calor y P es la potencia.

De (2.9) se obtiene la ecuación que representa el efecto Joule, la cual depende de la corriente eléctrica y la resistencia eléctrica a través del elemento conductor, por lo que Q_e resulta como

$$Q_e = I^2 R$$

La energía calorífica Q_e , es la energía que se proporciona interior del horno eléctrico mediante un elemento resistivo, la cual se transforma en calor.

Capítulo 3

Diseño, construcción y operación del horno de joyería artesanal

En este Capítulo se aborda el diseño, construcción y operación del horno eléctrico. Dicho sistema está enfocado para la aplicación de joyería artesanal, el objetivo es alcanzar temperaturas alrededor de 750°C . Para realizar el diseño y construcción, se buscó información aplicada a los sistemas térmicos así como de los elementos excitadores de calor.

En la sección 1.31 y 1.32 del Capítulo 1, se abordaron los requerimientos de uso, así como la disposición de elementos y materiales para la construcción del horno de joyería artesanal.

3.1. Diseño y construcción del prototipo

Teniendo en cuenta las restricciones y la disponibilidad de los materiales se construyó un horno con una excitación de flujo calórico a través de un elemento resistivo. Las características que posee el horno eléctrico son:

- De acuerdo a **R.1**, así como **D.1** y **D.3** el horno se diseñó y construyó de forma cúbica con dimensiones internas de: ancho 46 cm; profundidad 46 cm; y altura 22 cm. El ladrillo refractario, así como el cemento refractario es fabricado con material de arcilla refractaria que permiten soportar altas temperaturas de 1760°C sin que se corroan o se rompan, además que mantienen el calor. Estos son empleados para aplicaciones industriales así como para domésticas.

En la Figura 3.1 se muestra las especificaciones del ladrillo utilizado para la

construcción del sistema. El ladrillo que se utilizó fue el modelo T-23, forma rectangular.¹

LADRILLOS AISLANTES			DNENSIDAD PROMEDIO g/cm ³	TERMIMEX PILA	
1100°C TMP. MAX	K-20	0.465		▶ RECTANGULAR 228 x 114 x 63.5mm PILA-00001	
1090°C TMP. MAX	T-20 NO QUEMADO	0.657		▶ RECTANGULAR 228 x 114 x 63.5mm PILA-00013	
1260°C TMP. MAX	K-23	0.497		▶ RECTANGULAR ANCHO 228 x 114 x 76mm PILA-00003	
				▶ RECTANGULAR 228 x 114 x 63.5mm PILA-00011	
1260°C TMP. MAX	T-23	0.657		▶ CANTO 2 228 x 114 x (63.5x44.5)mm PILA-00012	

Figura 3.1: Catalogo de ladrillos refractarios Termímex, soluciones industriales.

- Por **D.4** y **R.5** se construyeron dos elementos resistivos con el alambre Nicromel, con una estructura enrollada (tipo bobina), con un diámetro exterior de 11.5 mm.
- De acuerdo con **R.3**, **R.6** se obtiene una corriente de consumo, utilizando la ecuación de potencia eléctrica en el elemento resistivo.

$$i = \frac{3000 W}{120 v} = 25 A \quad (3.1)$$

Asimismo con el voltaje de alimentación monofásica, corriente y utilizando la Ley de Ohm se obtuvo el valor de la resistencia de 4.8 Ω. Cabe hacer mención que en México el voltaje de alimentación de suministro doméstico de energía eléctrica es de $\frac{220}{\sqrt{3}} = 127 V$, pero es usual que en las periferias de muchas ciudades este sea menor, por lo que en donde se va a utilizar este sistema es el voltaje puesto en el requerimiento **R.3**.

Para comprobar el valor de la resistencia e inductancia, se realizaron pruebas en corriente alterna y corriente directa, así como mediciones utilizando dispositivos como puentes de impedancias y multímetros FLUKE 289 .

¹Termímex, soluciones industriales. Página de internet <https://www.termimex.com.mx/ladrillos-refractarios.html>

Prueba en corriente directa

Para esta prueba experimental, se aplicó un voltaje de entrada de corriente directa de 4.6180 V en la resistencia eléctrica, por lo que se obtuvo una corriente de consumo de 0.9817 A. Con el valor de la corriente, voltaje en corriente directa y usando la Ley de Ohm se calculó el valor del elemento resistivo

$$R = \frac{4.6180 \text{ V}}{0.9817 \text{ A}} = 4.704084 \Omega \quad (3.2)$$

Para comprobar lo anterior, se realizó una medición con un multímetro digital fluke 289. Por lo que se obtuvo el valor de la resistencia del elemento calefactor por medio de (3.2).

Por otra parte, se realizaron mediciones con dos puentes de impedancias para obtener el valor de la resistencia.

- Puente de impedancias BK PRECISION Model 885, el valor de la resistencia es de 4.748 Ω .
- Con el puente de impedancias modelo BK878B, el valor de la resistencia es de 4.781 Ω

Prueba en corriente alterna

En esta prueba experimental, se alimentó en corriente alterna el elemento resistivo, con el fin de calcular su inductancia. Se le aplicó un voltaje de entrada 3.6116 V_{AC}, se consumió una corriente de 0.7655 A. La inductancia del elemento resistivo esta dada por (Fabián Pliego, 2015)

$$L_r = \frac{\sqrt{\frac{V_r^2}{I_r^2} - R_r^2}}{2\pi f_s} \quad (3.3)$$

donde R_r es el valor de la resistencia del elemento resistivo encontrado en la prueba de corriente directa, L_r es la inductancia de dicho elemento, mientras que el voltaje V_r , la corriente I_r y la frecuencia f_s son los valores de la corriente alterna aplicada en esta prueba.

Con las mediciones en esta prueba se calcula el valor de la inductancia.

$$L_a = \frac{\sqrt{\frac{3.6116V_{AC}^2}{0.7655A^2} - 4.7179\Omega^2}}{2\pi 60Hz} = 64.2188\mu H \quad (3.4)$$

El valor de la inductancia se comprobó que es muy pequeño, por lo que se puede despreciar este valor.

- Por **R.2** y por la disposición **D.5** se instaló un sensor de temperatura a través de un ladrillo quedando a la mitad de la altura interna del horno y a la mitad de la profundidad. El sensor de temperatura es un termopar tipo K, el cual es capaz de medir los cambios de temperatura en un rango de $-270^{\circ}C$ a $1375^{\circ}C$.
- Considerando **R.4** y **D.2**, el horno se recubrió por la parte externa de las paredes y la base de este, por la manta cerámica.
- Por la disposición de **D.7**, el horno se ubicó en una estructura metálica de forma cúbica.

En la Figura 3.2 se muestra la construcción del horno eléctrico, en el interior de este se observan los sensores de temperatura termopar tipo K y la termocupla del multímetro FLUKE 289.

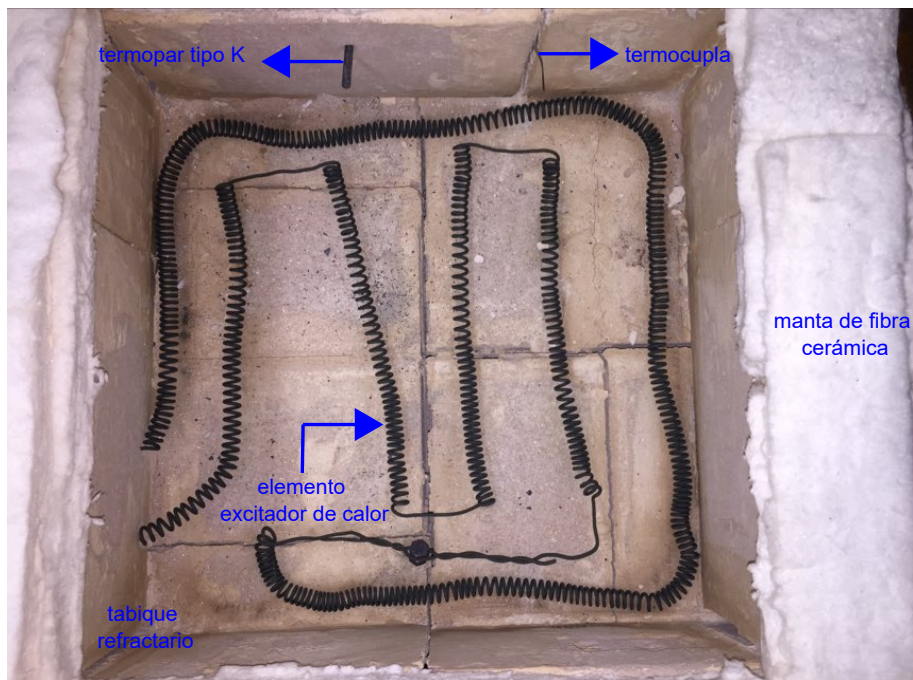


Figura 3.2: Diseño y construcción del horno eléctrico.

3.2. Operación del horno de joyería

El horno eléctrico es calentado por el voltaje suministrado por el elemento resistivo. Dicho voltaje es obtenido directamente de la línea de alimentación y es manipulado por medio de un sistema electrónico utilizando una configuración de tiristores

y variación de ángulo de disparo de estos en forma sincronizada con la línea de alimentación.

Para saber el comportamiento, funcionamiento y caracterización del horno eléctrico, se realizaron pruebas en lazo abierto de forma experimental. Se aplicó un ángulo de disparo en la compuerta de los tiristores y así lograr la activación del elemento resistivo excitador de calor. Al suministrar un voltaje de alimentación existe un flujo de corriente y por lo tanto, hay una disipación de calor en el interior del horno eléctrico, por lo se introduce un flujo calórico al interior del horno eléctrico.

Para estas pruebas experimentales, la temperatura fue medida con un sensor de temperatura termocupla, asimismo con un multímetro digital 289 para guardar y registrar los datos que se obtienen durante el tiempo de operación del horno eléctrico. Las pruebas que se realizaron se consideraron la restricción **R.2**.

Con **R.2** se realizó el experimento en lazo abierto, en el cual se adaptó un ángulo de disparo de 45° con un ángulo de conducción 135° en la señal de alimentación monofásica, por lo que se obtiene una corriente de $23 A_{rms}$ y un voltaje de $112 V_{rms}$. Para este experimento el tiempo de operación fue durante tres horas, la temperatura inicial $t_{ini} = 39^\circ C$ dentro del interior del horno eléctrico medida mediante un termopar y un multímetro digital, el cual registro los datos cada tres segundos durante el tiempo que estuvo en funcionamiento el horno. Con estos datos se obtuvo una curva de respuesta del sistema, como se puede ver en la Figura 3.4, después de una hora la temperatura incremento hasta $725^\circ C$ hasta llegar a una temperatura final $t_{ss} = 1057.6^\circ C$. Cabe hacer mención que los datos obtenidos por el multímetro se transportar a una PC por lo que la Figura 3.4 se genera en el software matemático MATLAB.

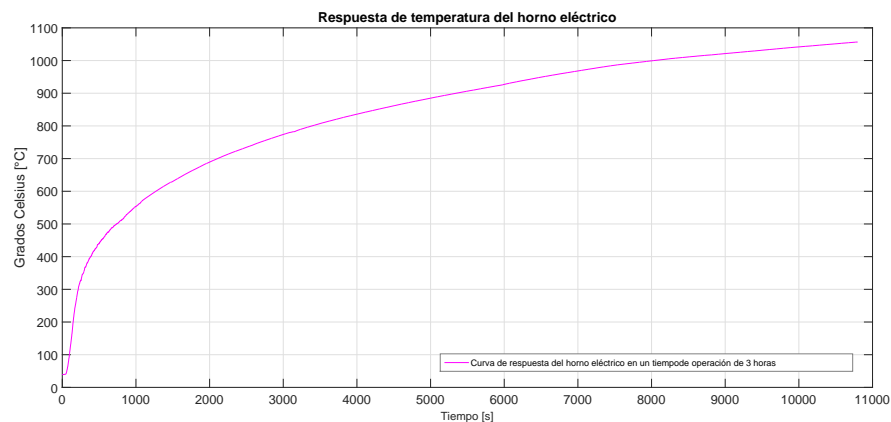


Figura 3.3: Curva de respuesta de temperatura del Horno de Joyería Artesanal en un tiempo de operación de tres horas

Por otro lado, se realizó un segundo experimento en lazo abierto, en el cual el horno debe de mantener una temperatura estable, por lo que se le aplicó un ángulo de disparo de 73.3° con un ángulo de conducción 106.70° en la señal de alimentación monofásica, se proporciona una corriente $15 A_{rms}$, voltaje $75 V_{rms}$ en el elemento calefactor. Para esta prueba se realizó la medición de temperatura inicial $t_{ini} = 47.3^\circ C$ del interior del horno, así mismo, se obtuvieron mediciones cada cuatro segundos durante un tiempo de operación de siete horas y media, en el cual el sistema llegó a una temperatura de $t_{ss} = 635.5^\circ C$. Las mediciones se disponen a través de un sensor termopar y con un multímetro digital Fluke modelo 289 se capturaron y grabaron los datos de cada medición, con esto se pudo realizar la gráfica y obtener una curva de respuesta del sistema. Con el instrumento medidor de potencia tipo pinza Hioki 3286 – 20 se realizó mediciones de potencia activa $-1.297 KW$, potencia aparente $2.057 KVA$ y factor de potencia $\cos 0.630$ en alimentación monofásica. En la Figura 3.4 se observa la curva de respuesta del horno eléctrico con una prueba de siete horas y media.

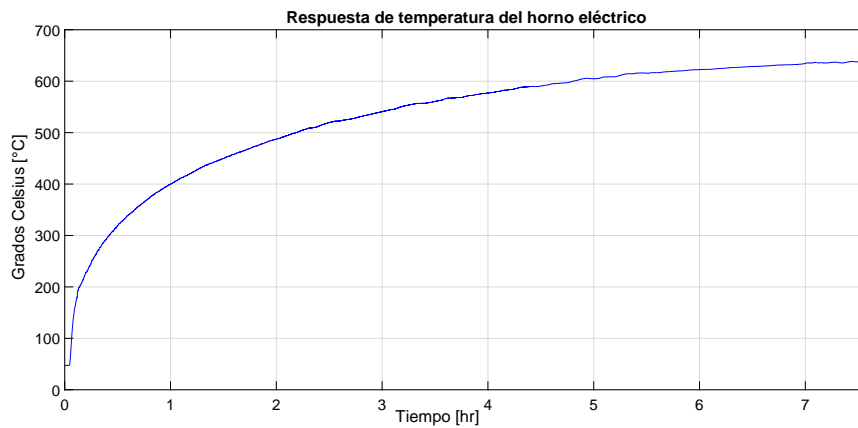


Figura 3.4: Respuesta de temperatura del Horno de Joyería Artesanal en un tiempo de operación de siete horas y media.

Capítulo 4

Diseño de sistemas electrónicos

La forma de obtener flujo calórico proporcionado por el elemento resistivo de acuerdo a los requerimientos del usuario del horno eléctrico es por medio de la alimentación de voltaje doméstica proporcionada por la Comisión Federal de Electricidad. Una forma común de poder variar dicho voltaje es por medio del uso de tiristores. Por esta razón, en el presente capítulo se enfoca al diseño de distintas topologías de sistemas electrónicos controlados por fase.

En la mayoría de las aplicaciones de los sistemas de electrónica de potencia, la entrada proviene de una fuente principal generadora de energía eléctrica, la cual puede ser monofásico o trifásico. En algunas aplicaciones industriales requieren de conversión de energía CA a CC, CC a CA, CC a CC, CA a CA y el control de voltaje de salida. La conversión de energía se puede realizar mediante circuitos rectificadores de diodos para convertir la corriente alterna de entrada en corriente directa, pero no pueden controlar el voltaje. En cambio se puede realizar esta conversión de CA a CA por medio de los circuitos convertidores controlados por fase y frecuencia de línea utilizando tiristores, los cuales se activan aplicando un pulso de disparo en la compuerta y se desactiva en conmutación natural. Estos rectificadores controlados por fase son sencillos y menos costosos, y su eficiencia es, superior al 95 % (Rashid, 2004). Estos rectificadores controlados también se les llama convertidores, llamados así porque son capaces de convertir el voltaje de corriente alterna a corriente continua, además de que controlan el voltaje por medio de un ángulo de disparo.

Los convertidores controlados por fase se pueden clasificar en dos tipos:

- Convertidores Monofásicos.
- Convertidores Trifásicos.

Debido a los requerimientos **R.3** del usuario, los convertidores que están en posibilidad son los monofásicos. Estos pueden ser semiconvertidor o convertidor monofásico (Rashid, 2004). Por lo tanto, en este capítulo se describe el funcionamiento de cada una de las etapas del circuito rectificador monofásico controlado por fase. Asimismo, se muestran los resultados de los experimentos obtenidos en la implementación de las distintas configuraciones para la activación de la carga. Las etapas que conforman el sistema electrónico completo son:

1. Generación de pulsos.
2. Acoplamiento de señales de disparo.
3. Potencia.
4. Adecuación de señal rms de un sensor de corriente.

Como se puede observar en el diagrama de bloques de la Figura 4.1 se describe las etapas que se requiere para la implementación del sistema electrónico monofásico controlado por fase.

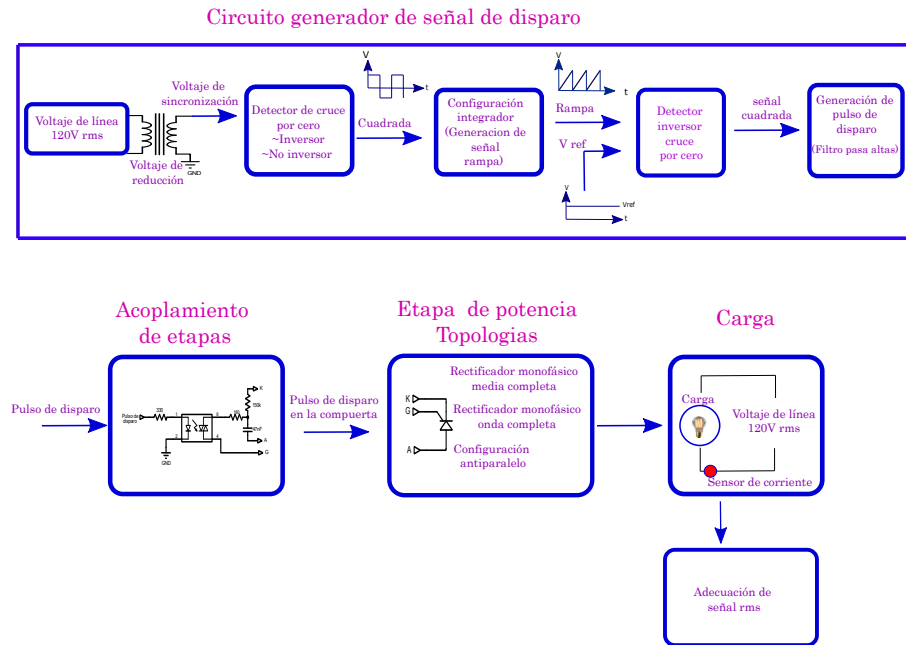


Figura 4.1: Diagrama de bloques del circuito electrónico.

- Circuito generador de disparo. Para la generación de las señales de disparo, se dividieron en subetapas, las cuales son :
 - Voltaje de reducción. El voltaje de reducción se obtiene a partir de un transformador.
 - Detector de cruce por cero. En esta configuración se compara dos señales; señal de referencia con la señal proporcionada por el transformador reductor $5.195 V_{rms}$
 - Configuración integrador. En esta etapa se genera la señal rampa a partir de la configuración integrador.
 - Detector inversor de cruce por cero. En esta configuración se compara la señal rampa con una señal de referencia proporcionada por un resistor variable.
 - Generación de pulsos. A partir de un circuito RC se genera un pulso de disparo que es regulado por un diodo Zenner.
- Circuito aislador de la señal. En esta etapa se realizó el acoplamiento entre las etapas: generación de pulsos de disparo y etapa de potencia.
- Circuito de potencia. Consta de tres configuraciones; configuración antiparalelo, rectificador monofásico medio puente controlado por fase, rectificador monofásico puente completo controlado por fase.
- Carga resistiva. Es elemento resistivo generador de calor.
- Adecuación de señal rms. En esta etapa se usa un sensor de corriente CSNA111 en se le adapta un elemento resistivo para obtener una relación del voltaje de salida en la carga.

4.1. Generación de pulsos de disparo

El desarrollo de este sistema esta basado en lo reportado en Compeán et al. (2000), adaptando a la alimentación antes mencionada. Cabe hacer mención que todo esto esta fundamentado en lo reportado en el libro de texto de Electrónica de Potencia (Mohan et al., 2009). En la parte superior de la Figura 4.1, se observa el diagrama de bloques del circuito de control de disparo de los SCR's. Para generar las señales de disparo de los tiristores, se utilizó un pulso de disparo, el cual está construido a partir de amplificadores operacionales y sincronizados con la red eléctrica monofásica. Cabe mencionar, que para poder realizar los disparos de los tiristores (SCR's) de los circuitos; configuración antiparalelo, rectificador monofásico medio puente controlado por fase, rectificador monofásico puente completo controlado por fase, la etapa generación pulsos de disparo debe de estar sincronizado con la red eléctrica monofásica.

4.1.1. Detector de cruce por cero

En esta etapa se pretende detectar la transición del cruce por cero de la señal de línea monofásica por medio de amplificadores operacionales en configuración comparador. Para lograrlo, primero se hizo la sincronización y acondicionamiento de señales de la red eléctrica por medio de un transformador de aislamiento de $120 V_{rms}$ de línea con respecto al neutro con la misma fase y frecuencia que la carga, para después reducir a un voltaje de $5.195 V_{rms}$. Así mismo, se hizo la comparación de señales; voltaje de entrada y voltaje de referencia. Esta comparación permite convertir la señales de entrada sinusoidal en una señal cuadrada, identificando en que momento se dispone del semiciclo positivo de la entrada ($0 \rightarrow \pi$) y semiciclo negativo de la entrada ($\pi \rightarrow 2\pi$). En la Figura 4.2 se muestra del diagrama del circuito electrónico detector de cruce para una configuración inversora y no inversora (Coughlin and Driscoll, 1998).

Es necesario mencionar, se utilizaron en este sistema electrónico circuitos integrados de amplificador operacional TL082 y en la hoja de especificaciones se recomienda un rango de voltaje de alimentación de $\pm 15 V$ a $\pm 18 V$ para polarizar al dispositivo electrónico. Debido a que se tuvo disponibilidad de reguladores de voltaje $\pm 15 V$, se utilizaron para construir una fuente de alimentación simétrica para la alimentación de los amplificadores.

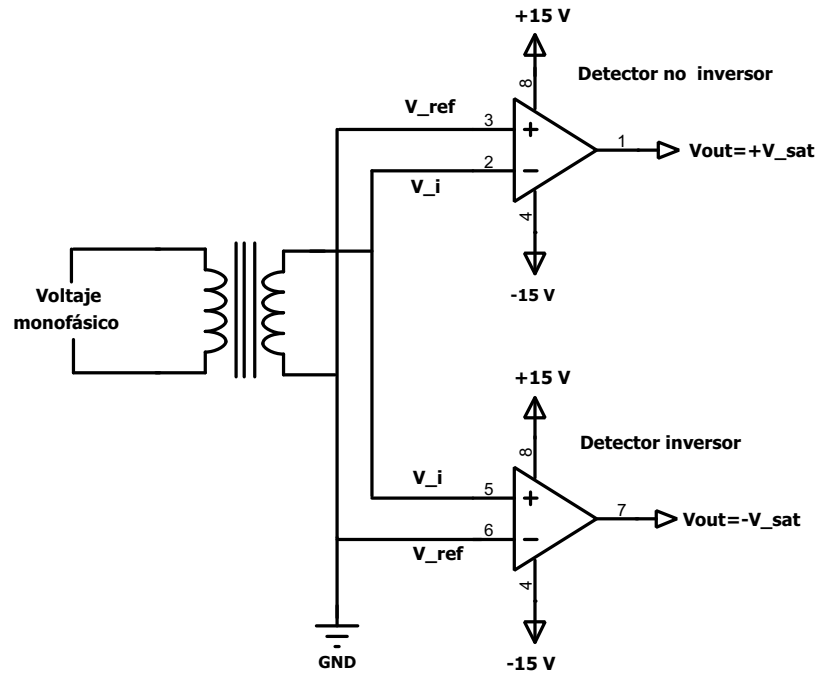


Figura 4.2: Circuito detector de cruce por cero inversor y no inversor.

4.1.1.1. Detector no Inversor de cruce por cero

En la parte inferior de la Figura 4.2 se muestra la configuración del detector no inversor de cruce por cero del amplificador operacional, donde en la entrada no inversora ($+V_i$) se proporciona un voltaje reducido por el transformador, mientras que el voltaje de la entrada inversora ($-V_i$) se adapta un voltaje de referencia $V_{ref} = 0V$. Esta configuración funciona de dos formas:

- Cuando el voltaje de entrada que se le proporciona a entrada inversora ($+V_i$) es mayor que el voltaje en la entrada no inversora V_{ref} , el voltaje de salida del detector inversor tiene una saturación positiva $V_{out} = +V_{sat}$.
- Cuando el voltaje de entrada que se le proporciona a entrada no inversora ($+V_i$) es menor que el voltaje en la entrada inversora V_{ref} , el voltaje que se obtiene a la salida es un voltaje de saturación negativa $V_{out} = -V_{sat}$.

4.1.1.2. Detector Inversor de cruce por cero

El funcionamiento es similar al detector no inversor de cruce por cero. En la parte superior de la Figura 4.2 se muestra la configuración detector inversor de cruce por cero del amplificador operacional, donde el voltaje de referencia se conecta a la entrada no inversora $V_{ref} = 0V$, mientras que en la entrada inversora se proporciona un voltaje ($-V_i$) reducido por el transformador. De igual manera, este funciona con las siguientes condiciones:

- Cuando el voltaje de entrada inversora ($-V_i$) es mayor que el voltaje aplicado en la entrada no inversora V_{ref} a la salida en el comparador, se tiene un voltaje de saturación negativa $-V_{out} = -V_{sat}$.
- Cuando el voltaje de la entrada inversora ($-V_i$) es menor que el voltaje aplicado en la entrada inversora de referencia V_{ref} , la salida en el comparador es un voltaje de salida de saturación positiva $V_{out} = +V_{sat}$.

En la Figura 4.3, se observa las gráficas de salida del circuito detector de cruce por cero Inversor y no Inversor. La gráfica color magenta es la señal sinusoidal que se obtiene del transformador reductor, mientras que la gráfica de color cian es la señal cuadrada de la salida del detector no inversor y la gráfica de color azul es la señal cuadrada que se obtiene del detector inversor.

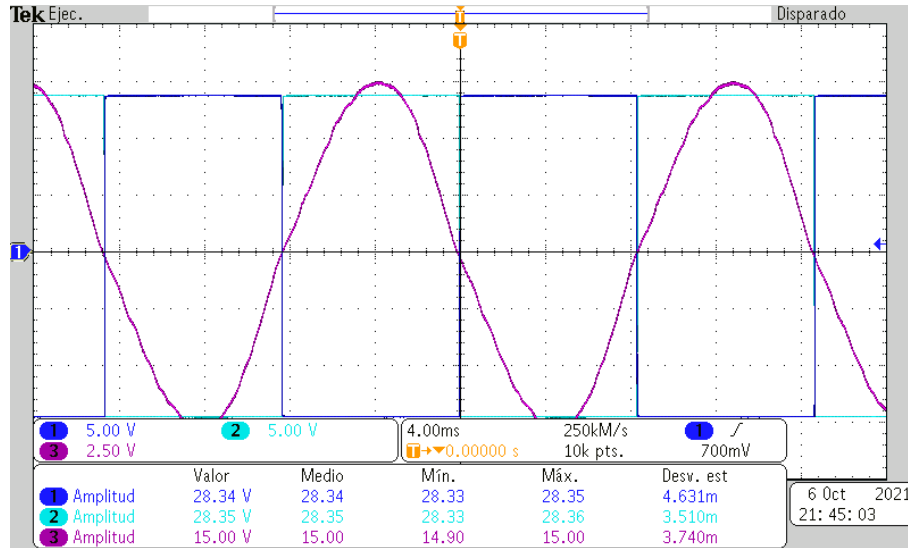


Figura 4.3: Señales de salida del detector de cruce por cero inversor y no inversor. Gráfica color azul señal sinusoidal, gráfica color azul señal cuadrada del detector inversor y gráfica color cian señal cuadrada del detector no inversor.

4.1.2. Integrador (generador de rampa)

La Figura 4.4, se observa el diagrama esquemático del sistema electrónico generador de señal rampa. En las entradas del amplificador se le suministra dos voltajes; uno es un voltaje constante de -5 V que se le suministra en la entrada inversora denotada como $-V_i$, mientras que en la otra entrada el voltaje es de 0 V . La configuración integrador del amplificador operacional es una función matemática. A la entrada inversora $-V_i$ se le suministra un voltaje de entrada negativo y a la salida se obtiene una señal de salida positiva tipo rampa que estará entre niveles de voltaje de 0 V a 5 V , la cual se realiza por medio de un resistor variable.

Cabe hacer mención que la configuración integrador funciona en dos momentos, debido a que hay un transistor de efecto de campo de unión N (JFET) que le proporciona un voltaje el detector de cruce por cero en forma de señal cuadrada con amplitud de $\pm 15\text{ V}$.

En el primer momento es cuando el voltaje que se le suministra al JFET cambia a -15 V a $+15\text{ V}$, el JFET se pone en corto circuito por lo que a la salida del amplificador operaciones se obtiene un voltaje constante de 0 V . Mientras en el segundo momento el voltaje cambia de $+15\text{ V}$ a -15 V , el JFET no conduce, por lo que solo se tiene la configuración integrador.

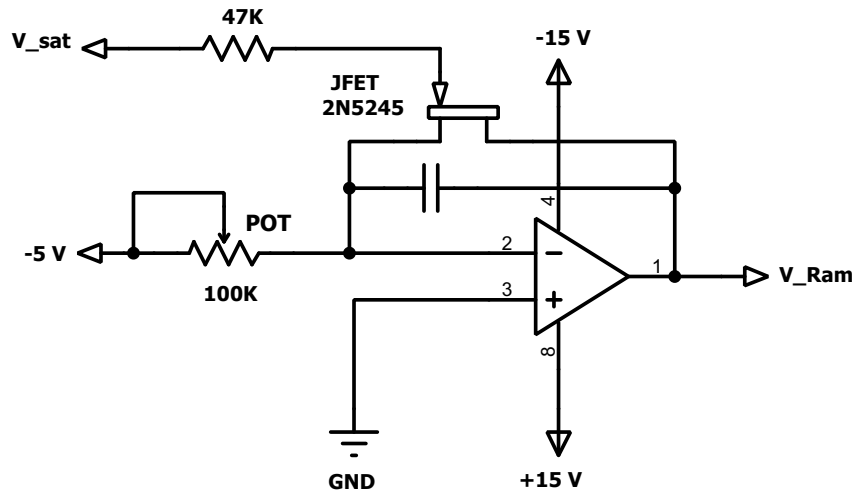


Figura 4.4: Circuito Integrador (generación de la señal rampa). Imagen adaptada de (Compeán et al., 2000).

Como se puede observar en la Figura 4.5, la entrada no inversora se conecta a tierra, mientras que V_i (-5 V constante) se proporciona a la entrada inversora a través de una resistor denotado como R y un capacitor C que se conecta entre la entrada inversora y la salida.

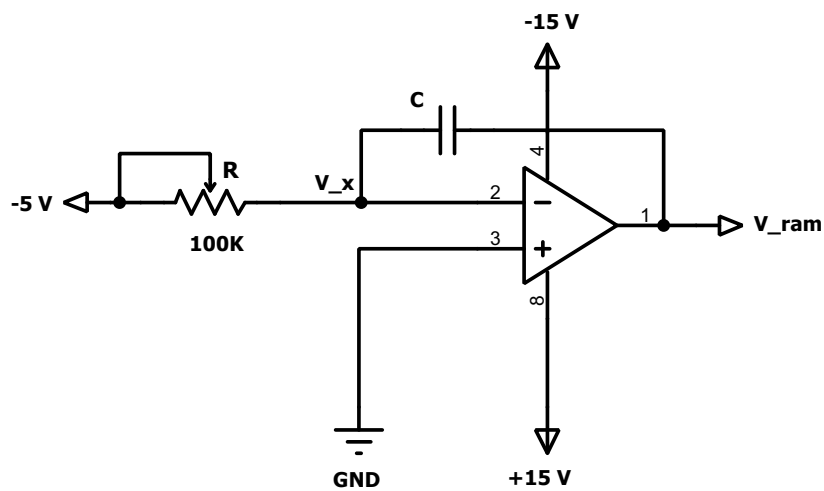


Figura 4.5: Circuito Integrador. Imagen adaptada de (Compeán et al., 2000).

Aplicando ley de corrientes de Kirchhoff en el nodo V_x del circuito de la Figura 4.5, se obtiene la siguiente expresión

$$I_{entra} = I_{sale} \quad (4.1)$$

donde I_{entra} denota la corriente que circula por el resistor variable R y la corriente I_{sale} es la que circula por al capacitor C .

Con lo anterior, (4.1) se puede reescribir como

$$\frac{V_i - V_x}{R} = C \frac{d}{dt} (V_x - V_{ram}) \quad (4.2)$$

donde V_x es el voltaje del nodo etiquetado de esa manera y V_{ram} es el voltaje que se tiene a la salida de la configuración integrador. Debido que en la entrada no inversora esta conectada a un voltaje de referencia de 0 V y la entrada inversora V_x esta conectada a la misma referencia $V_x = 0$, en todo momento. La expresión (4.2), resulta

$$\frac{1}{R} V_i = -C \frac{d}{dt} (V_{ram}) \quad (4.3)$$

Realizando manipulación algebraica e integrando la expresión (4.3) se obtiene

$$-\frac{V_i}{RC} \int_0^t d\xi = \int_{V_{ram}(0)}^{V_{ram}(t)} d(V_\xi) \quad (4.4)$$

donde ξ es una variable ficticia de integración. Realizando la integración y evaluando los limites

$$V_{ram}(t) = -\frac{V_i}{RC} t \quad (4.5)$$

donde se considera que $V_{ram}(0) = 0$.

Asimismo, de la expresión (4.5) se obtiene una constante de tiempo que se denota como τ , la cual indica el tiempo que se requiere en cargar y descarga el capacitor, esto es

$$\tau = RC \quad (4.6)$$

El periodo para un ciclo completo de la forma de onda del voltaje de línea a una frecuencia de 60 Hz, se obtiene como

$$T = \frac{1}{60Hz} \simeq 16 [ms]$$

donde el periodo se denota como T .

Cabe hacer mención que la constante de tiempo τ que se considera es para el tiempo que dura es un medio ciclo de la forma de onda del voltaje de línea. Al despejar τ de (4.6), considerando que se conoce el valor del capacitor se obtiene el valor del resistor

$$R = \frac{8.33ms}{0.1\mu F} \simeq 83330 \Omega \quad (4.7)$$

Este valor es el que se requiere para que la señal de salida rampa alcance un voltaje de (+5V) durante el medio ciclo de la forma de onda con una pendiente de 0.600.

En la Figura 4.6 se observa las gráficas de las señales rampas obtenidas del diagrama esquemático de la Figura 4.4. La gráfica color azul es la señal rampa que se obtiene en el semiciclo positivo y la gráfica color cian es la señal rampa que se obtiene en el semiciclo negativo, en cambio la gráfica color magenta es la señal sinusoidal que se obtiene del transformador reductor de voltaje.

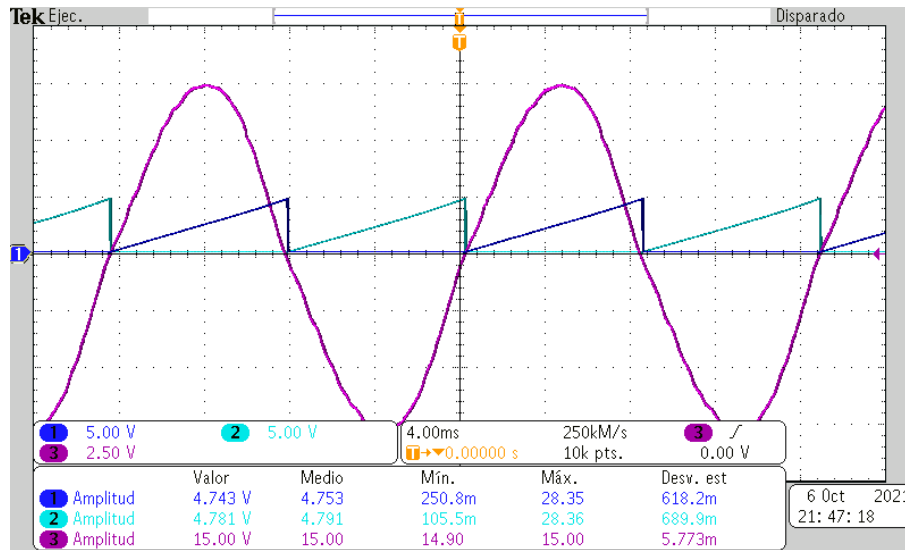


Figura 4.6: Señales rampa obtenida por el circuito integrador. Gráfica color azul señal rampa del semiciclo positivo, gráfica color cian señal rampa del semiciclo negativo y gráfica color magenta señal sinusoidal.

4.1.3. Detector inversor de cruce por cero

En la Figura 4.7, se observa el diagrama esquemático de un circuito detector inversor de cruce por cero. A las terminales de entrada del amplificador se proporcionan dos voltajes: uno es el que proporciona el circuito integrador de la sección 4.1.2, denotado como V_{ram} a la entrada no inversora; el otro es un voltaje de referencia, definido como V_{ref} , de acuerdo a los niveles que está V_{ram} , i.e., entre 0 V y 5 V. La configuración del amplificador operacional es para realizar una comparación de las señales V_{ref} con

V_{ram} . Cabe hacer mención que en la Figura 4.7, V_{ref} es obtenido por medio de un resistor variable, pero dicho voltaje puede ser proporcionado de alguna otro forma, e.g., la salida de un controlador en lazo cerrado.

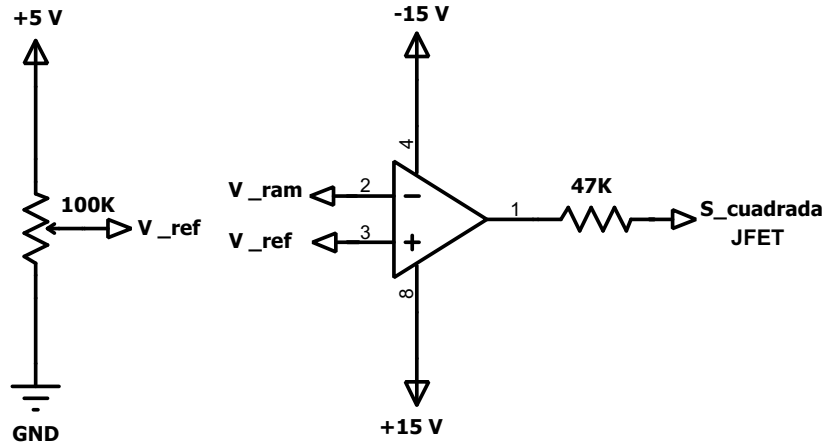


Figura 4.7: Detector inversor de cruce por cero. Imagen adaptada de (Compeán et al., 2000).

Asimismo, la configuración del diagrama esquemático de la Figura 4.7, funciona como comparador inversor de señales. En el cual, actúa de dos maneras:

- Cuando el voltaje V_{ram} es menor que el voltaje V_{ref} , se obtiene a la salida una señal cuadrada con un voltaje de saturación positiva $V_{sal} = +V_{sat}$.
- Cuando el voltaje rampa V_{ram} es mayor que el voltaje de referencia V_{ref} , a la salida del amplificador operacional se obtiene una señal cuadrada con un voltaje de saturación negativa $V_{out} = -V_{sat}$.

Cabe mencionar, que el V_{ref} ajusta el ángulo de disparo de fase α para la activación de las compuertas en los SCR's, esto se hace a través de la relación: $0\text{ V} \rightarrow 0^\circ$ y $5\text{ V} \rightarrow 180^\circ$. Asimismo, si el ángulo de disparo $\alpha=180^\circ$ se tiene un voltaje máximo en la carga, mientras el ángulo de disparo $\alpha=0^\circ$ el voltaje en la carga es aproximadamente 0 V .

En la Figura 4.8 se observa tres gráficas de voltaje, la gráfica color cian es el voltaje de referencia V_{Ref} que está dentro de niveles entre 0 V y 5 V y la gráfica color azul es la señal rampa obtenida del circuito integrador. Finalmente la gráfica de color magenta es la señal que se obtiene de la configuración comparador de señales.

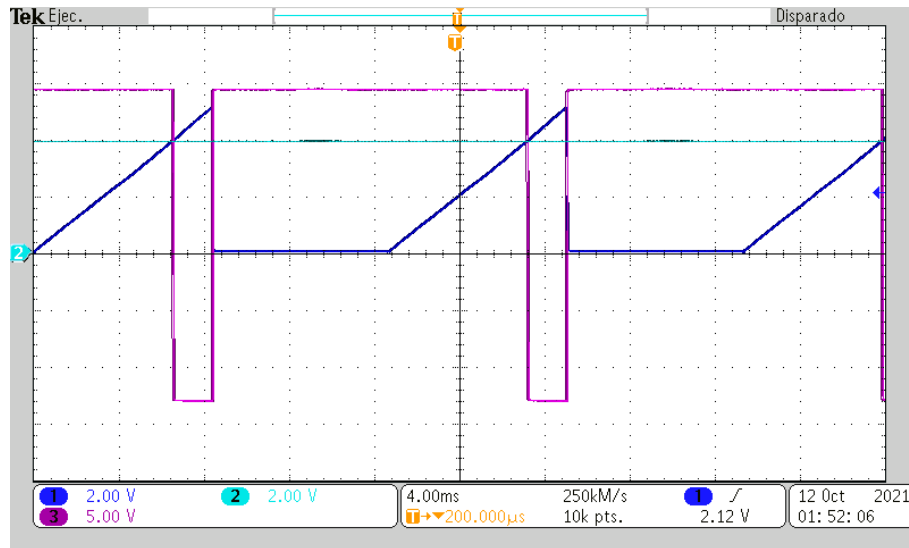


Figura 4.8: Gráficas obtenidas del circuito electrónico detector inversor de cruce por cero. Gráfica color cian es el voltaje de referencia, gráfica color azul señal rampa y gráfica color magenta señal de salida de la configuración comparador.

4.1.4. Generación de pulsos de disparos

En esta última etapa se genera los pulsos de disparo para cada uno de los SCR's. En la Figura 4.9 se muestra el diagrama esquemático del circuito electrónico generación pulso de disparo. En las terminales del JFET se le suministra dos voltajes; uno es un voltaje de +15 V que se le proporciona a la terminal drenaje, en cambio a la terminal compuerta, el voltaje es el que proporciona el circuito detector inversor de cruce por cero de la sección 4.1.3, denotado como $S_{cuadrada}$. Esta configuración es para realizar la generación de pulsos de disparos que serán regulados mediante un diodo Zenner de 5.1 V.

Dicha configuración del transistor funciona de dos modos:

- Cuando se le proporciona una señal cuadrada con un voltaje de saturación de -15 V en el JFET, este se pone en corto circuito, por lo que a la salida se obtiene un voltaje constante de 0 V.
- Cuando se le proporciona una señal cuadrada con un voltaje de saturación de +15 V en el JFET, este no conduce y se encuentra como circuito abierto, por lo tanto solo funciona el circuito RC, el cual se observa en la Figura 4.10.

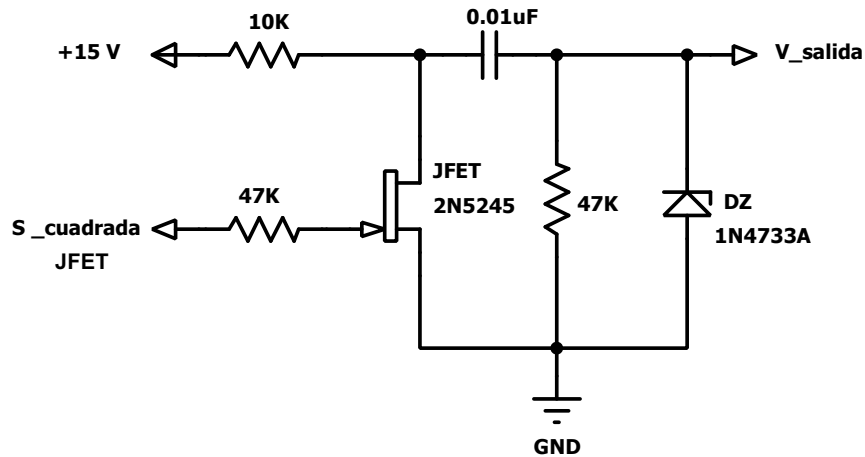


Figura 4.9: Pulso de disparo proveniente del JFET 2N5245. imagen adaptada de (Compeán et al., 2000).

Como se puede observar en la Figura 4.10, esta es una simple malla, por lo que circula la misma por ella. Aplicando ley de voltajes de Kirchhoff, se obtiene la siguiente expresión

$$V_{entrada} = V_{R1} + V_{Rs} + V_C \quad (4.8)$$

con $V_{entrada}$ denota al voltaje de la fuente aplicado, V_{R1} el voltaje del resistor R_1 , V_{Rs} el voltaje del resistor de salida R_S y V_C el voltaje en el capacitor C .

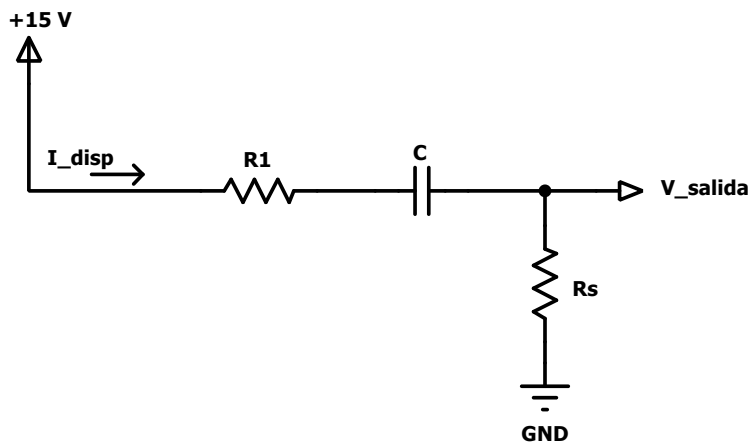


Figura 4.10: Circuito RC encargado de realizar la generación del pulso de disparo.

Con esto, la ecuación 4.8 se puede reescribir como

$$I_{disp}(R_1 + R_S + \frac{1}{C_S}) = V_{entrada} \quad (4.9)$$

donde I_{disp} es la corriente que circula por la malla de la Figura 4.10. En términos de corriente I_{disp} , la expresión (4.9), se escribe como

$$I_{disp} = \frac{C}{C(R_1 + R_S)s + 1} V_{entrada} \quad (4.10)$$

Asimismo, se tiene que la relación voltaje corriente en el resistor R_S que se tiene en el diagrama de la Figura 4.10 es

$$I_{disp} = \frac{V_{RS}}{R_S} \quad (4.11)$$

El voltaje a través del resistor de salida R_S , se obtiene considerando (4.10) y (4.11), por lo resulta como

$$V_{RS} = (R_S C) \frac{\frac{1}{C(R_1 + R_S)} s}{s + \frac{1}{C(R_1 + R_S)}} V_{entrada} \quad (4.12)$$

Debido a que en esta etapa el voltaje de entrada es constante, este se puede escribir en el dominio s como

$$V_{entrada} = \frac{V_{pola+}}{s} \quad (4.13)$$

donde V_{pola+} es voltaje a través del resistor R_1 . La transformada inversa de Laplace es

$$V_{RS}(t) = \frac{R_S}{(R_1 + R_S)} e^{-\frac{1}{C(R_1 + R_S)} t} V_{pola+} \quad (4.14)$$

Al evaluar ecuación 4.14 en un tiempo inicial $t = 0$ se obtiene pulso de disparo en elemento resistor con un voltaje de salida denotado como $V_{RS} = 12.364$ V. A la salida del circuito electrónico, se conectó en paralelo un diodo Zenner de 5.1 V para regular el pulso disparo que se obtiene.

Cabe mencionar que con ayuda del software Matlab se simuló la respuesta del voltaje V_{RS} (4.14) considerando los valores de los resistores y del capacitor que se utilizó en la implementación del circuito. En la Figura 4.11 se observa la respuesta de dicho voltaje, el cual es el pulso de disparo en un tiempo inicial $t_{inicial} = 0$ seg con amplitud de 12.3684 V.

Asimismo, en la Figura 4.12 se muestra la respuesta del voltaje V_{RS} que se obtuvo en la implementación del circuito electrónico generación de pulso de disparos. La gráfica

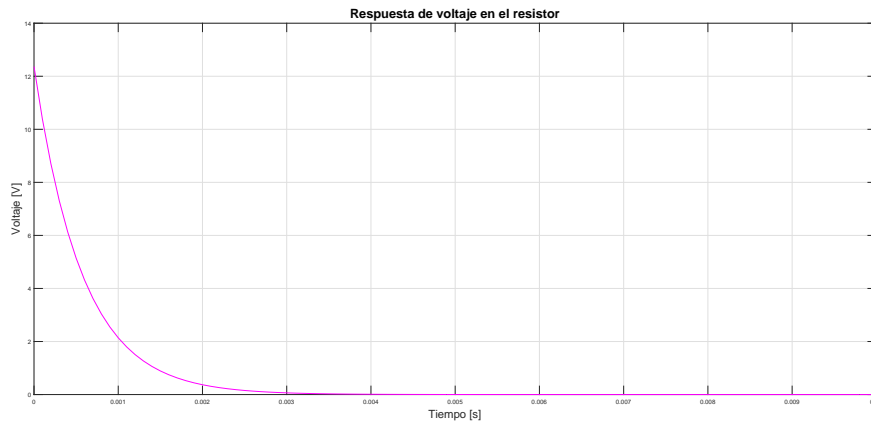


Figura 4.11: Respuesta del voltaje dado por (4.14).

color cian es la respuesta de voltaje, el cual es un pulso de disparo para el semiciclo positivo, por otra parte, la gráfica color azul es el pulso de disparo que se obtiene en el semiciclo positivo. Como se puede observar, los dos pulsos de disparo tienen una amplitud aproximadamente de 12.92 V.

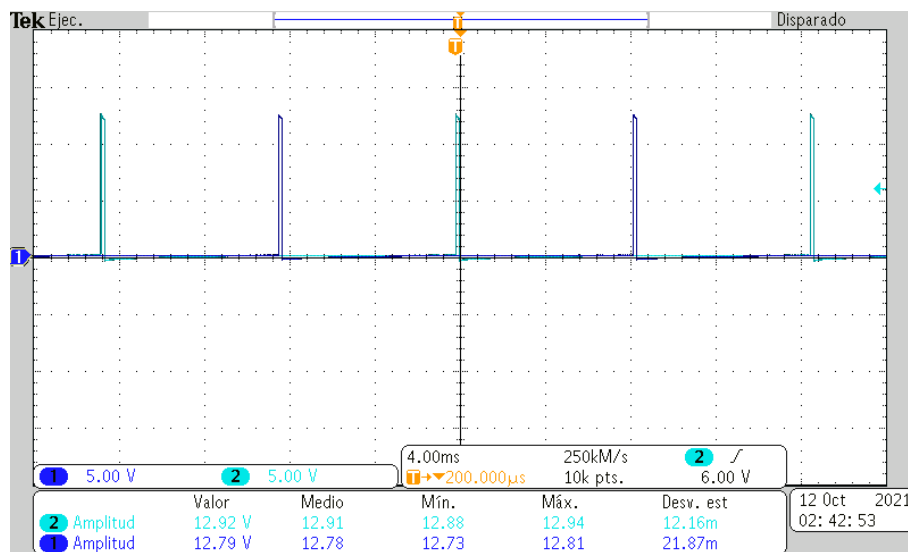


Figura 4.12: Pulsos de disparo dado por el diagrama 4.10. Gráfica color azul pulso de disparo semiciclo negativo y gráfica color cian pulso de disparo semiciclo positivo.

En la Figura 4.13 se muestran los gráficos de señales pulso de disparo reguladas por el diodo Zenner de la Figura 4.10. La gráfica color azul es la señal pulso de disparo que se obtiene en el semiciclo negativo y la gráfica color cian es la señal pulso que se obtiene en el semiciclo positivo. Las dos tienen misma amplitud, aproximadamente de 5.728 V.

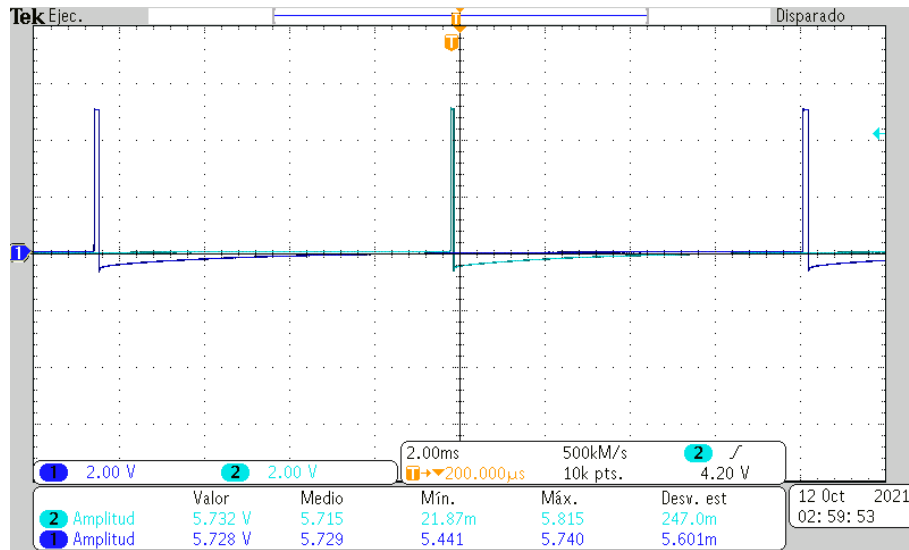


Figura 4.13: Señales de pulsos de disparo dados por el diagrama 4.9. Gráfica color azul pulso de disparo del semiciclo negativo y gráfica color cian pulso de disparo del semiciclo positivo.

En la Figura 4.14 se observa la gráfica de la señal de pulso de disparo, en el recuadro de la parte inferior se muestra la amplitud, mientras en el cuadro de la parte superior derecha se muestra el tiempo que dura el pulso.

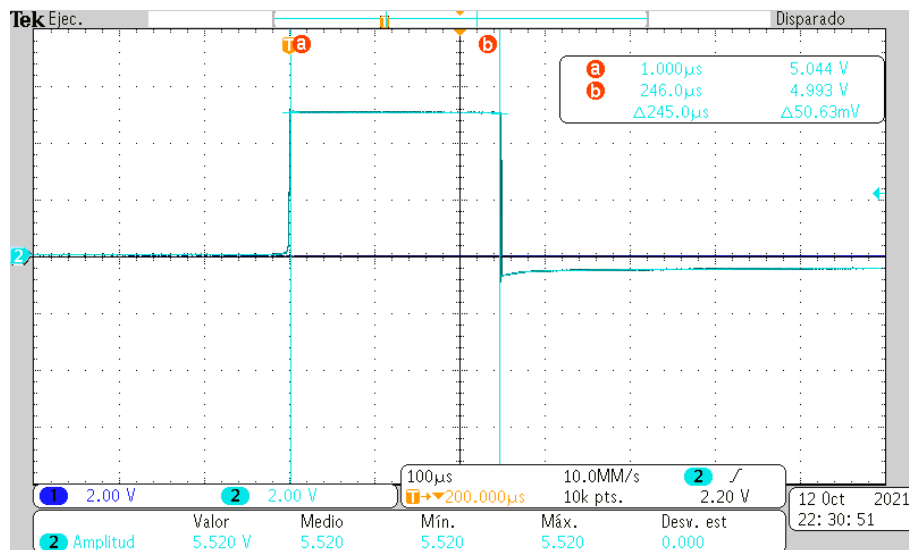


Figura 4.14: Señales de pulso de disparo dado por el diagrama 4.9.

Como se ve en la Figura 4.13 las señales de pulso de disparo que se obtienen son muy tenues, por lo que antes de entrar a la etapa de acoplamiento, se requieren conservar estas señales por medio de una configuración seguidor de voltaje.

En la Figura 4.15 se observa el diagrama del circuito electrónico de la configuración seguidor de voltaje también conocido como aislador o amplificador de aislamiento. En su terminal no inversora, denotado como $-V_i$, se proporciona un voltaje del circuito pulso de disparo de la Figura 4.13, mientras que en la salida existe una retroalimentación con la entrada inversora.

Debido que en esta configuración no proporciona ninguna amplificación o atenuación, por lo tanto a la salida se obtiene la misma señal de entrada con la misma amplitud.

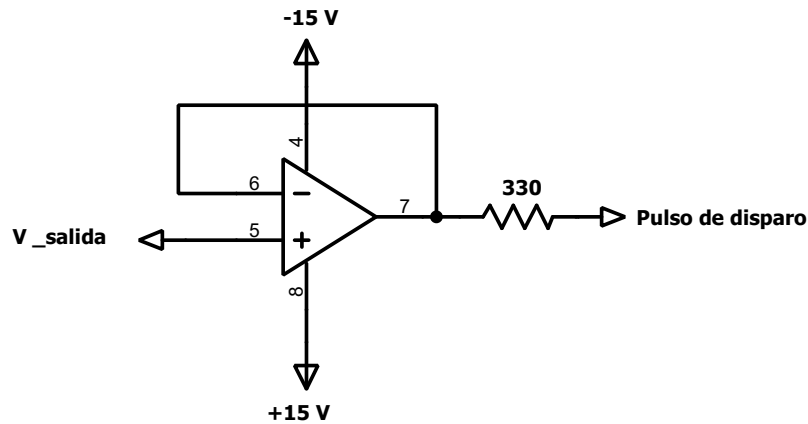


Figura 4.15: Circuito electrónico de la configuración seguidor de voltaje.

4.2. Acoplamiento entre etapas

En esta etapa se realiza el acoplamiento entre las etapas generación de pulso de disparo y etapa de potencia. Para acoplar dichas etapas, se utilizó un dispositivo opto-acoplador MOC3021, el cual permite aislar dos etapas con diferentes niveles de voltajes, con el fin de evitar daños en el circuito debido a anomalías eléctricas.

En la Figura 4.16 se muestra el diagrama del circuito electrónico del opto-acoplador MOC3021 en configuración optoacoplador de etapas. En la terminal de entrada del optoacoplador se le proporciona el voltaje de pulso de disparo de la Figura 4.13, por lo que el voltaje hará que ilumine el diodo emisor de luz (LED) y circule una corriente a través de él, asimismo emite un haz de luz que activa al fototriac, por lo tanto en las terminales de salida circulará una corriente que logra activar la compuerta G del SCR, por lo que permanece en conducción. Como se puede ver en la Figura 4.16, en

la terminal de entrada se le conectó una resistencia de $330\ \Omega$, la cual es para limitar la corriente de entrada hacia el diodo emisor de luz del MOC3021, mientras que en la terminal 6 de salida, se conectó una resistencia de $180\ \Omega$ en paralelo una resistencia de $150\ K\Omega$ que conecta al cátodo y un capacitor de $47nF$ conectado al ánodo.

Cabe hacer mención que los valores de los elementos resistivos y del capacitor son los adecuados para la activación de los tiristores. Con base al libro de (Maloney, 2006) y en la hoja de especificaciones, menciona que para un circuito de disparo, el capacitor debe ser un valor pequeño para la activación del tiristor.

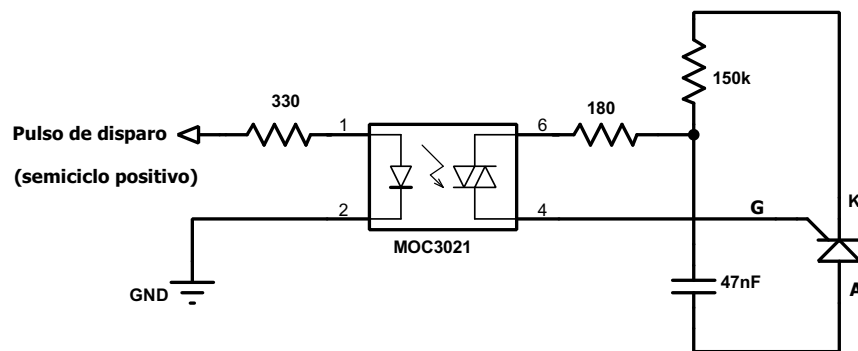


Figura 4.16: Dispositivo electrónico MOC3021 utilizado para el optoacoplamiento entre la etapa de generación de pulsos de disparo y la etapa de potencia.

4.3. Etapa de potencia

En la etapa de potencia se utilizaron tiristores para el diseño y la implementación de circuitos electrónicos, el tiristor utilizado es un SCR modelo S4025L, el cual soporta una corriente de $25A$ y un voltaje de $400V$.

El SCR (rectificador controlado de silicio) es un dispositivo construido por cuatro capas PNP. Tiene tres terminales: ánodo, cátodo y compuerta. Este semiconductor de potencia usualmente se utiliza para controlar corrientes grandes de una carga con una alimentación de corriente alterna, i.e., es un voltaje sinusoidal que tiene amplitud y frecuencia. Esto normalmente se logra al excitar la compuerta del SCR en algún instante de tiempo que se dan los semiciclos del voltaje de corriente alterna. Cabe hacer mención que un semiciclo abarca π rad, por lo que el pulso de disparo tiene un intervalo de 0 a π rad. Desde 0 radianes hasta cuando se proporciona el pulso de disparo se le conoce como ángulo de disparo, normalmente denotado como α y desde

que se da el pulso de disparo hasta π rad se le conoce como ángulo de conducción. Esto es, el ángulo de conducción es el número de grados de un ciclo de corriente alterna, durante este tiempo el SCR esta en conducción. Mientras que el ángulo de disparo es el número de grados que transcurren antes que el SCR entre a un estado de conducción (Maloney, 2006).

Los convertidores monofásicos se pueden dividir en semiconvertidor, convertidor completo y convertidor dual. Dentro del convertidor dual se clasifica la configuración antiparalelo y en el semiconvertidor se clasifica el rectificador de media onda controlado por fase y rectificador monofásico puente completo controlado por fase. Para este presente trabajo se utilizan las tres configuraciones mencionadas.

4.3.1. Parámetros de rendimiento para rectificadores controlados

Los sistemas electrónicos de potencia se pueden clasificar como: convertidores de corriente alterna a corriente directa; convertidores de corriente directa a corriente alterna; convertidores de corriente directa a corriente directa. Los convertidores de corriente alterna a corriente directa usualmente se les conoce como circuitos rectificadores. Para evaluar el desempeño de estos sistemas electrónicos de potencia se han definido parámetros de rendimiento los cuales se pueden aplicar de acuerdo al tipo de energía (corriente alterna o corriente directa) que obtienen.

Los parámetros de rendimiento se pueden calcular a partir del voltaje de corriente directa, voltaje de rms y corriente rms (Rashid, 2004, pag. 81). De forma analítica se puede calcular el voltaje de corriente directa y corriente directa.

Para las siguientes dos definiciones se considera como variable el voltaje $v_L(t)$. Así, el voltaje promedio de salida V_{dc} (Rashid, 2004) se define como

$$V_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt \quad (4.15)$$

Asimismo, el valor rms se define como

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_L^2(t) dt} \quad (4.16)$$

Asimismo, la corriente promedio y la corriente rms se pueden calcular de la misma manera que (4.15) y (4.16).

A partir de voltaje y corriente de corriente directa, voltaje y corriente rms, se puede calcular los siguientes parámetros (Rashid, 2004):

- Potencia de salida en corriente directa.

$$P_{cd} = V_{cd}I_{cd} \quad (4.17)$$

donde el valor promedio de voltaje de salida (o de carga) se denota como V_{cd} , el valor promedio de la de salida (o de carga) se define como I_{cd} .

- Potencia de salida en corriente alterna.

$$P_{ca} = V_{rms}I_{rms} \quad (4.18)$$

donde el valor de la raíz media (rms) del voltaje de salida se denota como V_{rms} y el valor (rms) de la corriente de salida se define como I_{rms} .

- La eficiencia (o razón de rectificación) de un rectificador, se calcula como

$$\eta = \frac{P_{cd}}{P_{ca}} \quad (4.19)$$

donde P_{cd} potencia de salida en corriente directa, P_{ca} potencia de salida en ca y η es la eficiencia.

4.3.2. Rectificador de media onda controlado por fase

La Figura 4.17, se observa el diagrama esquemático del circuito rectificador monofásico de media onda controlado por fase con un carga resistiva. El cual consta de un SCR conectado en serie con una carga resistiva. Durante el medio ciclo el voltaje de entrada comienza a ser positivo, el tiristor se encuentra en polarización en forma directa, es decir, el ánodo del tiristor es más positivo que el cátodo. Para que el tiristor entre en conducción, se debe de aplicar en la compuerta un pulso de disparo α en un intervalo de 0 a π rad.

A medida que la señal de entrada de corriente alterna comienza a ser negativa en el siguiente semiciclo de π a 2π , el SCR se encuentra en polarización inversa. Debido que en el ánodo del tiristor tiene una polaridad negativa con relación al cátodo.

Para el experimento de la configuración rectificador media onda controlado por fase, se aplico un ángulo de disparo $\alpha=46^\circ$. En la Figura 4.18 se observan tres gráficas de las señales obtenidas del circuito rectificador mostrado en la Figura 4.18 cuando el tiristor está en conducción. La gráfica color azul es el voltaje aplicado entre cátodo y compuerta del tiristor, asimismo, la gráfica color verde es la corriente requerida en la carga y la gráfica de color magenta es el voltaje en la carga. En la gráfica de color azul se tienen el ángulo de disparo y el ángulo de conducción, el primero está a $\alpha=46^\circ$ y el segundo tiene una amplitud de 134° .

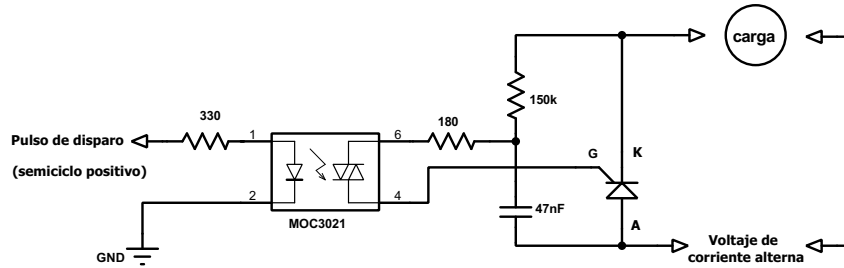


Figura 4.17: Circuito rectificador monofásico de media onda con una carga resistiva.

De igual manera, en la parte inferior de la Figura 4.18, se muestran las mediciones del voltaje rms, voltaje promedio, corriente rms y corriente promedio que se requiere an la carga. Por otro lado, en la parte superior derecha se muestra el tiempo que dura el ángulo de conducción.

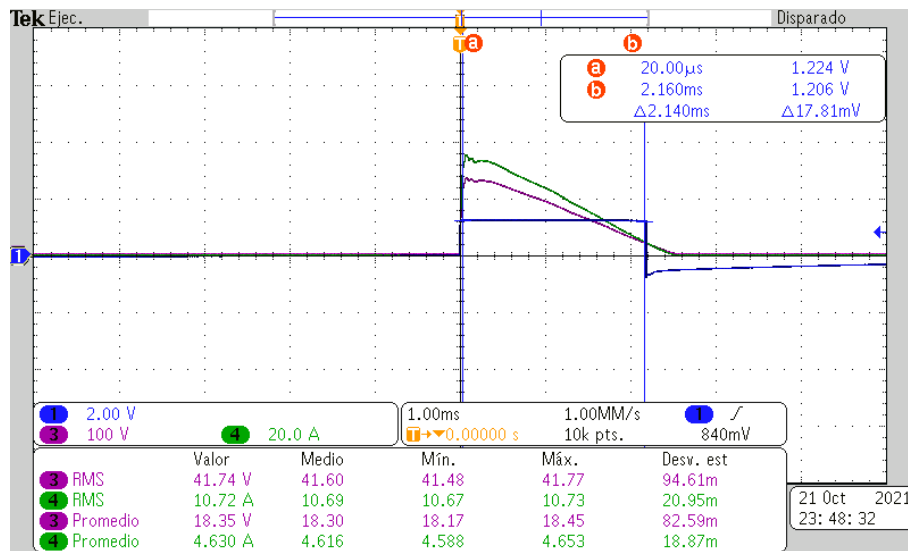


Figura 4.18: Señales de voltaje rms, voltaje promedio, corriente rms y corriente promedio obtenidas de la configuración rectificador monofásico de media onda al aplicar un ángulo de disparo $\alpha=46^\circ$.

Con las mediciones de voltaje y corriente promedio, así como, de voltaje y corriente rms y de acuerdo a las definiciones de parámetros de rendimiento (4.17), (4.18) y (4.19) se puede calcular la potencia en corriente directa, potencia en corriente alterna y eficiencia. Estos cálculos están puestos en la tablas A.1 y A.2.

Cabe hacer mención que el voltaje y corriente, tanto promedio como rms, se pueden obtener de forma analítica considerando (4.15) y (4.16). Para esto, se considera que

el voltaje de alimentación tiene la forma

$$v_L = V_m \sin(\omega t) \quad (4.20)$$

Debido a que la carga tiene una inductancia casi nula, se considera como resistiva, i.e., por Ley de Ohm se calcula la corriente ya que se conoce el valor de la resistencia y la realización del cálculo de voltaje.

Como es conocido que el rectificador controlado de media onda solo proporciona un semiciclo, en este caso positivo, lo que significa que el periodo de la señal rectificada es 2π , pero solo conduce α a π . Por lo tanto, considerando lo antes mencionado, sustituyendo (4.20) en (4.15), se llega a

$$V_{cd} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin(\omega t) dt \quad (4.21)$$

Para obtener la solución de (4.21) se integra y se evalúa en los límites de integración entre α y π esto resulta como

$$V_{cd} = \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (4.22)$$

Asimismo, el voltaje rms se define como

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \sin^2(\omega t) dt} \quad (4.23)$$

Haciendo manipulación algebraica e integrando (4.23), el voltaje rms del rectificador de media onda controlado, resulta como

$$V_{rms} = \frac{V_m}{2} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin(2\alpha)} \quad (4.24)$$

De igual manera para la corriente promedio i_{dc} y la corriente rms i_{rms} , se calculan a partir de las expresiones dadas en (4.22) y (4.24).

4.3.3. Rectificador monofásico de onda completa controlado por fase

En la Figura 4.19 se observa el diagrama esquemático del circuito rectificador monofásico de onda completa controlado por fase.

Para esta configuración se utilizaron 4 tiristores para controlar el voltaje de carga. Es decir, la configuración rectificador monofásico de onda completa funciona para el semiciclo positivo y negativo. Para el semiciclo positivo, que corresponde de 0 a π , el voltaje de alimentación polariza de forma directa a los tiristores S1 y S2, por lo que entran en conducción al aplicar un ángulo de disparo α_1 . En este semiciclo los tiristores S3 y S4 están apagados. De manera alternativa, cuando la señal de voltaje cambia al semiciclo negativo, los tiristores S3 y S4 tienen una polarización en forma directa y entran en conducción de manera simultánea al aplicar un ángulo de disparo α_2 . Durante este tiempo los tiristores S1 y S2 no conducen.

Cabe mencionar, que para esta configuración se usaron dos pulsos de disparo desfasado 180° ; uno para la activación de los tiristores en semiciclo positivo y el otro para la activación de los tiristores en semiciclo negativo.

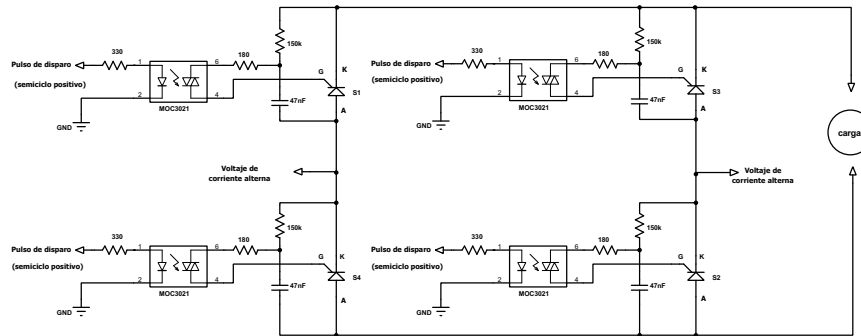


Figura 4.19: Circuito rectificador monofásico de onda completa.

En la Figura 4.20 se muestran las gráficas de voltaje, corriente y pulso de disparo para los dos semi ciclos. La gráfica color magenta es el voltaje en la carga y la gráfica color verde es la corriente en la carga. Por otro lado, la gráfica color azul es el voltaje aplicado entre el cátodo y compuerta de los tiristores S1 y S2, mientras que, la gráfica color cian es el voltaje aplicado entre el cátodo y compuerta de los tiristores S3 y S4. En las dos gráficas mencionadas, se tiene un ángulo de disparo $\alpha=72^\circ$ y ángulo de conducción 108° .

Como se puede observar, en la Figura 4.20 se muestran dos recuadros, el de la parte inferior menciona los valores del voltaje y corriente. Mientras, en la parte superior derecha se presenta el tiempo del ángulo de conducción.

El rectificador de onda completa funciona para el semiciclo positivo y negativo, lo que significa que el periodo de la señal rectificada es hasta π rad, por lo que el intervalo de conducción es de α a π . Por lo tanto, el voltaje en corriente directa se calcula sustituyendo (4.20) en (4.15) considerando el ciclo y el intervalo de conducción

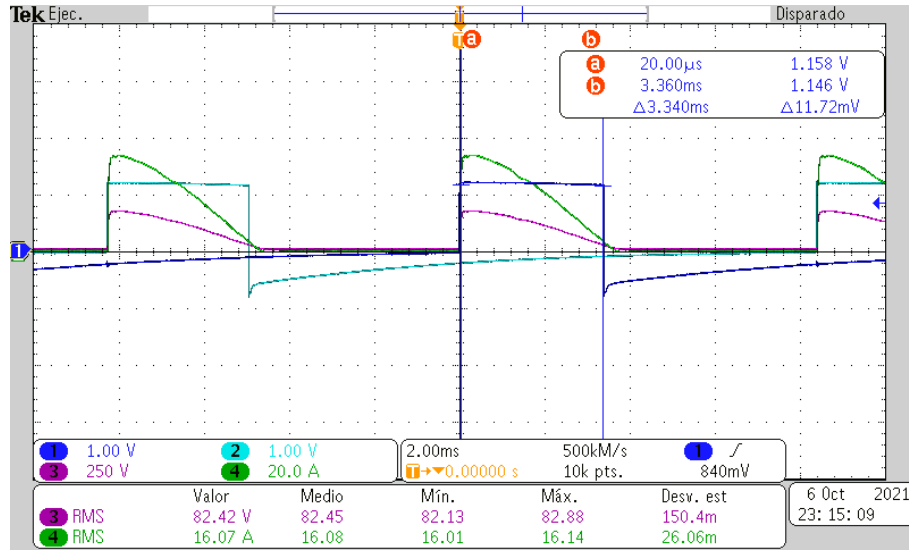


Figura 4.20: Señales de voltaje rms y corriente rms obtenidas en la configuración rectificador monofásico de onda completa al aplicar un ángulo de disparo $\alpha=72^\circ$.

previamente mencionados, esto es

$$V_{cd} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin(\omega t) dt \quad (4.25)$$

Al realizar manipulación algebraica y evaluando en los límites de integración entre α y π , el voltaje de corriente directa, se expresa como

$$V_{cd} = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (4.26)$$

Asimismo, el voltaje rms para el rectificador de onda completa controlado resulta

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} v_m^2 \sin^2(\omega t) dt} \quad (4.27)$$

Haciendo manipulación algebraica e integrando (4.27), se tiene

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin(2\alpha)} \quad (4.28)$$

De igual manera para la corriente promedio i_{dc} y la corriente rms i_{rms} del rectificador controlado de puente completo, se calculan a partir de las expresiones dadas en (4.26) y (4.28).

4.3.4. Configuración antiparalelo

Esta estructura está diseñada para trabajar en ambos semiciclos de la alimentación de corriente alterna, para proporcionar voltaje y corriente positiva cuando se presenta el semiciclo positivo, asimismo proporcionar voltaje y corriente negativa con el semiciclo negativo. Una forma de lograr lo anterior es utilizando la configuración rectificador de media onda para ambos semiciclos, por lo que los SCR's deben de conectarse para tener una polarización de forma directa para cada semiciclo i.e., ambos tiristores se conectan de forma contraria. Este circuito se caracteriza porque cada tiristor trabaja en cada medio ciclo de onda de corriente alterna de entrada.

En la Figura 4.21 se muestra el diagrama esquemático del el circuito electrónico con la estructura mencionada en el párrafo anterior. El desarrollo de este circuito está basado en (García, 2017) y lo denomina configuración antiparalelo. Como se puede observar en la Figura 4.21, los 2 tiristores están conectados en paralelo inverso, es decir, el ánodo de uno con el cátodo del otro.

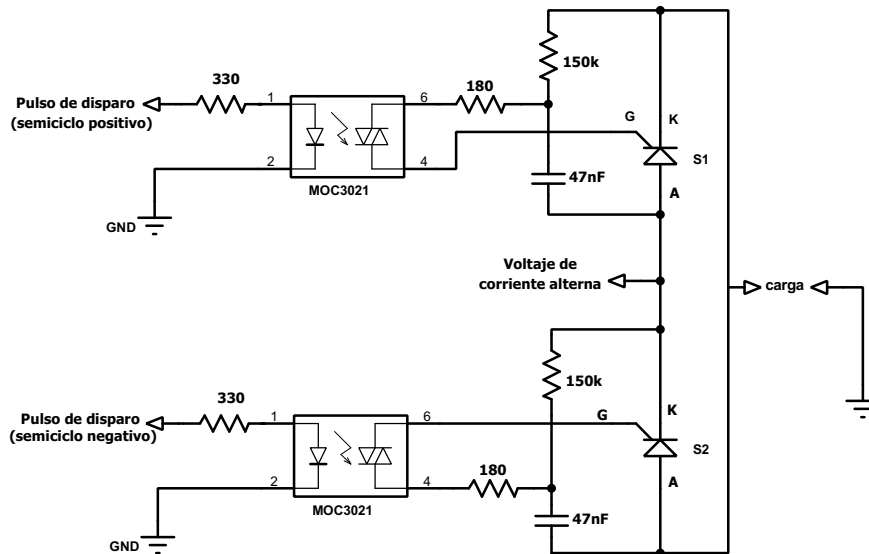


Figura 4.21: Configuración antiparalelo.

Durante el semiciclo positivo que corresponde de 0 a π , el tiristor S1, tiene una polarización en forma directa y al aplicar ángulo de disparo α en la compuerta, el tiristor comienza a conducir. Asimismo, durante el semiciclo negativo que corresponde de π a 2π , la polarización de la fuente de corriente alterna es negativa, el tiristor S2 se polariza en forma directa y entra en conducción al aplicar un ángulo de disparo $\alpha + \pi$ en la compuerta. En este semiciclo el tiristor S1, tiene una polarización en inversa, por lo que se encuentra en estado apagado.

En la Figura 4.22 se muestran las gráficas de voltaje, corriente y pulsos de disparo para los dos semiciclos. La gráfica color cian es el voltaje aplicado entre cátodo y compuerta del tiristor en el semiciclo negativo, mientras que la gráfica color azul es el ángulo de disparo aplicado entre el cátodo y compuerta del tiristor en el semiciclo positivo. Ambas gráficas tienen un ángulos de disparo $\alpha = 42^\circ$ y ángulos de conducción $\alpha = 138^\circ$. Asimismo, en la gráfica color verde es la demanda de corriente rms en la carga y la gráfica color magenta es la señal de voltaje rms que se le aplica en la carga.

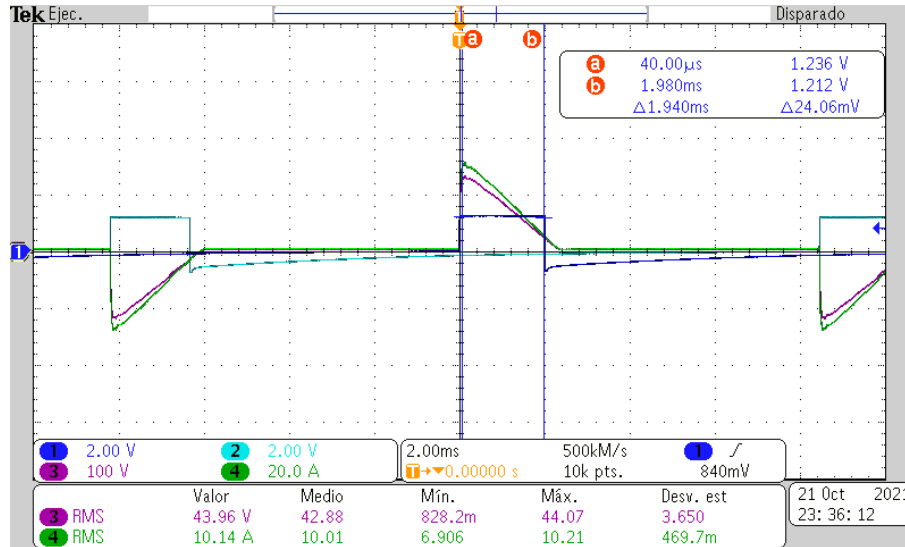


Figura 4.22: Señales de voltaje rms y corriente rms obtenidas en la configuración antiparalelo al aplicar un ángulo de disparo $\alpha = 42^\circ$.

4.4. Pruebas y resultados de los rectificadores controlados

Una vez desarrollados las tres topologías de los rectificadores controlados, se desarrollaron pruebas de estos, con la intención de evaluarlos y compararlos. Cabe hacer mención, la disponibilidad de un osciloscopio con un ancho de banda de 500 MHz, punta diferencial de voltaje y sonda de corriente. Las pruebas consistieron en aplicar diferentes ángulos de disparo para medir voltaje promedio, voltaje rms, corriente promedio y corriente rms. Con dichas mediciones se realizaron cálculos de potencia en corriente alterna, potencia en corriente directa y con estas dos, cálculo de eficiencia. Estos parámetros se mencionan en la subsección 4.3.1 parámetros de rendimiento para rectificadores controlados. Estas pruebas se realizaron a los tres topologías:

rectificador monofásico de media onda; rectificador monofásico de onda completa; configuración antiparalelo.

Durante las pruebas, se utilizó una carga resistiva (foco incandescente) con una potencia nominal de 2000 W. Si se considera un voltaje nominal de alimentación de 127 V rms al foco, se tiene una resistencia de 8.06Ω .

Con los datos obtenidos en las pruebas antes mencionadas, se elaboraron las tablas puestas en los Apéndices A, B y C. En las tablas se muestran los valores de voltaje promedio, voltaje rms, corriente promedio, corriente rms, potencia en corriente alterna, potencia en corriente directa y eficiencia en cada una de las configuraciones de los rectificadores controlados.

De acuerdo a los datos de las tablas A.1, A.2, B.1, B.2, C.1 y C.2, el rectificador controlador que tiene mejor desempeño, i.e., mejor eficiencia al aplicarle diferentes ángulos de disparo, es la configuración rectificador monofásico de onda completa controlado por fase.

La configuración antes mencionada se implementó para la activación del elemento excitador de calor del horno eléctrico, la cual posee una resistencia de 4.78Ω . Al ser muy pequeña esta, se requiere una mayor demanda de corriente, aproximadamente de 35 A. Debido a que los tiristores S4025L con encapsulado TO-220, no son aptos para soportar corrientes mayores a los 20 A, se tuvieron que utilizar otro tipo de encapsulado en los dispositivos. Los dispositivos que se utilizaron son dos módulos de doble tiristor *VSK* – 9112, con las siguientes especificaciones de voltaje máximo pico de 1200 V y una corriente máxima de conducción de 95 A.

4.5. Adecuación de señal rms

Se dispone de un sensor de corriente de Efecto Hall CSNA111, el cual se ubicó en la trayectoria de la alimentación del elemento resistivo excitador de calor.

El sensor proporciona un voltaje relacionado a la corriente que se está consumiendo. Dicho voltaje se requiere acondicionar para tenerlo disponible para alguna aplicación como control del circuito rectificador controlado. Para realizar esto último, se requiere utilizar un resistor en el rango de 40Ω a 130Ω y de acuerdo a el valor utilizado es la proporción de voltaje que se tiene disponible.

Cabe hacer mención que en diseño de este sistema electrónico, se consideró la expresión del voltaje rms (4.15) mencionada en la subsección 4.3.1 parámetros de rendimiento para rectificadores controlados. Asimismo, el voltaje eficaz o voltaje rms de una corriente periódica es igual a una corriente dc que suministra la misma po-

tencia promedio a un elemento resistor que la corriente periódica (CHARLES and MATTHEW, 2002). Es decir, la potencia suministrada depende de la características de la forma de onda.

Por otro lado, si la función es una señal sinusoidal, el voltaje eficaz se obtiene

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \quad (4.29)$$

donde el voltaje pico se denota como V_m .

Este circuito electrónico se divide en diferentes etapas, las cuales son:

- Configuración seguidor de voltaje (aislador de señales).
- Configuración Rectificador de precisión.
- Configuración logaritmo natural.
- Voltaje de offset.
- Configuración amplificador diferencial.
- Configuración amplificador exponencial.
- Filtro pasa bajas.
- Filtro RC.
- Aislador de impedancias.
- Amplificador diferencial de offset.

Cabe mencionar, que en desarrollo de este sistema electrónico se implementó con una señal de prueba sinusoidal con amplitud de $1 V_{pp}$.

4.5.1. Circuito seguidor de voltaje

En esta etapa se pretende conservar la señal de entrada sinusoidal, por lo que se utilizó la configuración seguidor de voltaje. Esta configuración no proporciona ninguna amplificación o atenuación por lo tanto el voltaje de salida sigue directamente el voltaje de entrada (Coughlin and Driscoll, 1998).

4.5.2. Configuración Rectificador de Precisión

La configuración valor absoluto, también conocida como rectificador de onda completa de precisión, tiene como objetivo rectificar la señal de entrada en proporción a la magnitud, amplitud e independientemente si la señal es positiva o negativa.

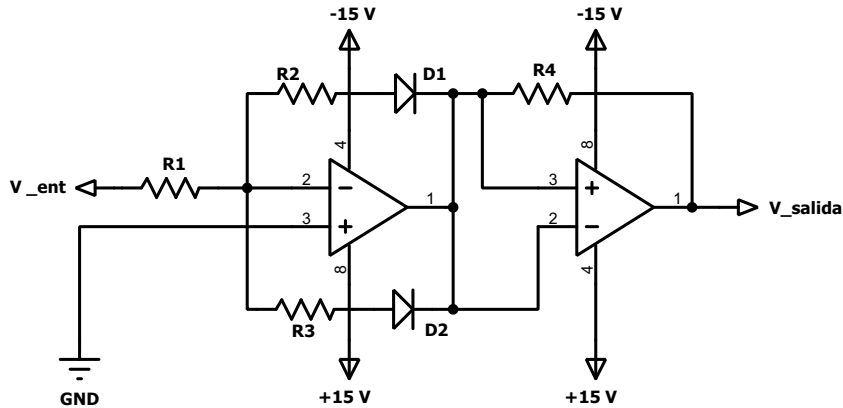


Figura 4.23: Rectificador de onda completa de precisión.

En la Figura 4.23, se observa el diagrama esquemático de un circuito rectificador de precisión. En las terminales de entrada del amplificador se proporcionan dos voltajes: uno es el que proporciona la señal de entrada sinusoidal del circuito seguidor de voltaje, denotado como V_{ent} a la entrada no inversora; el otro es un voltaje de referencia de 0 V. La configuración del amplificador operacional es para rectificar una señal de entrada y obtener a la salida el voltaje rectificado. Esta configuración funciona de dos maneras:

- Cuando el voltaje de entrada V_{ent} es una señal positiva, el diodo D_1 conduce debido a que tiene polarización de forma directa, por lo que a la salida del primer amplificador se obtiene un voltaje negativo. Por otro lado, en el segundo amplificador tiene una configuración inversor de voltaje. A la terminal inversora se le proporciona el voltaje del primer amplificador, por lo que a la salida se obtiene un voltaje positivo $V_{out} = +V_{ent}$.
- Cuando en la terminal de entrada V_{ent} se le proporciona un voltaje negativa, el diodo D_2 se polariza en forma inversa por lo que conduce. Mientras, segundo amplificador se comporta como configuración inversor. A la terminal inversora se le proporciona el voltaje del primer amplificador, por lo que a la salida se obtiene un voltaje positivo $V_{out} = +V_{ent}$.

En la Figura 4.24 se observa dos gráficas. La gráfica de color amarillo es la señal sinusoidal de entrada con un voltaje pico-pico de 996.5 *mv*, mientras que la gráfica color cian es la señal de salida rectificada.

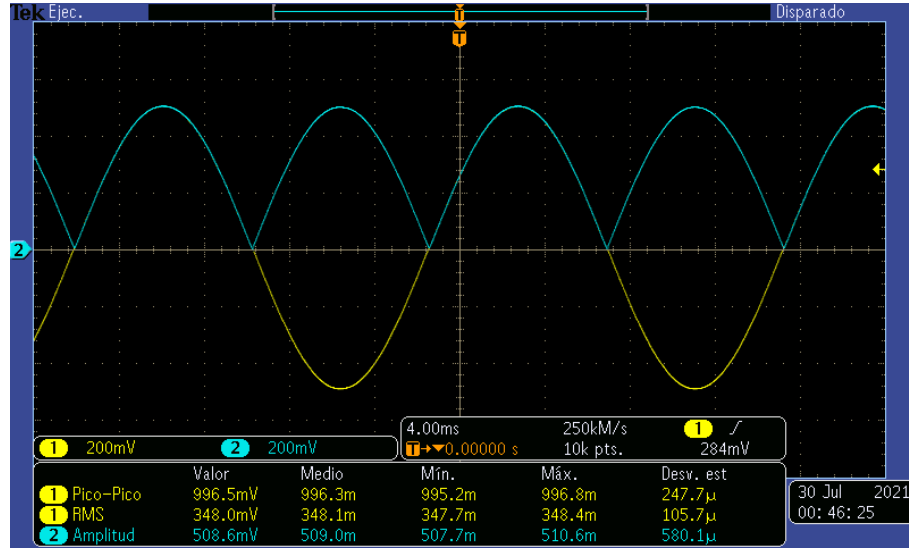


Figura 4.24: Gráficas de señal de entrada sinusoidal (color amarillo) y señal rectificada (color cian) .

4.5.3. Circuito función logarítmico

En la Figura 4.25 se observa el diagrama de un circuito función logarítmico. En las terminales de entrada del amplificador se proporcionan dos voltajes: uno es el que proporciona la señal de voltaje que se obtiene en el circuito rectificador, a la entrada no inversora, se le denotado como $-V_i$, en la entrada no inversora se le proporciona un voltaje de referencia de 0 V. A la entrada inversora se le aplica $-V_i$ a través de una resistencia R y en la retroalimentación se coloca un diodo en polarización directa, para obtener un voltaje de salida logaritmo natural proporcional al voltaje de entrada.

Aplicando la Ley de Corrientes de Kirchhoff (LCK) en el nodo V_x de la Figura 4.25, se obtiene la siguiente expresión una expresión matemática

$$I_{entra} = I_{sale} \quad (4.30)$$

donde I_{entra} denota la corriente de entrada aplicada en la fuente y la corriente I_{sale} es la que circula a través del diodo. Asimismo, la corriente diodo Shokley, se expresa como

$$I_D = I_s(e^{V_D/nV_T} - 1) \quad (4.31)$$

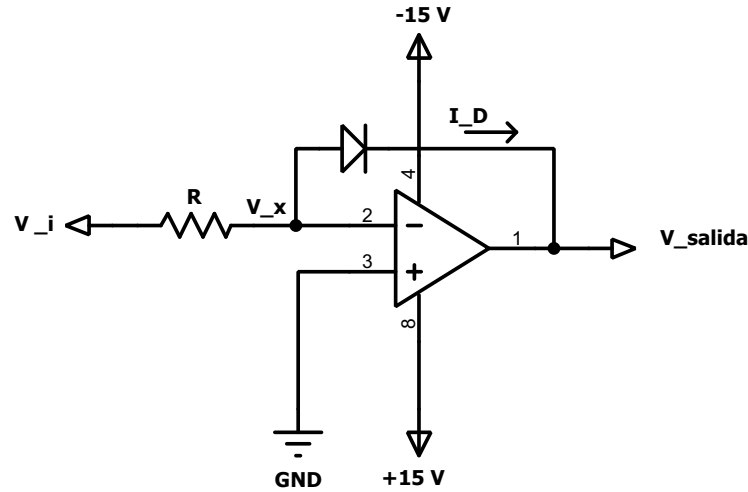


Figura 4.25: Configuración logaritmo.

Con lo anterior, (4.30), se puede reescribir como

$$\frac{V_i - V_x}{R} = I_s(e^{V_D/nV_T} - 1) \quad (4.32)$$

donde V_i es voltaje de la fuente aplicado y V_x es el voltaje del nodo.

Al realizar manipulación algebraica, la expresión (4.32) resulta como

$$\frac{V_i}{RI_s} + 1 = e^{V_D/nV_T} \quad (4.33)$$

donde V_D es el voltaje de salida de la configuración logaritmo. Al despejar el V_D de (4.33) y manipulando algebraicamente, el voltaje de salida se define como

$$V_{salida} = -V_T n \ln\left(\frac{V_i}{RI_s} + 1\right) \quad (4.34)$$

4.5.4. Configuración offset

En la Figura 4.26 se observa el diagrama del circuito electrónico configuración offset. En las terminales de entrada del amplificador se proporcionan dos voltajes: uno es el que proporciona un voltaje constante de 15 V, a la entrada inversora, denotado como $-V_{ent}$, mientras en la entrada no inversora se le proporciona un voltaje de referencia de 0 V. La configuración offset del amplificador operacional es para ajustar el voltaje de salida, respecto a la diferencia de voltaje que existen en las terminales de entrada.

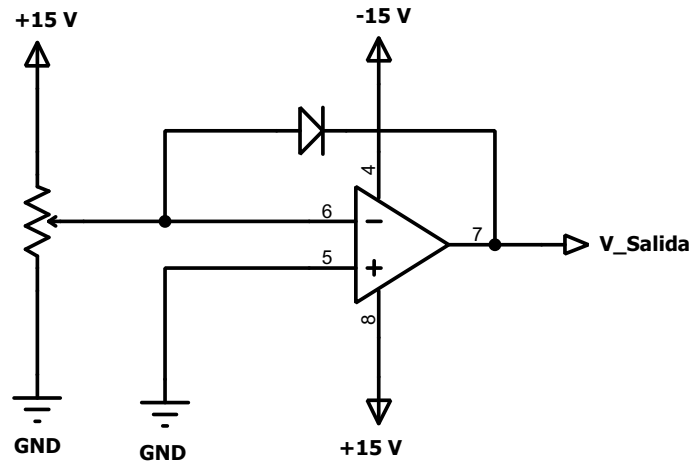


Figura 4.26: Configuración offset.

4.5.5. Configuración amplificador diferencial

En la configuración amplificador diferencial se emplea para distintas aplicaciones en las que se desean amplificar la diferencia entre las dos señales de entrada pero elimina la señal que sea común con las señales de entrada (CHARLES and MATTHEW, 2002).

4.5.6. Configuración función antilogaritmo

En la Figura 4.25, se observa el diagrama de un circuito función logaritmo. En las terminales de entrada del amplificador se proporcionan dos voltajes: uno es el que proporciona el circuito amplificador diferencial de la subsección antes mencionada, denotado como V_{ent} a la entrada no inversora; el otro se le denotado como V_{ent} , el otro es un voltaje de referencia de 0 V. Asimismo, a la entrada inversora se le aplica un voltaje a través de una resistencia R y en la retroalimentación se coloca un diodo en polarización directa, cuyo fin es obtener un voltaje de salida como el valor exponencial proporcional a la señal de entrada aplicada.

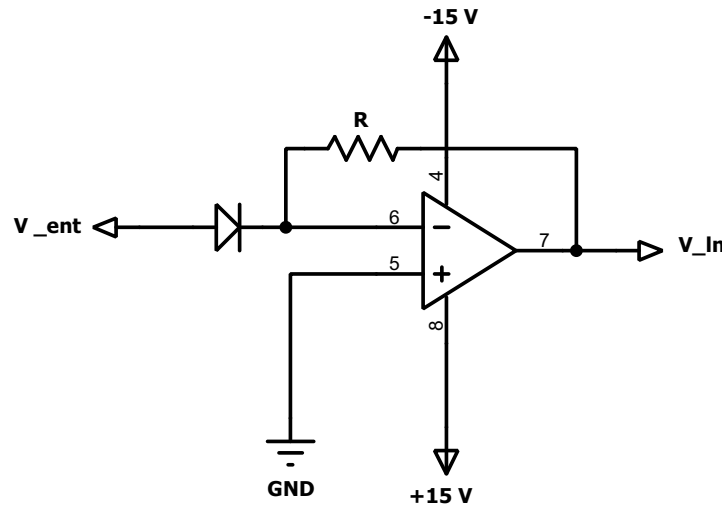


Figura 4.27: Configuración antilogaritmo.

4.5.7. Configuración filtro pasa bajas

Un filtro es un circuito que está diseñado para dejar pasar señales con frecuencias deseadas y rechazar o atenuar otras. En la Figura 4.28 se muestra el diagrama del circuito electrónico de un filtro activo pasa bajas, esta configuración funciona de dos maneras:

- A frecuencias bajas. El circuito electrónico funciona como un amplificador inversor de señales con una ganancia de tensión $A_V = -\frac{R_2}{R_1}$.
- A frecuencias altas. El amplificador operacional actúa en configuración integrador, cuyo voltaje de salida del amplificador operacional, se reduce linealmente desde cero a medida que el capacitor se carga.

En la Figura 4.29 se observa dos señales de voltaje. La gráfica de color amarillo es la señal de prueba sinusoidal y la gráfica de color azul es la señal que se obtiene de la configuración filtro pasa bajas.

4.5.8. Filtro RC

En la Figura 4.30 se muestra el circuito electrónico de un filtro RC, cuya función es reducir aún más la cantidad de rizo de una señal de voltaje. El propósito de agregar

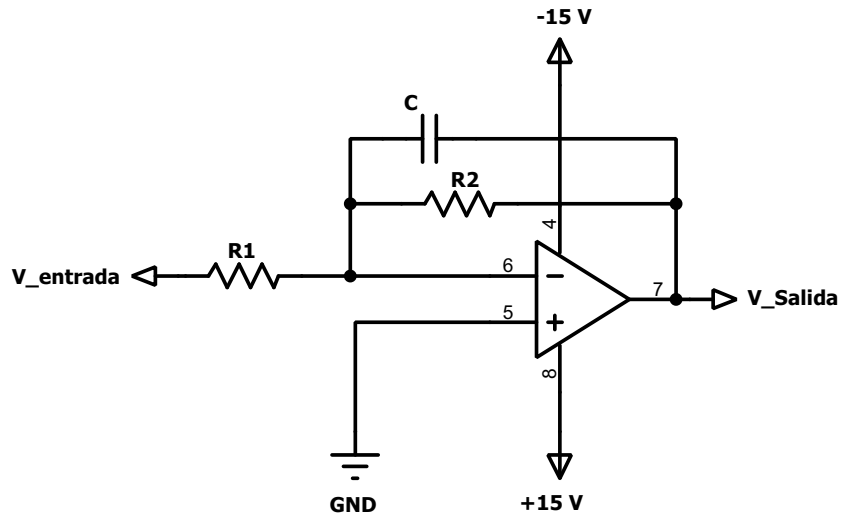


Figura 4.28: Configuración exponencial.

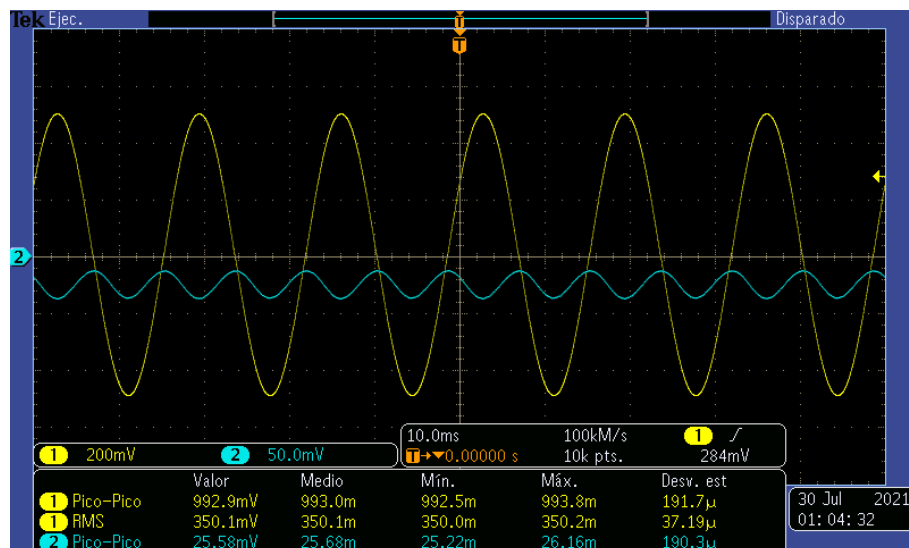


Figura 4.29: Señales de voltaje de la configuración filtro activo pasa bajas.

una resistencia y un capacitor, es con el objetivo de dejar pasar mayor cantidad de voltaje de corriente directa al mismo tiempo reduce la cantidad de voltaje de corriente alterna.

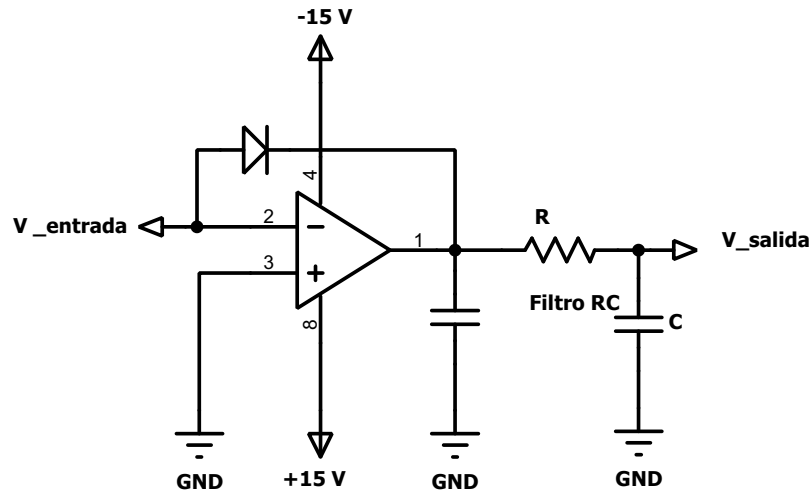


Figura 4.30: Filtro RC.

En la Figura 4.31 se observan dos gráficas de voltaje. La gráfica color amarillo es el voltaje sinusoidal de la señal de prueba y la gráfica color azul es la señal de voltaje de salida del filtro RC.

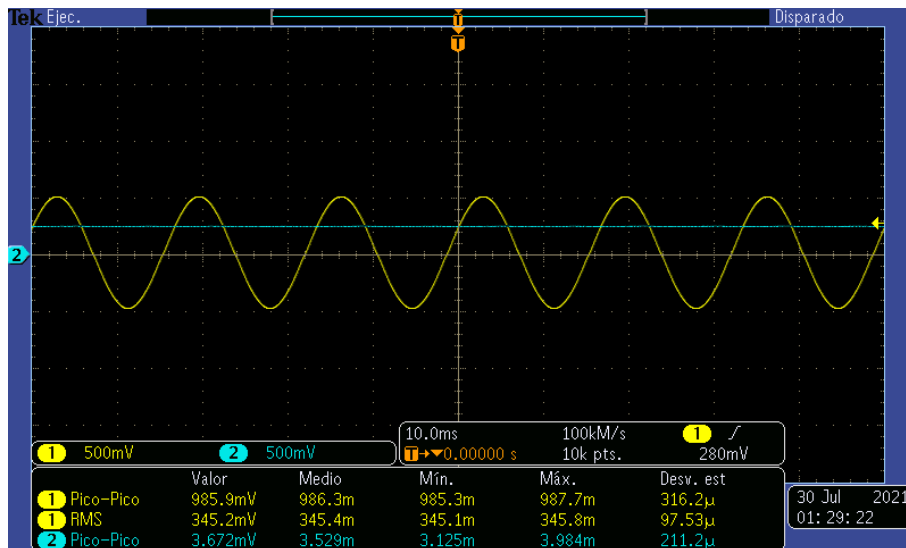


Figura 4.31: Señal obtenida al implementar un filtro RC.

Cabe hacer mención que la configuración seguidor de voltaje y configuración amplificador diferencial de offset, no se vuelven a explicar debido a que ya se mencionaron al inicio de esta sección. Asimismo, al implementar las dos configuraciones mencionadas, se obtiene la medición del voltaje rms de la señal de prueba.

En la Figura 4.32 se observan la gráficas de voltaje. La gráfica color amarillo es el voltaje sinusoidal de la señal de prueba, mientras la gráfica color azul es el voltaje rms de la señal antes mencionada.

Como se puede observar, en la Figura 4.32 se muestra en el recuadro los valores del voltaje rms.

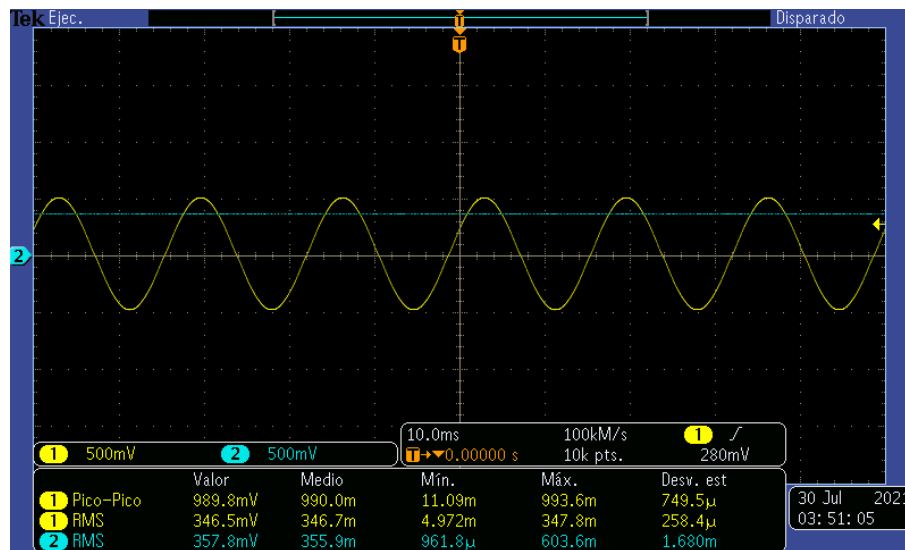


Figura 4.32: voltaje de entrada de una señal senoidal y voltaje de salida del Circuito medidor de Voltaje rms.

Capítulo 5

Control de temperatura del horno

El Horno de Joyería Artesanal es un sistema térmico, en el cual se relacionan parámetros como lo son la capacitancia térmica, resistencia térmica así como la transferencia de calor de un sistema o sustancia a otra. El comportamiento dinámico de este sistema se determina por medio de ecuaciones diferenciales, las cuales ayudan a conocer, analizar, entender y representar el comportamiento de este. Dichas ecuaciones diferenciales parten de leyes de la termodinámica, leyes físicas y leyes de kirchhoff que relacionan a los sistemas eléctricos.

El objetivo de realizar el diseño de un sistema de control es porque las variables que se desean controlar, sean las variables de salida y se comporten de una manera deseada ante una variable de entrada.

5.1. Modelo matemático

En este capítulo se realizará el modelo matemático que represente el sistema térmico. Para el planteamiento de las ecuaciones matemáticas se consideran los conceptos abordados en el Capítulo 2.

En el sistema térmico la variable de interés es la temperatura, así como, el flujo de calor que proporciona el elemento resistivo excitador de calor. A partir de la variable flujo de calor se puede obtener la medición temperatura.

Así mismo, se desea modelar el flujo de calor que se encuentra en el interior del Horno de joyería artesanal.

Dentro del Horno de joyería artesanal se genera calor Q en el interior de este por un elemento resistivo excitador de calor que fue colocado en las paredes y en la parte

inferior de la tapa. En las paredes de este existe una resistencia térmica, la cual es la propiedad que existe entre las paredes del horno, la fibra cerámica y en lámina que recubre a la fibra, además de la capacitancia térmica que se encuentra en las paredes del horno.

A partir de la primera Ley de la Termodinámica también conocida como balance de energía expresada en el Capítulo 2. Esta ley se expresa que la energía total que se almacena en un sistema es igual a la diferencia entre la energía que entra y la energía total que sale en el proceso, y se expresa como:

$$Q_{almacena} = Q_{entra} - Q_{sale} \quad (5.1)$$

donde $Q_{almacena}$ es la energía que se almacena dentro del horno, tiene una relación proporcional con la razón de cambio de temperatura $T(t)$ respecto al tiempo t . La energía almacenada se puede representar como

$$Q_{almacena} = c_p M \frac{d}{dt} T(t) \quad (5.2)$$

en el cual c_p es la capacitancia térmica del horno, M la masa. Por el Efecto Joule o también conocida como Ley de Joule, se obtiene la energía calorífica Q_{entra} , la cual es la energía que se proporciona al interior del horno mediante un elemento resistivo. Esto se obtiene al pasar una corriente eléctrica a través de este, la energía eléctrica se transforma en calor. Donde la energía calorífica tiene una relación con la potencia eléctrica P_{ele} . La Ley de Joule, se escribe como

$$\begin{aligned} Q_{entra} &= P_{ele} \\ Q_{entra} &= R_{ele} I^2 \end{aligned} \quad (5.3)$$

donde R_{ele} la resistencia eléctrica del elemento resistivo, mientras que I es la corriente que circula por este cuando se le alimenta con un voltaje.

A partir de la Ley de Fourier de la Conducción de calor, se expresa la energía que sale Q_{sal} es la energía que se disipa por las paredes del horno, conformadas por ladrillo refractario, la manta de fibra cerámica y la lamina que recubre a estas. La transferencia de calor es proporcional a la temperatura $T(t)$ es inversamente proporcional a la resistencia térmica, y se modela como

$$Q_{sale} = \frac{1}{R_{ter}} T(t) \quad (5.4)$$

donde R_{ter} es la resistencia térmica de las paredes del horno.

De acuerdo a (5.2), (5.3) y (5.4), el balance de energía (5.1) queda como

$$\begin{aligned} c_p M \frac{d}{dt} T(t) &= R_{ele} I^2 - \frac{1}{R_{ter}} T(t) \\ c_p M \frac{d}{dt} T(t) + \frac{1}{R_{ter}} T(t) &= R_{ele} I^2 \end{aligned} \quad (5.5)$$

Realizando manipulación algebraica a (5.5) resulta como

$$\frac{d}{dt}T(t) + \frac{1}{c_p M R_{ter}} T(t) = \frac{R_{ele}}{c_p M} I^2 \quad (5.6)$$

Para lo subsecuente del presente trabajo se define al denominador del segundo miembro del lado izquierdo (5.6) como una constante de tiempo K_t , esto es

$$K_t = c_p M R_{ter}$$

y al miembro del lado derecho (5.6) como una ganancia G_{ele} que es proporcional al cuadrado de la corriente que circula en el elemento resistivo excitador de calor, la cual es

$$G_{ele} = \frac{R_{ele}}{c_p M} \quad (5.7)$$

Con lo antes mencionado, la expresión dada en (5.6) resulta como

$$\frac{d}{dt}T(t) + \frac{1}{K_t} T(t) = G_{ele} I^2 \quad (5.8)$$

Cabe hacer mención que la ecuación (5.8) es de primer orden y lineal.

5.1.1. Modelado en espacio de estados

La relación dada en (5.8) se puede modelar en espacio de estados, por lo que se define el estado $x_1 = T \in \mathbb{R}$, la entrada $u = I^2 \in \mathbb{R}$, y debido a que se dispone de la medición de la temperatura, la salida es $y = x_1$. Con esto resulta

$$\dot{x}_1 = Ax_1 + Bu \quad (5.9a)$$

$$y = Cx_1 \quad (5.9b)$$

donde

$$A = -\frac{1}{c_p M R_{ter}} = -\frac{1}{K_t} \quad (5.10a)$$

$$B = \frac{R_{ele}}{c_p M} = G_{ele} \quad (5.10b)$$

$$C = 1 \quad (5.10c)$$

5.1.2. Función de transferencia

De acuerdo al modelo en espacio de estado (5.9) se puede encontrar la función de transferencia del horno eléctrico al aplicar la transformada de Laplace y considerando condiciones iniciales iguales a cero.

Realizando lo anterior y teniendo en cuenta que el estado, la entrada y la salida están en el espacio \mathbb{R} , por lo que las matrices A , B y C son escalares, se tiene

$$sX(s) = Ax(s) + Bu(s) \quad (5.11a)$$

$$Y(s) = CX(s) \quad (5.11b)$$

Despejando $X(s)$ de (5.11a)

$$(s - A)X(s) = Bu(s) \quad (5.12)$$

esto es

$$X(s) = (s - A)^{-1}Bu(s) \quad (5.13)$$

Al sustituir la ecuación (5.14) en (5.11a) queda

$$Y(s) = [C(s - A)^{-1}B]u(s) \quad (5.14)$$

Por lo tanto, la función de transferencia se escribe como

$$G(s) = C(s - A)^{-1}B \quad (5.15)$$

Sustituyendo en (5.15) los valores de A , B y C dadas en (5.10), se tiene la función de transferencia $G(s)$ es

$$G(s) = \frac{\frac{R_{ele}}{C_p M}}{s + \frac{1}{C_p M R_{ter}}} \quad (5.16)$$

5.2. Propiedades del modelo en espacio de estados del horno eléctrico

La expresión dada en (5.9a) tiene la forma de una ecuación diferencial lineal de primer orden no homogénea (Zill, 2009, cap. 2). Dicha ecuación tiene la propiedad de

que es la suma de una solución de la ecuación homogénea y una solución particular de ecuación no homogénea así como un procedimiento denominado variación de parámetros. La ecuación diferencial homogénea de (5.9a) se obtiene al considerar que no se tiene una excitación, por lo que resulta

$$\dot{x}_1 = Ax_1 \quad (5.17)$$

Para obtener la solución de (5.17) se integra ambos lados. Del lado izquierdo se integra con respecto a x y se evalúa en los límites de integración entre 0 y x , del lado derecho se integra con respecto a t y se evalúa en los límites de integración entre 0 y t esto resulta como

$$\int_{x(0)}^{x(t)} \frac{dx}{x_1} = \int_0^t A dt \quad (5.18a)$$

$$\ln |x_1|_{x(0)}^{x(t)} = At \Big|_0^t \quad (5.18b)$$

Al evaluar en ambos lados los límites de integración de la ecuación(5.19), esto es

$$\ln |x_1(t) - x_1(0)| = A(t - 0) \quad (5.19)$$

Al integrar (5.19) y aplicar una función exponencial al logaritmo natural, esto resulta

$$|x_1(t)| = e^{At} \quad (5.20)$$

La solución de la ecuación (5.17) es

$$x_1(t) = e^{At}x_1(0) \quad (5.21)$$

donde $x_1(0)$ es la condición inicial del estado x_1 . Esta solución representa la respuesta libre de sistema térmico, esto es, gobierna la respuesta que es debido solamente a las condiciones iniciales (la temperatura interna del horno) que se tengan al inicio de cada experimento (Kuo, 1996).

La solución (5.21) está multiplicado en el lado derecho por e^{At} y de acuerdo a lo que denota la constante A dada en (5.10a) esta es dominada por un signo negativo, i.e., el término e^{At} conforme el tiempo tiende al infinito este desaparece y solo queda la respuesta debido a la entrada. Esto es, el sistema térmico es **asintóticamente estable**, es decir

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x_1(t) = 0$$

Para obtener la solución de (5.9a) como no homogénea se multiplica por la exponencial negativa de la solución homogénea, lo cual resulta como

$$e^{-At}(\dot{x}_1(t) - Ax_1(t)) = Bu(t) \quad (5.22)$$

El lado izquierdo de (5.22) se obtiene de derivar respecto al tiempo $e^{-At}x_1$, esto es

$$\frac{d}{dt} (e^{-At}x_1(t)) = e^{-At}\dot{x}_1(t) - e^{-At}Ax_1(t) \quad (5.23)$$

Por lo que (5.22) se escribe como

$$\frac{d}{dt} (e^{-At}x_1(t)) = e^{-At}Bu(t) \quad (5.24)$$

Integrando la ecuación (5.24) entre 0 y t se obtiene como

$$\int_0^t e^{-A\tau} d(x_1(\tau)) = \int_0^t e^{-A\tau} Bu(\tau) d\tau \quad (5.25)$$

Realizando las integral del lado izquierdo de (5.25) resulta

$$[e^{-A\tau}x_1(\tau)]_0^t = \int_0^t e^{-A\tau} Bu(\tau) d\tau \quad (5.26)$$

Evaluando los limites de integración en el lado izquierdo (5.26) se tiene

$$e^{-At}x_1(t) - e^{-A0}x_1(0) = \int_0^t e^{-A\tau} Bu(\tau) d\tau \quad (5.27)$$

Considerando la propiedad del exponencial en el segundo miembro del lado izquierdo de (5.27), multiplicando dicha ecuación por e^{At} y realizando manipulación algebraica se llega a

$$x_1(t) = e^{At}x_1(0) + e^{At} \int_0^t e^{-A\tau} Bu(\tau) d\tau \quad (5.28)$$

Como se puede observar en (5.28) esta es la solución a la ecuación diferencial (5.9a), donde el primer término de lado derecho es la respuesta del sistema térmico a la temperatura interna inicial (condiciones iniciales) mientras que el segundo término es la respuesta a la excitación de temperatura que proporciona el elemento resistivo.

El horno eléctrico representado por el modelo en espacio de estado (5.9) al tener un rango 1 en el estado (escalar) y existen las matrices B y C, es totalmente controlable y totalmente observable. Una de las formas para comprobar que el sistema es totalmente controlable y observable, se elaboró la matriz de controlabilidad, así mismo, la matriz de observabilidad, en el cual el rango de cada matriz es de rango 1.

Esto es, la variable de estado x_1 se puede controlar para llegar a cierta temperatura en un tiempo finito, por medio de la temperatura que alimenta el elemento resistivo excitador. Además con la medición por medio del sensor de temperatura se tiene la señal del estado x_1 por lo que se podría diseñar un observador de estados.

5.2.1. Respuesta experimental y aproximada del Horno eléctrico

Con base a los experimentos realizados que se abordaron en el Capítulo 3, se analizó la curva de respuesta (Figura 3.4) que se obtuvo en la operación de este sistema. En la gráfica de la Figura 5.1 se presenta la curva de respuesta del sistema que se obtuvo en forma experimental (color azul), asimismo se presenta la curva de respuesta de forma aproximada, utilizando la ecuación diferencial (5.8), para este sistema eléctrico.

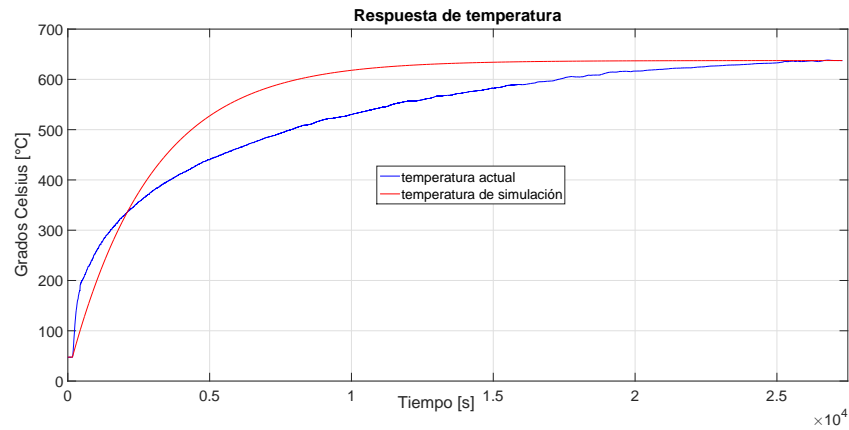


Figura 5.1: Curva de respuesta en forma experimental (color azul), Curva de respuesta aproximada (color rojo).

Para realizar el experimento, se adaptó un ángulo de disparo de 73.3° de la señal de alimentación con ángulo de conducción de 106.70° y una corriente de $15A_{rms}$ para excitar el elemento resistivo generador de calor. Dentro del interior del horno eléctrico se midió la temperatura inicial $t_{ini} = 47.6^\circ \text{ C}$, así mismo, se recabaron mediciones de temperatura de cada tres segundos durante un tiempo de operación de siete horas y media hasta que el horno alcanzara una temperatura estable $t_{ss} = 637.6^\circ \text{ C}$.

Con base a la curva de respuesta que se obtuvo del sistema, se deduce que su comportamiento es similar a la curva de respuesta de un sistema de primer orden lineal. En relación con dicha curva de respuesta, se calculó la constante de tiempo considerando al sistema como de primer orden ante una entrada tipo escalón de cierta amplitud A . La constante de tiempo K_t se tiene al 63.2% de su valor final, por lo que de acuerdo a la gráfica mostrada en la Figura 5.1 la constante de tiempo que se obtuvo es $K_t = 2882.88 \text{ s}$.

De acuerdo a los dos párrafos anteriores se retoman los siguientes datos

variable	valor
t_{ini}	47.6° C
t_{ss}	637.5° C
K_t	2882.88 s
I_{prueba}	15 A
G_{ele}	0.00098281

Cuadro 5.1: Valores de variables de la prueba

Con los valores obtenidos en Cuadro 5.1 se utiliza el Teorema de valor final, considerando la función transferencia (5.16), para obtener la ganancia G_{ele} . Esto es

$$\lim_{s \rightarrow 0} s \left(\frac{1}{s + \frac{1}{K_t}} \frac{A}{s} \right) = t_{ss} \quad (5.29)$$

donde A es una amplitud. Realizando manipulación algebraica y aplicando el limite a (5.29), se tiene

$$A = \frac{t_{ss}}{K_t} \quad (5.30)$$

La amplitud A , de acuerdo a 5.6, es igual a

$$A = G_{ele} I_{prueba}^2 \quad (5.31)$$

Con (5.30) y (5.31) la ganancia G_{ele} es

$$G_{ele} = \frac{t_{ss}}{K_t I_{prueba}^2} \quad (5.32)$$

5.3. Diseño de controladores del horno eléctrico

Un sistema de control es un conjunto de componentes y procesos que actúan juntos con el objetivo de controlar la variable medida de un sistema a un valor deseado. Los sistemas de control pueden ser lineales o no lineales. En la realidad, la mayoría de los sistemas son no lineales. Para sobrellevar la situación del desconocimiento de los parámetros y el modelo de un sistema físico es considerar que este tiene una estructura lineal en su modelo, e.g., es modelado por una función de transferencia

lo que daría un modelo aproximado del sistema físico. Una forma de obtener los parámetros de la función de transferencia aproximada de un sistema físico cuando no se conocen estos, es utilizando una curva de respuesta de dicho sistema, i.e., se excita con una señal tipo escalón y se mide la señal de salida, con la cual se puede construir una gráfica de la señal de respuesta.

los modelos lineales aproximados se pueden utilizar para diseñar esquemas de control utilizando técnicas lineales. En el presente trabajo debido a que se tiene acceso a los datos de la respuesta de temperatura del horno eléctrico que se construyó, se encuentran modelos matemáticos lineales aproximados de dicho sistema y estos se utilizan para diseñar esquemas de control. Esto es, con el modelo en el espacio de estados (5.9) se diseña una retroalimentación de estados más acción integral del error, mientras que con la función de transferencia (5.15) se utiliza el método de sintonización de Ziegler-Nichols para un controlador PI.

5.3.1. Formulación del problema para los controladores

Suponga que el horno eléctrico es modelado en forma lineal en espacio de estados (5.9) y en función de transferencia (5.15). Además considere que:

- S.1** La temperatura deseada T_d es una señal acotada.
- S.2** La corriente de entrada, consumida por el elemento resistivo calefactor, no debe de exceder más de 35 A.
- S.3** El tiempo de asentamiento es al menos a una hora.
- S.4** La respuesta de temperatura en lazo cerrado no debe exceder 2% de sobrepaso.
- S.5** La temperatura real debe ser igual a la temperatura deseada en al menos hora media.

Con esto, la temperatura interna del horno eléctrico T debe ser igual a la temperatura deseada T_d , esto es, el error $e_T = T_d - T$ es

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_T = 0$$

5.3.2. Reglas de Sintonización de Ziegler-Nichols controlador PI

En esta subsección se utiliza un controlador PI a la función de transferencia (5.15). La relación entrada/salida para un controlador PI en paralelo ideal con retroalimen-

tación del error e es (Åström and Murray, 2010)

$$u = K_p e + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (5.33)$$

La función de transferencia de (5.33) es

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (5.34)$$

donde K_p y K_i son ganancias, conocidas como ganancia proporcional y ganancia integral, respectivamente.

La función de transferencia del controlador PI (5.34) se puede reescribir como

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (5.35)$$

donde T_i es conocido como constante de tiempo integral (Ogata, 1998), la cual se relaciona con la ganancia integral y la ganancia proporcional como

$$T_i = \frac{K_p}{K_i} \quad (5.36)$$

Las reglas de sintonización de Ziegler- Nichols son métodos para determinar valores de una ganancia proporcional K_p , constante de tiempo de integral T_i y constante de tiempo derivativo T_d . Estos son: uno utiliza una curva de respuesta del sistema que se obtiene de forma experimental en lazo abierto; mientras que el otro es en lazo cerrado variando una ganancia proporcional del error hasta que el sistema oscile.

5.3.2.1. Prueba en lazo abierto (Primer método de sintonización)

En el primer método consiste en obtener una curva de respuesta en forma experimental en lazo abierto del sistema térmico. Con la curva de respuesta de la Figura 5.1 que se obtuvo en lazo abierto de forma experimental, se puede hacer uso de este método. Debido a que la respuesta es lenta, en la gráfica no se puede observar una forma en S deformada en esta, por lo que se realizó un acercamiento de la gráfica para visualizar una forma en S al inicio de la respuesta que se muestra en Figura 5.2, en donde se puede obtener dos parámetros al trazar una recta tangente en el punto de inflexión: el tiempo de retardo L y la constante de tiempo K_{tz} , como se puede observar en la Figura 5.2.

En el Cuadro 5.2 se presentan los valores de las constantes L , K_{tz} y T_{ss} de acuerdo a los datos de la Figura 5.2.

Parámetros obtenidos	valor
L	38.988
K_{tz}	513
T_{ss}	637.5

Cuadro 5.2: Parámetros obtenidos de la curva de respuesta

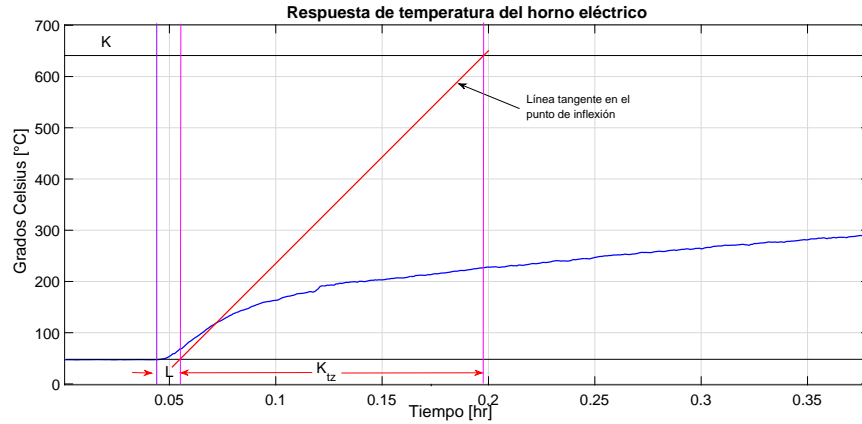


Figura 5.2: Curva de respuesta en forma experimental con forma de S.

Con base a lo que menciona (Ogata, 1998) para la sintonización de controladores Ziegler-Nichlos utilizando el primer método, se puede obtener una función de transferencia aproximada con con las constantes L , K_{tz} y T_{ss} como

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{T_{ss}e^{-Ls}}{K_{tz}s + 1} \quad (5.37)$$

Asimismo, con las constantes L y K_{tz} se obtienen los valores correspondientes para la constante de proporcionalidad K_p y la constante de tiempo integral T_i del controlador PI de acuerdo a como se muestra en el Cuadro 5.3 (Ogata, 1998, pag. 672).

Controlador	K_p	T_i
PI	$0.9 \frac{K_{tz}}{L}$	$\frac{L}{0.3}$

Cuadro 5.3: Regla de sintonización de Ziegler-Nichols

5.3.2.2. Prueba en lazo cerrado(Segundo método de sintonización)

Para aplicar el segundo método de sintonización de Ziegler-Nichols, cuando se conoce la función de transferencia, en realidad se utiliza el método de lugar geométrico de

las raíces, el cual ayuda a representar de forma gráfica la ubicación de los polos en lazo cerrado cuando se varia la ganancia proporcional que se tiene en cascada con la planta.

La función de transferencia de la planta, dada en (5.16), en cascada con una ganancia K_p en una retralimentación negativa unitaria, tiene la siguiente función de transferencia

$$G_c(s) = \frac{K_p G_{ele}}{s + \left(\frac{1}{K_t} + K_p G_{ele}\right)} \quad (5.38)$$

Al analizar la función de transferencia en lazo cerrado (5.38) se observa que no hay ceros finitos y se tiene un polo en $s = -\left(\frac{1}{K_t} + K G_{ele}\right)$. El valor de K_t y G_{ele} son positivos, como se puede ver en el Cuadro 5.1, por lo que al variar la ganancia K_p la ubicación de los polos empieza en $-\frac{1}{K_t}$ hasta el infinito, sin parte imaginaria, i.e., la única rama del lugar geométrico de las raíces se tiene el semiplano izquierdo sobre el eje real. Esto se comprueba con una simulación en MATLAB con la función “rlocus”. En la Figura 5.3 se presenta el lugar geométrico de la raíces de la función de transferencia (5.16).

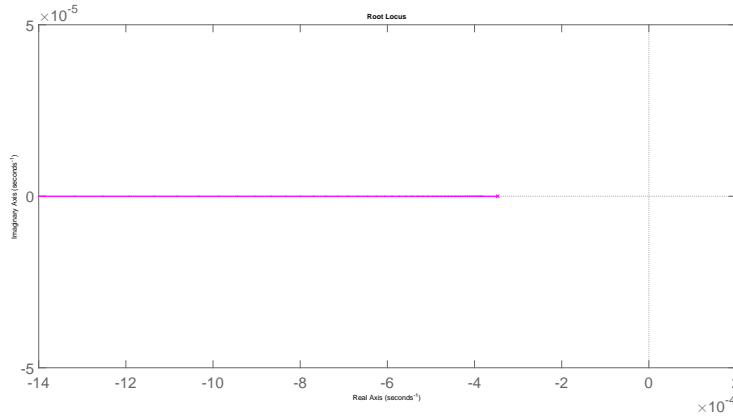


Figura 5.3: Lugar geométrico de las raíces para el Horno eléctrico

Con esto, se concluye que el sistema en lazo cerrado al variar una ganancia proporcional en ningún momento se inestabilizara, por lo que no tendrá oscilaciones sostenidas con un control P, esto es, el segundo método de Ziegler-Nichols no se puede aplicar.

5.3.2.3. Controlador PI(1 grado de libertad)

En la Figura 5.4, se ilustra el diagrama de bloques del horno eléctrico en cascada con un controlador PI en paralelo con entrada del error a este último y una retroali-

mentación negativa unitaria. La función de transferencia en lazo cerrado que resulta es

$$G_c(s) = \frac{K_p G_{ele} s + K_i G_{ele}}{s^2 + \left(\frac{1}{K_i} + K_p G_{ele}\right)s + K_i G_{ele}} \quad (5.39)$$

Al analizar la función de transferencia en lazo cerrado (5.39) se observa que tiene un cero $s = -\left(\frac{K_i}{K_p}\right)$ y dos polos. El cero adicional que se tiene en lazo cerrado, afecta solo en la amplitud de respuesta de la temperatura y la demanda de corriente, i.e., para valores pequeños que se tengan de $\frac{K_i}{K_p}$, se puede llegar a tener un mayor sobrepaso en la respuesta transitoria debido a que el sistema en lazo cerrado es de segundo orden, ya que el término derivativo es aditivo alrededor del primer sobrepaso (Nise, 2002).

Se implementa en lazo cerrado la función de transferencia (5.16) con un controlador PI como se muestra en el diagrama de bloques de la Figura 5.4

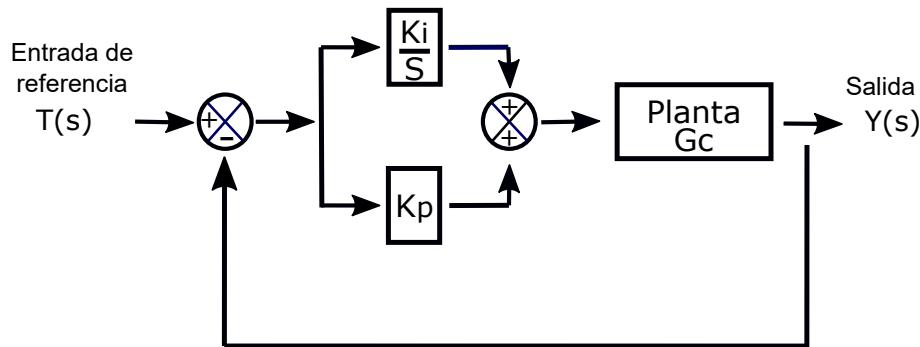


Figura 5.4: Diagrama de bloques con controlador PI

5.3.2.4. Controlador I-P(2 grados de libertad)

En la Figura 5.5 se ilustra el diagrama de bloques del sistema con las acciones del controlador I-P (Ogata, 1998), también conocido como controlador de grados de libertad (Åström and Murray, 2010). Este sistema está representado por un diagrama de bloques en el cual, la acción proporcional tiene una trayectoria de retroalimentación con el bloque de la planta, y la ganancia de la acción integral está en cascada a estos con entrada del error, la función de transferencia que se obtiene es

$$G_c(s) = \frac{K_i G_{ele}}{s^2 + \left(\frac{1}{K_i} + K_p G_{ele}\right)s + K_i G_{ele}} \quad (5.40)$$

La función de transferencia en lazo cerrado del controlador I-P (5.40) no tiene ceros, tiene dos polos los cuales son los mismos que la función de transferencia (5.39).

Cabe hacer mención que, la estructura de la función de transferencia (5.40) es como la función de transferencia de segundo orden prototipo que se estudia en todos los libros de sistemas de control lineal, i.e., $\omega_n^2 = K_i G_{ele}$ y $2\zeta\omega_n = \frac{1}{K_i} + K_p G_{ele}$.

Para la implementación de la función de transferencia (5.40) en lazo cerrado con el controlador I-P como se muestra en el diagrama de bloques de la Figura 5.5

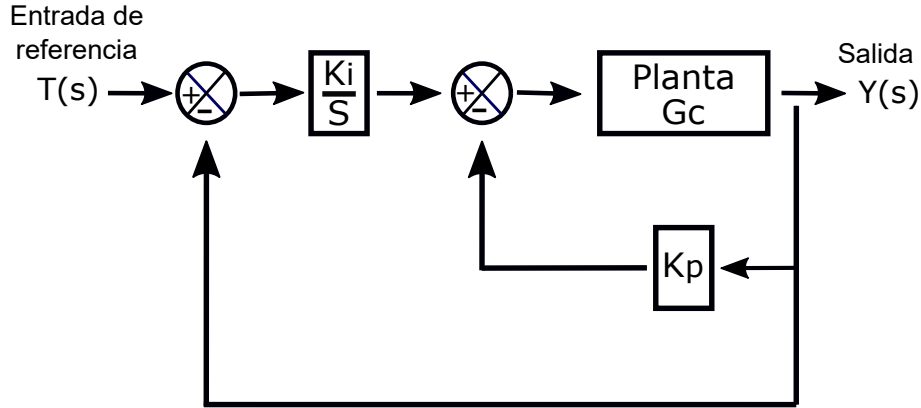


Figura 5.5: Diagrama de bloques con controlador I-P

5.3.3. Retroalimentación de estados más acción integral del error

El modelo en espacio de estados del horno eléctrico, dado en (5.9), es un modelo aproximado lineal de primer orden de acuerdo a las curvas de respuestas obtenidas experimentalmente. Dicho modelo lineal (5.9) se puede utilizar para el diseño de una retroalimentación de estados, pero se puede tener diferencia en la respuesta en estado estacionario ya que para el diseño no se utiliza el modelo real del sistema térmico y además puede tener alguna perturbación, e.g., en algún momento se puede abrir la puerta del horno lo que implica que tendrá fuga de calor. Estos problemas se pueden sobrellevar si el sistema es aumentado por integradores (Hendricks et al., 2008). Para esto, el estado es retroalimentado y se le agrega la señal medida como un lazo externo a un punto suma primario. La salida de este punto suma es el error de temperatura. De acuerdo a esto, se define un nuevo estado, el cual es el error, esto es

$$e = \dot{x}_i \quad (5.41)$$

Con mencionado en el párrafo anterior, el sistema completo se define como $\mathbf{x}_a \in \mathbb{R}^2$, estructurado como

$$\mathbf{x}_a = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_i \end{bmatrix} \quad (5.42)$$

Las ecuaciones que gobiernan el sistema aumentado son

$$\dot{x}_1 = Ax_1 + Bu \quad (5.43a)$$

$$u = -K_r x_1 + K_{ir} x_i \quad (5.43b)$$

$$\dot{x}_i = -x_1 + T_d \quad (5.43c)$$

$$y = x_1 \quad (5.43d)$$

En la Figura 5.6 se ilustra el diagrama de bloques del sistema de control retroalimentación de estados más acción integral.

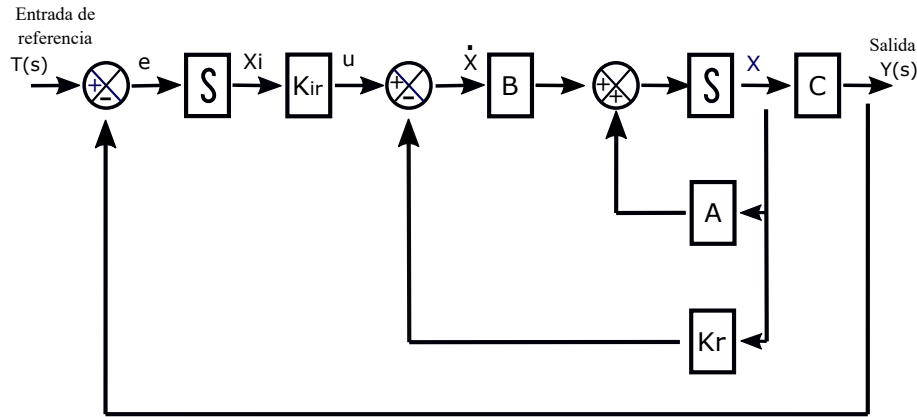


Figura 5.6: Diagrama de bloques del sistema de control retroalimentación de estados más acción integral.

El sistema completo en lazo cerrado se puede escribir en forma matricial como

$$\dot{\mathbf{x}}_a = \mathbf{A}_a \mathbf{x}_a + \mathbf{B}_a u + \mathbf{B}_T T_d \quad (5.44a)$$

$$\mathbf{y}_a = \mathbf{C}_a \mathbf{x}_a \quad (5.44b)$$

donde $u \in \mathbb{R}$ es la corriente de excitación del elemento resistivo, $T_d \in \mathbb{R}$ es la temperatura de referencia (deseada), mientras que $\mathbf{y}_a \in \mathbb{R}^2$ define al vector de salida de este nuevo sistema aumentado y las matrices $\mathbf{A}_a \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$, $\mathbf{B}_a \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$, $\mathbf{B}_T \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$ y $\mathbf{C}_a \in \mathbb{R}^{1 \times 2}$ se estructuran como

$$\mathbf{A}_a = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.45a)$$

$$\mathbf{B}_a = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.45b)$$

$$\mathbf{B}_T = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5.45c)$$

$$\mathbf{C}_a = [1 \ 0] \quad (5.45d)$$

La ecuación que relaciona a la entrada al sistema térmico en lazo cerrado completo, se puede reescribir como

$$u = - [K_r \quad -K_{ir}] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_i \end{bmatrix} = -\mathbf{K}\mathbf{x}_a \quad (5.46)$$

donde $\mathbf{K} \in \mathbb{R}^{1 \times 2}$ es la matriz que contiene las ganancias de la retroalimentación de estados y la de la acción integral del error, esta es

$$\mathbf{K} = [K_r \quad -K_{ir}] \quad (5.47)$$

Sustituyendo la entrada dada en (5.46) en la expresión de el nuevo sistema en espacio de estado (5.44a), realizando manipulación algebraica esta última se reduce como

$$\dot{\mathbf{x}}_a = (\mathbf{A}_a - \mathbf{B}_a\mathbf{K}) \mathbf{x}_a + \mathbf{B}_a T_d \quad (5.48)$$

La expresión dada en (5.48) es la ecuación de estados del sistema en lazo cerrado en conjunto con la retroalimentación de estados lineal más la acción integral del error (Hendricks et al., 2008). El sistema matricial del primer término del lado derecho de (5.48) hará que el sistema en lazo cerrado sea asintóticamente estable si tiene todos sus valores propios en el semiplano izquierdo. Debido a que el sistema es controlable, esta es condición suficiente para asignar la localización de los valores propios de forma arbitraria (Hendricks et al., 2008).

Los valores propios del sistema matricial $\mathbf{A}_a - \mathbf{B}_a\mathbf{K}$ se obtienen como

$$\det(\lambda\mathbf{I}_a - \mathbf{A}_a + \mathbf{B}_a\mathbf{K}) = 0 \quad (5.49)$$

donde \mathbf{I}_a es la matriz identidad de la misma dimensión que la matriz \mathbf{A}_a y λ es el valor propio de \mathbf{A}_a .

La matriz de ganancias \mathbf{K} puede ser encontrada como la solución de (5.49) respecto a valores propios deseados o impuestos por el usuario.

Realizando las operaciones necesarias considerando (5.45a) y (5.45b) se obtiene un polinomio característico del sistema en lazo cerrado. Esto es

$$P_{ch} = \det \left(\begin{bmatrix} \lambda & 0 \\ 0 & \lambda \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} A & 0 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} [K_r \quad -K_{ir}] \right) \quad (5.50)$$

Haciendo manipulación algebraica de (5.50), esta última se reduce como

$$P_{ch} = \lambda^2 + (-A + BK_r)\lambda + BK_{ir} \quad (5.51)$$

5.3.3.1. Cálculo de los valores de las ganancias de la matriz \mathbf{K}

El sistema en lazo cerrado proporciona un polinomio característico de segundo orden por lo que se puede construir un polinomio deseado a partir de considerar un tiempo de asentamiento T_s y un sobrepaso $\%OS$ en la respuesta deseada del horno eléctrico. Con estos datos, se utiliza la teoría de respuesta de sistemas de segundo orden, para calcular parámetros de una función de transferencia de segundo orden prototipo. El polinomio característico deseado del sistema a lazo cerrado es

$$P_c^d = \lambda^2 + 2\zeta\omega_n\lambda + \omega_n^2 \quad (5.52)$$

El factor de amortiguamiento ζ , de acuerdo a la ecuación (4.39) de (Nise, 2002, pag. 195), se calcula como

$$\zeta = \frac{-\ln\left(\frac{\%OS}{100}\right)}{\sqrt{\pi^2 + \ln\left(\frac{\%OS}{100}\right)^2}} \quad (5.53)$$

Asimismo, para calcular el tiempo de asentamiento, se debe de considerar el tiempo en el que la respuesta transitoria alcance y permanezca dentro de una franja, e.g., el $\pm 2\%$ del valor en estado estacionario (Nise, 2002, pag. 195). La respuesta de un sistema de segundo orden subamortiguado prototipo está conformado por dos términos, en donde uno es constante y el otro es una senoide con amplitud decreciente, por e.g., ecuación (4.28) de (Nise, 2002, pag. 192) o ecuación (4.21) de (Ogata, 1998, pag. 147). Por definición el tiempo de asentamiento es aquel que tarda la amplitud de la senoide decreciente de la respuesta en entrar en una franja de tolerancia (Nise, 2002). Considerando un criterio del 2% , lo anterior se expresa como

$$e^{-\zeta\omega_n t} \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} = 0.02 \quad (5.54)$$

Con lo anterior, la variable t de (5.54) es el tiempo de asentamiento T_s , por lo tanto manipulando algebraicamente (5.54) se tiene

$$T_s = \frac{-\ln((0.02)\sqrt{1-\zeta^2})}{\zeta\omega_n} \quad (5.55)$$

Al despejar ω_n de (5.55) y manipulando algebraicamente, se tiene la frecuencia natural

$$\omega_n = \frac{-\ln((0.02)\sqrt{1-\zeta^2})}{(\zeta)(T_s)} \quad (5.56)$$

Comparando los coeficientes de los polinomios dado en (5.52) y (5.51) se determinan los valores de las ganancias K_r y K_{ir} . Estas quedan como

$$K_r = \frac{2\zeta\omega_n - \frac{1}{K_t}}{G_{ele}} \quad (5.57)$$

$$K_{ir} = \frac{\omega_n^2}{G_{ele}} \quad (5.58)$$

5.3.4. Simulación de los Controladores PI

En esta sección se realizan experimentos de simulación de los controladores diseñados en las secciones previas para los modelos aproximados del horno eléctrico que son la función de transferencia (5.16) y espacio de estados (5.9). Estos se realizan en el software Dynamic System Simulation (SIMULINK)^{®1} versión 8.5 de MATLAB[®] versión 8.5.0.197613, con un método de integración ode8 (Dormand-Prince) de paso fijo, tiempo de muestreo de 0.01 segundos.

Asimismo, cabe hacer mención que para las simulaciones, se utilizaron diferentes señales de referencia de temperatura. Estas son:

\mathbf{T}_{D1} . Señal tipo escalón

$$T_d = \begin{cases} t < 0 & 0^\circ C \\ 0 \leq t < 8000 & 500^\circ C \\ t \geq 8000 & 1000^\circ C \end{cases} \quad (5.59)$$

\mathbf{T}_{D2} . Señal tipo escalón en ocho instantes

$$T_d = \begin{cases} t < 0 & 0^\circ C \\ 0 \leq t < 600 & 100^\circ C \\ 600 \leq t < 1200 & 200^\circ C \\ 1200 \leq t < 1800 & 300^\circ C \\ 1800 \leq t < 2400 & 400^\circ C \\ 2400 \leq t < 3000 & 500^\circ C \\ 3000 \leq t < 3600 & 600^\circ C \\ 3600 \leq t < 4200 & 700^\circ C \\ t \geq 4200 & 800^\circ C \end{cases} \quad (5.60)$$

¹SIMULINK y MATLAB ambas son marcas comerciales The Matworks, Inc.

\mathbf{T}_{D3} . Señal tipo rampa con una pendiente de 0.8.

$$T_d = \begin{cases} t < 0 & 0^\circ C \\ 0t < 1000 & 0.8t^\circ C \\ t \geq 1000 & 800^\circ C \end{cases} \quad (5.61)$$

5.3.4.1. Sintonización del controlador PI (1 grado de libertad)

Para la implementación del controlador PI en simulación, se utilizó la función de transferencia (5.16), así como una señal de referencia tipo escalón con las especificaciones dada en \mathbf{T}_{D1} . Los valores de las constantes del controlador PI, K_p y K_i , se obtuvieron utilizando el método en lazo abierto de Ziegler-Nichols. Estas se utilizaron en la implementación en lazo cerrado y se obtuvo una respuesta muy parecida a la señal de referencia (seguimiento) la cual es la gráfica de color morado de la Figura 5.7 y la demanda de corriente en los instantes que se dan en los cambios de los magnitudes de los escalones son excesivos como se puede observar en la Figura 5.8

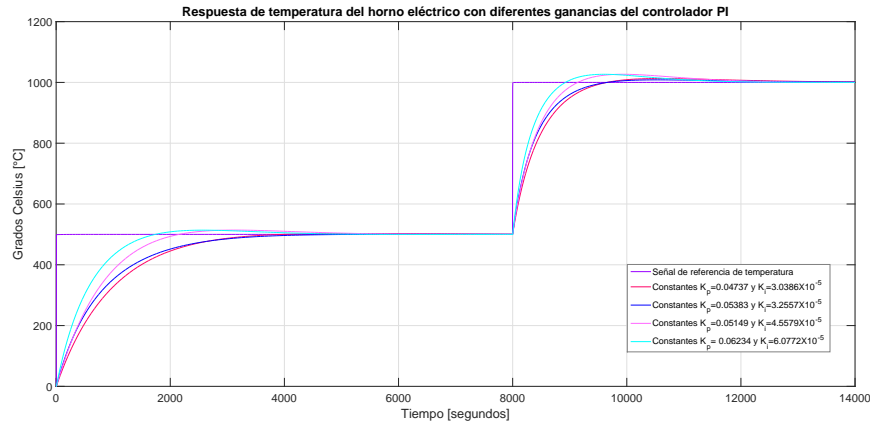


Figura 5.7: Respuesta de temperatura del horno eléctrico para sintonización de Ziegler-Nichols con el controlador PI.

De acuerdo a lo mencionado en el párrafo anterior, se realizaron sintonizaciones de forma manual a las ganancias del controlador PI para tener una respuesta que cumpla con las suposiciones **S.2-S.5** que se pide en la formulación del problema en la sección 5.3.1. En el Cuadro 5.4 se presentan los valores de las constantes K_p y K_i , así como, el color de las gráficas que se utilizaron en los cinco experimentos de simulación.

De las cinco gráficas de respuesta de temperatura de la Figura 5.7, la que tuvo una respuesta más rápida, es la gráfica de color cian, aproximadamente un tiempo de levantamiento de 1744 segundos y tiempo de asentamiento de 3340 segundos.

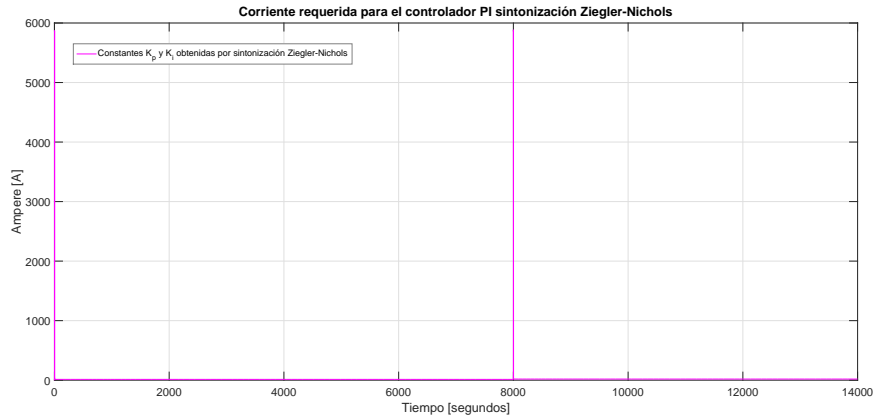


Figura 5.8: Corriente requerida para la sintonización del controlador PI.

Gráficas	Constantes K_p	Constantes K_i
<i>morado</i>	11.845	0.091159
<i>rojo</i>	0.04737	3.0386×10^{-5}
<i>azul</i>	0.05383	3.2557×10^{-7}
<i>rosa</i>	0.05149	4.5579×10^{-5}
<i>cian</i>	0.06234	6.0772×10^{-5}

Cuadro 5.4: Valores de las ganancias para el controlador *PI*.

Mientras, que la gráfica color rojo tiene una respuesta más alejada a la señal de referencia, aproximadamente un tiempo de asentamiento de 6182 segundos.

Con las ganancias obtenidas por el método, se tiene una gran demanda de corriente como se puede ver en la Figura 5.8, en el tiempo inicial la corriente es de 5874 A y en el segundo 8000 la corriente requerida es de 5887 A. Asimismo, al ajustar las ganancias de forma manual, la demanda de corriente disminuye cuando se tienen los cambios de referencia. En la gráfica color cian de la Figura 5.9 se observa que la demanda de corriente inicial es de 31.17 A y en el segundo 8000 es de 44.96 A, mientras tanto en la gráfica de color rojo la corriente inicial es de 36.96 A y en el segundo 8000 es de 24.18 A.

Las ganancias que dan una respuesta más acorde a las suposiciones **S.2**, **S.3** y **S.4** de la formulación del problema en 5.3.1, es la gráfica de color cian. En el primer cambio de referencia, la demanda de corriente es menor a los 35 A y en el segundo cambio de referencia, la demanda de corriente es de 44.96 A. Mientras que en la respuesta de temperatura presenta un sobrepaso de 2% y un tiempo de asentamiento de 3340 segundos.

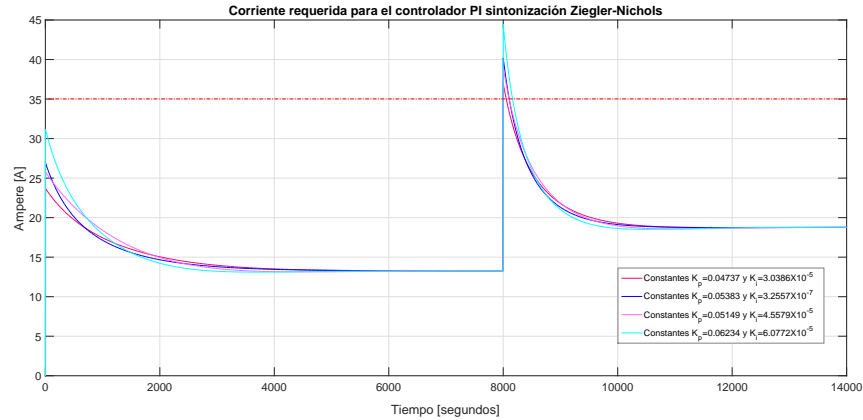


Figura 5.9: Corriente requerida para la sintonización de Ziegler-Nichols con el ajuste de constantes K_p y K_i .

5.3.4.2. Simulación del controlador I-P (2 grados de libertad)

Para la implementación del controlador I-P se usó la función de transferencia (5.40) en lazo cerrado con una señal de referencia tipo escalón \mathbf{T}_{D1} . El primer experimento fue con los valores de las constantes del controlador I-P, K_p y K_i que se obtuvieron por el método de sintonización de Ziegler-Nichols de la subsección anterior. La respuesta que se obtuvo se graficó en la Figura 5.10 (color magenta), la cual es igual a la señal de referencia (gráfica color morado) en aproximadamente 800 segundos. Por otro lado, la demanda de corriente que se obtiene en este primer experimento se muestra en la Figura 5.11 en donde se puede ver que en los cambios de la señal de referencia, la demanda de corriente es casi dos veces más que la suposición **S.2**, i.e., supera a los 35 A.

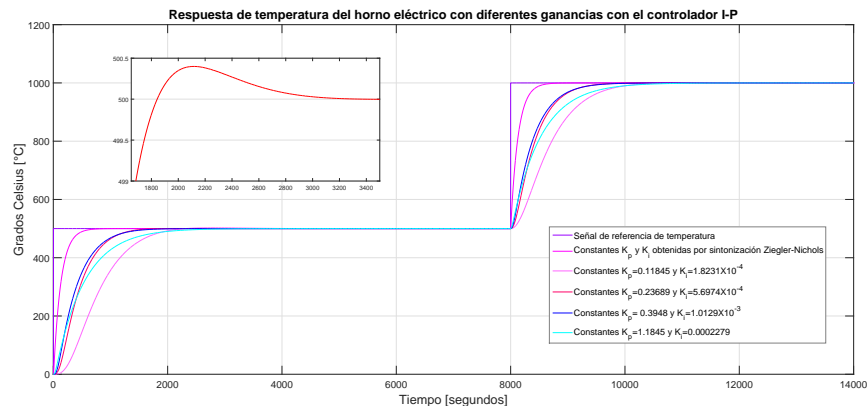


Figura 5.10: Respuesta de temperatura del horno eléctrico con la sintonización de Ziegler-Nichols, controlador I-P.

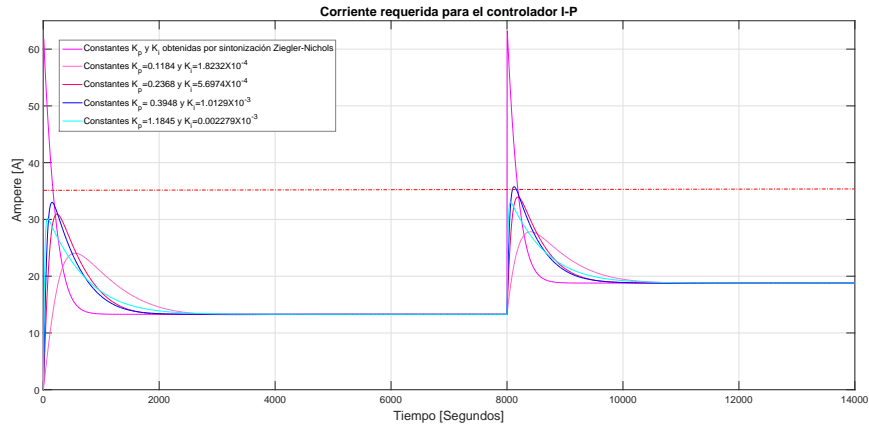


Figura 5.11: Corriente requerida para el controlador I-P.

Con base en lo mencionado en el párrafo anterior, se ajustaron de forma manual las constantes de las ganancias del controlador P-I para tener mejor respuesta que cumplan con las suposiciones **S.1** y **S.2** mencionadas en 5.3.1. En el Cuadro 5.5 la segunda y tercera columna, se muestran los valores de las ganancias que se utilizaron en los experimentos de simulación del controlador y en la primera columna se menciona el color que se utilizaron para las gráficas de los cinco experimentos.

Gráficas	Constantes K_p	Constantes K_i
<i>magenta</i>	11.845	0.091159
<i>rosa</i>	0.11845	1.8231×10^{-4}
<i>rojo</i>	0.23689	5.6974×10^{-4}
<i>azul</i>	0.39482	1.0129×10^{-3}
<i>cian</i>	1.1845	2.2789×10^{-3}

Cuadro 5.5: Valores de las ganancias para el controlador $I - P$

En la Figura 5.10 se observan las cinco gráficas de respuesta de temperatura, la gráfica color rojo tiene una respuesta más cercana a la señal de referencia con un tiempo de asentamiento de 2115 segundos. Mientras, que la gráfica color cian tiene una respuesta más alejada a la señal de referencia, aproximadamente un tiempo de 3500 segundos.

Con las ganancias obtenidas por el método Ziegler-Nichols, se tiene una demanda de corriente menor al utilizar el controlador I-P (2 grados de libertad), como se puede ver en la Figura 5.11, en el segundo 0 la demanda de corriente requerida es de 61.83 A y en el 8000 la corriente requerida es de 63.15 A. Mientras, al ajustar las ganancias, la demanda de corriente disminuye por lo que se ajustan más a lo establecido en la formulación del problema en la sección 5.3.1.. En la gráfica color rojo, se observa la demanda de corriente en los dos diferentes instantes; en el segundo 0 de 30.82 A y

en el segundo 8210 la corriente es de 34.02 A. En cambio, la gráfica color cian tiene una menor demanda de corriente, en el inicio es de 30.42 A y en el segundo instante 8050 segundos es de 32.93 A.

Al analizar las gráficas de respuestas de este experimento acorde a las especificaciones en 5.3.1, la respuesta que cumple con las suposiciones **S.2-S.5** es la gráfica color rojo, la cual tiene una respuesta más cercana a la de referencia con un tiempo de levantamiento de 1838 segundos, un tiempo de asentamiento de 2204 segundos y un sobrepaso del 2%, asimismo la demanda de corriente en los dos instantes es menor a 35 A.

5.3.4.3. Simulación del controlador retroalimentación de estados más acción integral del error

La implementación en simulación en lazo cerrado del controlador retroalimentación de estados más acción integral del error con una señal de referencia tipo escalón, con especificaciones dadas en \mathbf{T}_{D1} , se utilizó el esquema del diagrama de bloques presentado en la Figura 5.6.

Para esto, se utilizaron dos sistemas; en el primero se usó como planta la ecuación diferencial (5.8) y en el segundo se utilizó la expresión del sistema aumentado en espacio de estados en lazo cerrado dada en (5.48). Para cada sistema se realizaron tres experimentos de simulación. Cabe hacer mención, que para uno de estos experimentos se consideraron diferentes criterios de desempeño:

ER.1 $T_s = 3600$ segundos, $\%OS = 2\%$ y criterio del 2%.

ER.2 $T_s = 1700$ segundos, $\%OS = 2\%$ y criterio del 2%.

ER.3 $T_s = 1700$ segundos, $\%OS = 10\%$ y criterio del 5%.

Cabe hacer mención que, los valores de las constantes del controlador retroalimentación de estados más acción integral del error, K_{ir} y K_r , se obtuvieron mediante el factor de amortiguamiento dada en (5.53), tiempo de asentamiento (5.55) y frecuencia natural (5.56). Estas se utilizaron para la implementación de los dos sistemas del controlador en lazo cerrado. En el Cuadro 5.6, se muestran en la segunda y tercera columna los valores de las ganancias que se obtienen del cálculo al utilizar los criterios de desempeño **ER.1**, **ER.2** y **ER.3**, mientras, en la primera columna se indica el colores que se utilizaron en las gráficas de los experimentos de la Figura 5.12.

En la Figura 5.12 se puede observar las gráficas de respuestas de temperaturas del horno eléctrico que se obtuvieron al usar a expresión (5.48) del sistema aumentado

Gráficas	Constantes K_r	Constantes K_{ir}
<i>magenta</i>	2.12131	0.002477
<i>cian</i>	4.8903	0.011111
<i>azul</i>	3.490	0.010386

Cuadro 5.6: Valores de las ganancias para el controlador retroalimentación de estados más acción integral del error

en lazo cerrado y condiciones iniciales iguales a cero. La gráfica color magenta es la respuesta que se obtuvo al considerar **ER.1**, la cual se observa una respuesta más alejada de la señal de referencia (gráfica color morado). Por otro lado, se observa la gráfica color cian para la cual se consideró **ER.2** que tiene una respuesta más aproximada a la señal de referencia. Cabe hacer mención, que para este experimento se realizó un acercamiento (zoom) en la gráfica con el fin de visualizar el tiempo de asentamiento, tiempo de levantamiento, criterio y sobrepaso de esta. Mientras, que la gráfica color azul tiene una respuesta más cercana a la señal de referencia, para la cual se considero el criterio **ER.3**, se puede observar que el comportamiento de su respuesta oscila y por lo tanto tarda en llegar a su estado estacionario.

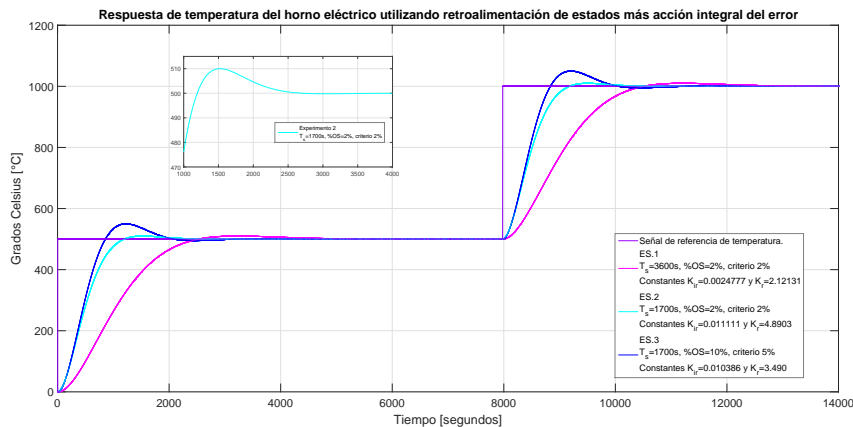


Figura 5.12: Respuesta de temperatura requerida para el controlador retroalimentación de estados más acción integral del error (segundo sistema).

Con las ganancias obtenidas para cada uno de los experimentos y considerando los diferentes criterios para el controlador retroalimentación de estados se tiene diferentes respuestas de corriente como se puede observar en la Figura 5.14. La gráfica de color magenta tiene una demanda de corriente menor, en 0 segundos la corriente es de 23.94 A y en el segundo 8000 la corriente requerida es de 27.43 A. Mientras, que para el segundo experimento la corriente inicial es de 33.54 A y en el segundo 8000 es 36.11 A, como se puede observa en la gráfica color cian la respuesta de corriente para este experimento. Para el último experimento, se observa la gráfica color azul la demanda de corriente es mayor a lo establecido en **S.2**, en el segundo 0 es de 38.13 A y en el segundo 8000 es 40.37 A.

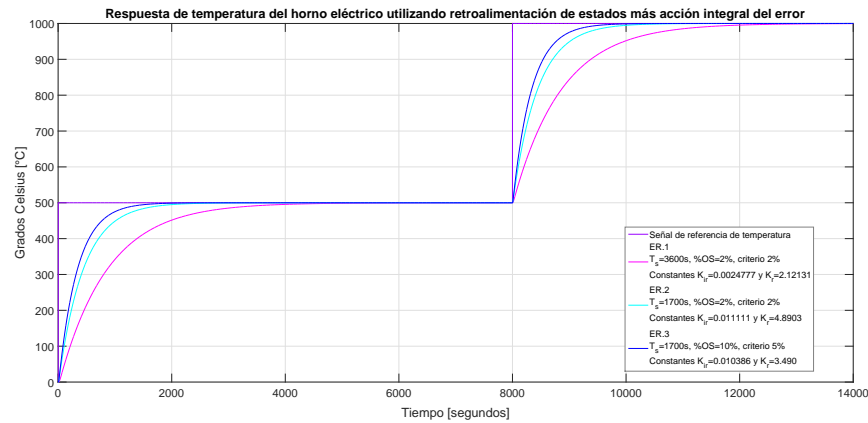


Figura 5.13: Respuesta de temperatura requerida para el controlador retroalimentación de estados más acción integral del error (primer sistema).

Cabe hacer mención, que la respuesta de corriente solo se puede observar utilizando como planta la ecuación diferencial (5.8). Mientras, que si se emplea el segundo sistema, no se puede observar esta respuesta puesto que el sistema esta en lazo cerrado.

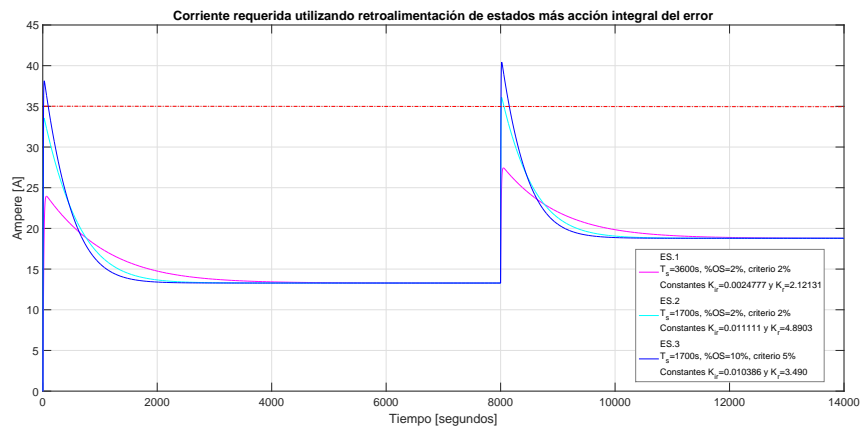


Figura 5.14: Corriente requerida para el controlador retroalimentación de estados más acción integral del error.

De las tres gráficas de respuesta de temperatura del horno eléctrico de la Figura 5.13, y con las ganancias obtenidas K_{ir} y K_r del controlador retroalimentación de estados, la gráfica color cian es la que tiene una respuesta más acorde a lo planteado en la formulación del problema 5.3.1 y cumple con las especificaciones establecidas **S.2-S.5**. Esta respuesta tiene un tiempo de asentamiento menor a una hora, el sobrepaso en su respuesta es del 2% y la temperatura real es igual a la deseada en un tiempo de 2651 segundos.

5.3.4.4. Comparación de respuestas de los tres controladores

En los experimentos de simulación realizados para los tres controladores se encontraron ganancias que dan una respuesta acorde a las suposiciones de la subsección 5.3.1. Para el controlador PI son las ganancias que se tienen en el último renglón del Cuadro 5.4 , mientras que para el controlador I-P son las ganancias ubicadas en el tercer renglón del Cuadro 5.5 y para el controlador retroalimentación de estados son las ganancias del segundo renglón del Cuadro 5.6.

Para tener una idea del desempeño de los tres controladores con sintonizaciones de las ganancias que dan un mejor desempeño como se mencionó en el párrafo inicial de esta subsección, se realizaron seis figuras. Tres son para respuesta de temperatura y las otras tres son para la demanda de corriente. Esto tiene como finalidad comparar el desempeño de cada uno de los controladores. Para las seis figuras se usó un color que identifica a cada controlador, magenta para controlador PI, azul para controlador I-P y color cian para controlador de retroalimentación de estados.

En la Figura 5.15 se muestran las tres gráficas de respuestas de temperatura del horno eléctrico que se obtuvieron considerando las ganancias mencionadas en el párrafo anterior, con una entrada de referencia dada \mathbf{T}_{D1} .

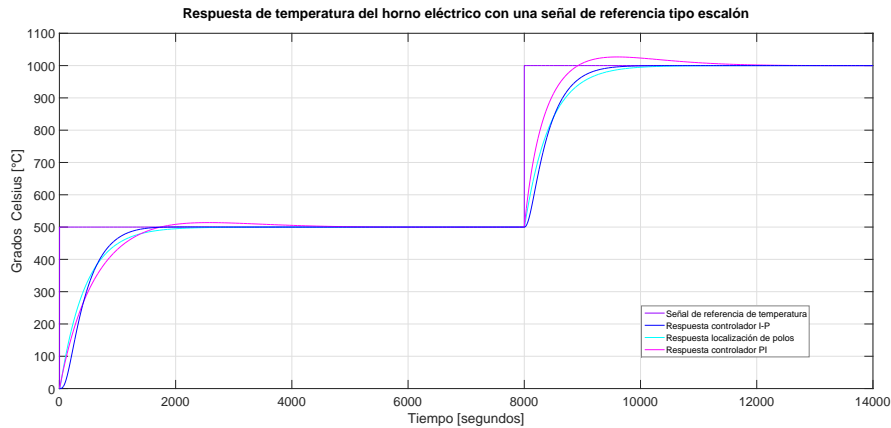


Figura 5.15: Respuesta de temperatura del horno eléctrico que se obtuvieron en el desempeño de los tres controladores con una entrada de referencia \mathbf{T}_{D1} .

Con las ganancias obtenidas en cada uno de los diferentes controladores y considerando las suposiciones mencionadas de estos en 5.3.1, se tiene tres gráficas de respuestas de temperatura del horno eléctrico, las cuales se muestran en la Figura 5.15. La gráfica de color magenta presenta un sobrepaso de 2% y un tiempo de asentamiento de 4940 segundos. Mientras, que la gráfica color cian alcanza la temperatura de referencia en 3326 segundos y la gráfica color azul en 1872 segundos alcanza la temperatura de referencia.

Por otro lado, en la Figura 5.16 se presentan las gráficas de las demandas de corriente que requiere cada controlador con una entrada de referencia dada \mathbf{T}_{D1} .

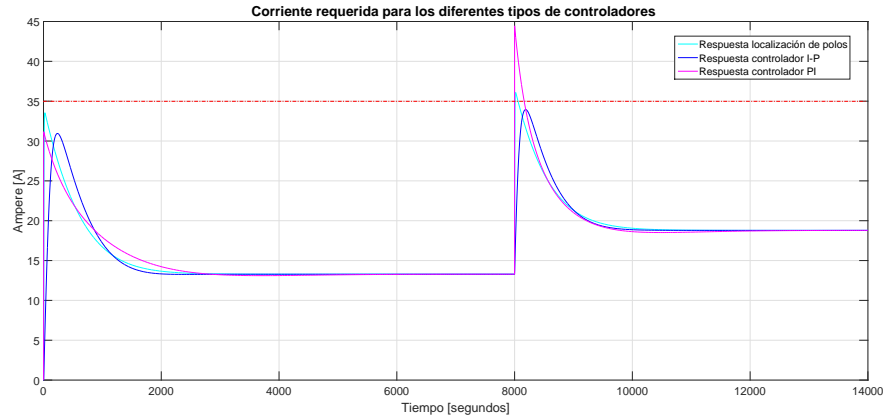


Figura 5.16: Corriente requerida para los diferentes tipos de controladores con una entrada de referencia \mathbf{T}_{D1} .

Como se muestra en la Figura 5.15 antes mencionada, en la gráfica color azul la demanda de corriente es menor a los 35 A en los dos instantes de cambio de la señal de referencia tipo escalón, mientras en las gráficas de color cian y magenta, la demanda de corriente en el segundo 0 es menor a los 35 A y en segundo 8000 la corriente requerida es mayor a los 35 A.

De las tres gráficas de respuestas de temperatura del horno eléctrico de los controladores, la gráfica color azul que se obtuvo con la sintonización del controlador $P - I$ tiene una respuesta y la demanda de corriente requerida es menor a los 35 A. Al mismo tiempo, cumple con las suposiciones **S.2**, **S.3**, **S.4** y **S.5** en la formulación del problema.

Cabe hacer mención que para el análisis de las gráficas de respuesta de los tres controladores de la Figuras 5.17 y 5.19, se considera ante una entrada de referencia tipo escalón para sistemas de segundo orden.

En la Figura 5.17 se muestran las tres gráficas de respuestas de temperatura del horno eléctrico que se obtuvieron considerando las ganancias mencionadas de cada controlador, con una entrada de referencia tipo escalón de 8 instantes dada \mathbf{T}_{D2} .

De las tres gráficas de respuestas de temperatura de la Figura 5.17, la gráfica color magenta tiene una respuesta más alejada de la señal de referencia con un sobrepaso del 2% y un tiempo de asentamiento de 6321 segundos.

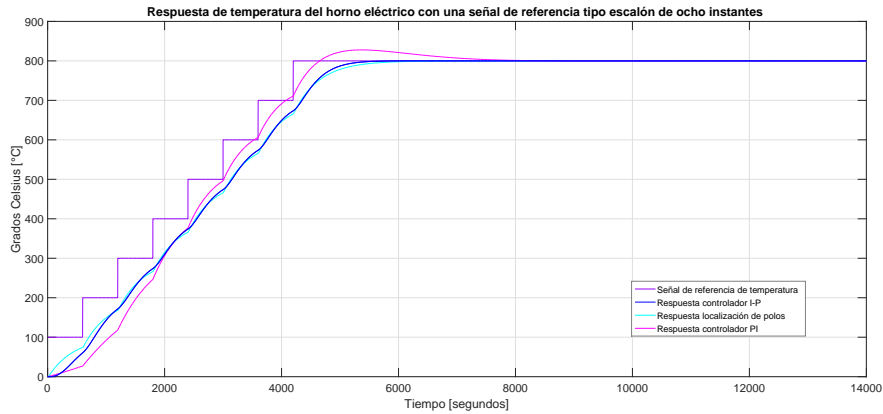


Figura 5.17: Respuesta de temperatura del horno eléctrico que se obtuvieron en el desempeño de los tres controladores con una entrada de referencia \mathbf{T}_{D2} .

De igual forma, en la Figura 5.18 se muestran las gráficas de las demandas de corrientes que requiere cada controlador con una entrada de referencia dada \mathbf{T}_{D2} .

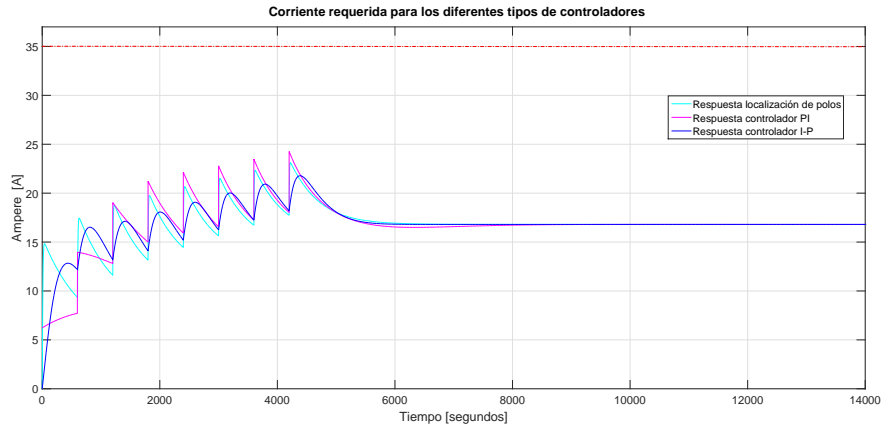


Figura 5.18: Corriente requerida para cada controlador con una entrada de referencia \mathbf{T}_{D2} .

La corriente requerida de los tres controladores es menor a los 25 A. Como se muestra en la Figura 5.18, en la gráfica color magenta la demanda de corriente requerida es de 24.26 A, asimismo se muestran los picos de corriente más pronunciados en los instantes que se dan los cambios de magnitudes. Mientras, en las siguientes gráficas, se muestran los picos de corriente menos pronunciados en los instantes que se dan los cambios. En la gráfica color cian se tiene una demanda de corriente 23.12 A y en la gráfica azul la corriente es de 21.78 A.

Con los requerimientos planteados en 5.3.1, la gráfica color azul es la que tiene una mejor respuesta y presenta un mejor desempeño de los tres controladores, cumpliendo

con las suposiciones **S.2**, **S.3** y **S.4**.

En la Figura 5.19 se muestran las tres gráficas de respuestas de temperatura del horno eléctrico que se obtuvieron considerando las ganancias mencionadas de cada controlador, con una entrada de referencia tipo escalón rampa dada \mathbf{T}_{D3} .

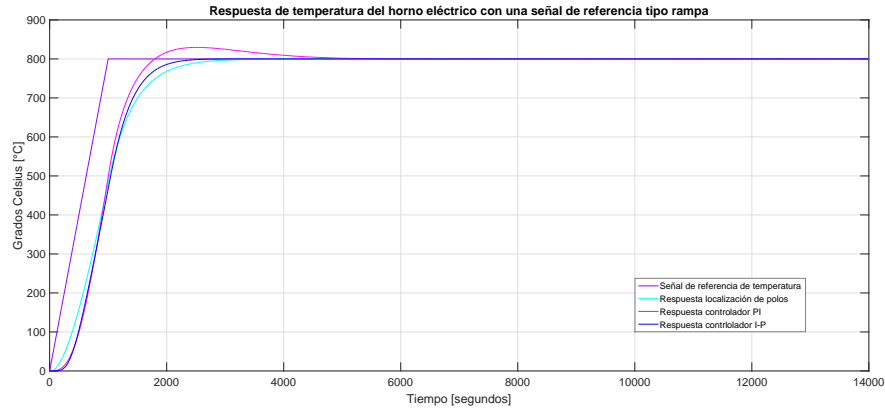


Figura 5.19: Respuesta de temperatura del horno eléctrico que se obtuvieron en el desempeño de los tres controladores con una entrada de referencia \mathbf{T}_{D3} .

Como se puede observar en la gráfica color magenta tiene una respuesta más alejada a la señal de referencia, con un tiempo de asentamiento de 3524 segundos y un sobrepaso del 2%. Mientras que las dos gráficas presentan unas respuestas más cercanas a la señal de referencia, la gráfica color cian tiene un tiempo de asentamiento de 3326 segundos y la gráfica color azul tiene un tiempo de asentamiento de 1872 segundos.

Del mismo modo, en la Figura 5.20 se presentan las gráficas de las demandas de corrientes que requiere cada controlador con una entrada de referencia dada \mathbf{T}_{D3} .

Como se puede observar en las tres gráficas de los controladores la demanda de corriente que se requiere es menor a los 35 A.

Con base a las consideraciones planteadas en la formulación del problema y comparando el desempeño que presenta los tres controladores, la gráfica color azul es la que tiene una respuesta con un tiempo de asentamiento de 1872 segundos y la demanda de corriente requerida es menor a los 32 A.

De acuerdo a las respuestas de temperatura obtenidas en las Figuras 5.15 y 5.19, la gráfica color magenta cumple con las suposiciones **S.3** y **S.4**, mientras que las dos respuestas de las gráficas de color azul y cian cumple con las suposiciones **S.2**, **S.3** y **S.4**. Asimismo, las tres respuestas de la Figura 5.17 cumplen con las suposiciones **S.4**. Para las Figuras 5.16, 5.19 y 5.20, las tres gráficas de demanda de corriente cumplen con la suposición **S.2**.

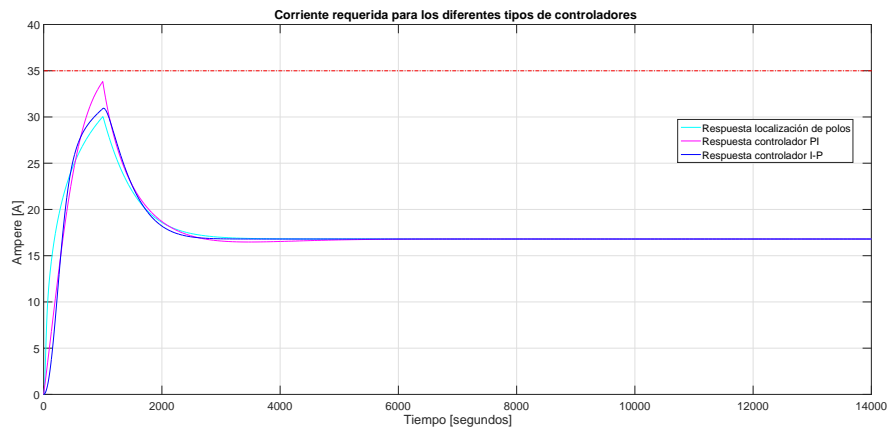


Figura 5.20: Corriente requerida para los diferentes tipos de controladores con una entrada de referencia T_{D3} .

Cabe hacer mención, que para la implementación en forma física de los controladores I-P o retroalimentación de estados más acción integral del error, se recomienda una señal de referencia tipo rampa debido a que la demanda de corriente aumenta de forma gradual hasta alcanzar un pico y decrece hasta llegar en estado estacionario.

Capítulo 6

Conclusiones

En el presente trabajo se realizó el diseño y construcción de un horno eléctrico el cual es entra en los sistemas térmicos. Asimismo, se caracterizó el funcionamiento de este y con resultados obtenidos se aprovecharon para realizar estrategias de control lineal. Cabe hacer mención que, para realizar el diseño del horno se tomó en cuenta los requerimientos de un artesano en joyería ya que este es el que lo va estar utilizando en el proceso de la elaboración de sus piezas. Esto es, se tuvo la finalidad de contribuir en fabricar un sistema que permitiera mejorar el proceso de elaboración de artesanía.

A lo largo del trabajo se tuvieron varias etapas.

- Para el diseño y construcción del horno se consideraron las necesidades y restricciones del usuario y disponibilidad de materiales para realizar esto. Debido a que la forma de obtener flujo calórico tenía que ser utilizando la energía eléctrica se requirió construir un elemento resistivo de tal manera que aportara el flujo calórico requerido y la disipación de potencia.
- Con lo anterior, para variar el flujo calórico se diseñaron sistemas electrónicos utilizando tiristores se acondicionaron sistemas electrónicos para la obtención de pulsos de disparo a dicho tiristores sincronizados con la línea de alimentación. Asimismo, se utilizaron y compararon tres topologías; configuración rectificador de media onda controlado por fase, configuración onda completa controlado por fase y configuración antiparalelo.
- Obtención del modelo matemático. Cabe hacer mención que el horno eléctrico es un sistema térmico que se representan por variables de temperatura y flujo calórico, que a partir de las leyes de la termodinámica se pudo obtener el modelado matemático que representa a este. El cual es un sistema de primer orden lineal.

- Experimentos con el horno eléctrico. Una vez construido el sistema térmico, así como los sistemas electrónicos diseñados para la generación de flujo calorífico, se realizaron experimentos, en el cual se obtuvieron datos de la temperatura medida dentro del interior del horno eléctrico. Con estos se obtuvieron una curva de respuesta de temperatura.

- Cálculo de parámetros. Con los datos obtenidos de la respuesta de temperatura, se realizaron cálculos para obtener parámetros del sistema térmico, tales como, se calculó la constante de tiempo K_t , así como la condición inicial que normalmente trabaja el sistema.

- Simulación en computación del sistema térmico.

Con los parámetros obtenidos y modelo matemático desarrollado, se realizaron experimentos de simulación en lazo abierto del horno, ante una entrada tipo escalón tratando de considerar las condiciones realizadas en los experimentos físicos de dicho sistema.

- Comparación de la simulación con los experimentos.

Con la curva de respuesta que se obtuvo en forma experimental en lazo abierto del sistema y la curva de respuesta que se obtuvo de forma aproximada, utilizando la ecuación diferencial. Se hicieron comparaciones, la curva de respuesta en forma aproximada tuvo un comportamiento similar a la curva de respuesta de un sistema de primer orden lineal.

- Diseño de controladores lineales.

De acuerdo a la curva de respuesta y al modelo matemático, el sistema se consideró como de primer orden. Con esto se analizó el error con un controlador PID, encontrando que era suficiente tener la estrategia PI. Con esto y con la curva de respuesta, se pudo aplicar el método en lazo abierto de Ziegler-Nichols para encontrar los valores de sintonización del controlador. Con el modelo matemático y las reglas de sintonización de Ziegler-Nichols, se implementó un controlador PI (1 grado de libertad), debido a que en la respuesta de temperatura y la demanda de corriente era excesiva, se implementó un controlador I-P (2 grados de libertad).

Por otro lado, se utilizó un modelo en espacio de estados para realizar una retroalimentación de estados más acción integral del error vía asignación de polos para encontrar las constantes del controlador.

- Comparación de controladores.

Con base al diseño de los controladores mencionados, se realizaron experimentos con tres diferentes señales de referencia; señal escalón, señal tipo rampa y señal tipo escalón de ocho instantes (escalera). Con esto se obtuvieron tres gráficas de respuesta de temperatura del horno eléctrico, al mismo tiempo se

obtuvieron tres gráficas de demanda de corriente requerida en el diseño de los controladores.

Cabe mencionar que los controladores I-P y retroalimentación de estados tuvieron mejor desempeño en la respuesta de temperatura ante una señal de referencia, asimismo en la demanda de corriente no excedieron de los 45 A.

Respecto al sistema térmico construido se puede mencionar lo siguiente. De forma inicial solo se formó la estructura cúbica interna del horno con ladrillos refractarios de la parte lateral e inferior. Para la parte superior se construyó una estructura metálica y en medio de esta se le colocó manta de fibra cerámica. Esto se puso en funcionamiento y debido a que no estaba totalmente aislado, había escape de calor lo que se reflejaba en variaciones de las mediciones de temperatura y demanda de corriente en el resistivo excitador de calor.

Para mejorar el horno eléctrico se le construyó una estructura metálica completa y entre esta y el ladrillo térmico se colocó manta de fibra cerámica. Esto condujo a no tener fugas de calor y por lo tanto, ya no hay variación en la demanda de corriente, lo que se refleja a no tener variación de temperatura.

En cuanto a los diseños e implementación de los sistemas electrónicos, se comenta lo siguiente. Para la implementación de la etapa de potencia del sistema electrónico rectificador monofásico se utilizaron diferentes encapsulados de los dispositivos electrónicos. El modelo S4025L con encapsulado TO-220 y el modelo S4055R con encapsulado TO-220AB, no son aptos para soportar corrientes mayores a los 20 A, asimismo, cuando existen demasiado calentamiento en el encapsulado impide que el dispositivo funcione de forma correcta, por lo que es recomendable acoplar disipadores de calor adecuados para evitar calentamiento en el dispositivo. Mientras que el modelo BTW50-200 con encapsulado TO-65 es más robusto con un diseño similar a un tornillo y tiene especificaciones que soporta corrientes de 63 A y voltaje pico de 200 V, pero no soportaron corrientes mayores a los 22 A.

Con base a los problemas antes mencionados de distintos tipos de tiristores, se usaron módulos de doble tiristor del fabricante VISHAY, modelo VSK91/12 con encapsulado ADD-A-PA y especificaciones de 1200 V y corriente de 95 A. Estos están diseñados para aplicaciones de alto voltaje, como fuentes de alimentación reguladas de alto voltaje, sistemas electrónicos diseñados para velocidad de un motor y control de temperatura. Al poseer un encapsulado más robusto así como una placa de cobre adherida en la parte inferior de la base este, no existe demasiado calentamiento y es adecuado para la implementación de la etapa de potencia del horno eléctrico.

En cuanto al diseño del controlador para el horno eléctrico se consideraron criterios para realizar sintonizaciones de las ganancias para los controladores. Estos controladores se implementaron en simulaciones con diferentes señales de referencia y con

especificaciones mencionadas para cada una de ellas. Para tener una buena respuesta en lazo cerrado, las ganancias del controlador PI se deben ajustar de acuerdo al diseñador una vez que dichas ganancias se obtienen por medio del método Ziegler-Nichols.

Con las pruebas realizadas del sistema térmico, se pudo calcular una constante de tiempo y una ganancia proporcional a la demanda de corriente. Con el conocimiento de estas y bajo algunas suposiciones, se pudo realizar un cálculo analítico de las ganancias de un controlador de retroalimentación de estados. Con esto último y de acuerdo a los resultados obtenidos en los experimentos de simulación, el controlador retroalimentación de estados más acción integral del error es el que mejor se ajustó a las condiciones de diseño.

Apéndice A

Rectificador monofásico media onda controlado por fase

En este apartado se muestra en tablas los valores medidos y obtenidos en las pruebas que se realizaron de las tres topologías: Rectificador monofásico de media onda; Rectificador monofásico de onda completa; configuración antiparalelo, mencionadas en la sección 4.3.

En la tabla A.1 se muestran los valores medidos de voltaje promedio, voltaje rms, corriente promedio, corriente rms, potencia en corriente alterna, potencia en corriente directa y la Eficiencia para las configuración del rectificador monofásico de media onda controlado por fase.

Mientras, en la tabla A.2 se muestra los valores de corriente promedio, corriente pico, potencia aparente, potencia activa y factor de potencia para la topología mencionada.

Gra	V_{prom}	V_{rms}	I_{prom}	I_{rms}	P_{cd}	P_{ca}	η
180°	0.10	0.160	0.14	0.17	0.01	0.02	53.10
175°	1.28	1.305	0.24	0.24	0.30	0.32	96.37
170°	1.30	1.30	0.25	0.25	-0.33	0.33	100.33
165°	2.12	3.40	0.60	2.80	1.29	9.53	13.57
160°	4.46	12.01	1.55	5.79	6.92	69.53	9.95
155°	7.62	19.01	2.18	6.91	16.67	131.45	12.68
150°	9.20	22.97	2.57	7.60	27.50	174.75	13.59
145°	12.58	29.17	3.10	8.30	39.01	244.15	15.97
140°	14.86	34.10	3.67	9.29	54.64	316.82	17.24
135°	16.26	37.98	4.19	10.07	71.16	382.45	18.60
130°	21.56	45.35	4.80	10.96	103.55	497.03	20.83
125°	24.89	50.59	5.47	11.74	136.14	593.92	22.92
120°	29.70	56.50	5.99	12.27	178.08	693.25	25.68
115°	33.33	61.62	6.63	12.99	221.07	800.44	27.61
110°	37.22	66.37	7.17	13.53	266.86	897.98	29.71
105°	41.74	71.74	7.83	14.13	326.90	1013.68	32.24
100°	44.78	75.16	8.24	14.50	369.39	1089.82	33.89
95°	49.81	80.36	8.99	15.01	447.99	1206.20	37.14
90°	53.17	83.79	9.40	15.39	500.11	1289.52	38.78
85°	56.65	87.12	9.87	15.66	559.24	1364.29	40.99
80°	59.41	89.67	10.30	15.88	611.92	1424.85	42.94
75°	63.73	93.16	10.87	16.23	692.74	1511.98	45.81
70°	66.86	95.56	11.25	16.44	752.17	1571.00	47.87
65°	69.62	97.6	11.57	16.57	805.50	1617.56	49.79
60°	73.15	100.0	12.03	16.76	879.99	1676	52.50
55°	76.54	102.4	13.08	17.48	1001.14	1789.95	55.93
50°	78.71	103.6	13.26	17.51	1043.69	1814.03	57.53
45°	80.80	104.6	13.52	17.56	1092.41	1836.77	59.47
40°	82.86	105.6	13.73	17.58	1137.66	1856.44	61.28
35°	84.50	106.0	13.87	17.54	1172.01	1859.24	63.03

Cuadro A.1: Mediciones de voltaje y corriente promedio, voltaje y corriente rms, potencia en corriente directa, potencia en corriente alterna y eficiencia utilizando la configuración rectificador monofásico de media onda controlado por fase.

Gra	I_{rms} [A]	I_{pico} [A]	P_{act} [kW]	P_{apa} [k VA]	$COS\phi$
180°	0	0	0	0	0
175°	0	0	0	0	0
170°	0	0	0	0	0
165°	3.37	44.3	0.02	0.42	0.05
160°	4.59	44.3	0.06	0.59	0.10
155°	5.19	30.6	0.09	0.65	0.14
150°	5.75	30.6	0.12	0.73	0.17
145°	6.29	30.6	0.16	0.80	0.20
140°	6.81	30.6	0.20	0.87	0.23
135°	7.44	30.6	0.26	0.95	0.28
130°	7.96	30.6	0.330	1.01	0.33
125°	8.42	30.6	0.38	1.07	0.36
120°	8.84	30.9	0.45	1.11	0.40
115°	9.18	30.9	0.51	1.15	0.44
110°	9.49	30.9	0.57	1.20	0.48
105°	9.79	30.9	0.64	1.23	0.52
100°	9.97	30.9	0.69	1.25	0.55
95°	10.24	30.9	0.77	1.28	0.60
90°	10.40	30.9	0.82	1.29	0.63
85°	10.59	30.9	0.86	1.31	0.65
80°	10.67	30.9	0.90	1.32	0.67
75°	10.78	30.7	0.95	1.32	0.71
70°	10.80	30.7	0.97	1.33	0.74
65°	10.87	30.7	1.01	1.33	0.76
60°	10.88	30.7	1.05	1.33	0.79
55°	10.88	30.7	1.096	1.33	0.82
50°	10.86	30.7	1.11	1.33	0.83
45°	10.83	30.7	1.13	1.32	0.85
40°	10.78	30.7	1.15	1.32	0.87
35°	10.71	30.7	1.15	1.31	0.88

Cuadro A.2: Mediciones de corriente rms, corriente pico, potencia activa, potencia aparente y calculo del factor de potencia utilizando la configuración rectificador monofásico de media onda controlado por fase.

Apéndice B

Rectificador Monofásico de onda completa controlado por fase

En la tabla B.1 se muestran los valores medidos de voltaje promedio, voltaje rms, corriente promedio, corriente rms, potencia en corriente alterna, potencia en corriente directa y la eficiencia para las configuración del rectificador monofásicos de onda completa controlado por fase, mientras que en la tabla A.2, se muestra los valores de corriente rms, corriente pico, potencia aparente, potencia activa y factor de potencia para la configuración mencionada.

Gra	V_{prom}	V_{rms}	I_{prom}	I_{rms}	P_{cd}	P_{ca}	η
180°	0.09	0.961	0.58	0.58	0.056	0.55	10.10
175°	0.24	0.26	0.81	0.81	0.19	0.21	91.11
170°	1.02	2.390	1.05	3.66	1.07	8.75	12.32
165°	4.01	11.53	2.31	4.09	9.27	63.53	14.60
160°	8.32	17.97	3.15	6.73	26.23	121.02	21.67
155°	10.83	23.18	3.94	7.47	43.03	173.36	24.82
150°	13.02	27.05	4.23	7.88	55.17	213.20	25.88
145°	15.63	31.60	4.59	8.40	71.75	265.72	27.00
140°	18.37	36.24	4.94	8.98	90.89	325.47	27.92
135°	21.15	40.60	5.25	9.37	111.03	380.66	29.16
130°	24.94	46.40	5.71	10.03	142.55	465.39	30.63
125°	27.96	50.71	6.04	10.44	169.13	529.41	31.94
120°	31.70	56.04	6.40	11.00	203.35	616.44	32.98
115°	34.96	60.30	6.81	11.35	238.07	684.40	34.78
110°	38.35	64.61	7.21	11.78	276.81	761.10	36.22
105°	41.68	68.66	7.60	12.16	317.05	834.90	37.97
100°	46.17	73.65	8.08	12.59	373.14	927.25	40.24
95°	50.00	77.81	8.53	12.97	426.8	1009.19	42.29
90°	53.16	80.95	8.81	13.18	468.60	1066.92	43.92
85°	56.58	84.39	9.91	13.45	516.81	1135.04	45.53
80°	60.01	87.41	9.54	13.69	572.91	1196.64	47.87
75°	63.58	90.43	9.92	13.93	631.09	1259.68	50.09
70°	67.70	93.70	10.35	14.16	700.69	1326.79	52.811
65°	70.25	95.65	10.60	14.29	744.65	1366.83	54.47
60°	73.61	98.08	10.97	14.46	807.50	1418.23	56.93
55°	76.17	99.58	11.21	14.54	853.86	1447.89	58.97
50°	78.83	101.2	11.45	14.60	902.60	1477.52	61.08
45°	81.09	102.3	11.68	14.67	947.13	1500.74	63.11
40°	82.85	103.0	11.87	14.70	983.42	1514.1	64.95
35°	84.60	103.7	12.08	14.76	1021.96	1530.61	66.76

Cuadro B.1: Mediciones de voltaje y corriente rms, voltaje y corriente promedio, potencia en corriente directa, potencia en corriente alterna y eficiencia, utilizando la configuración rectificador monofásico de onda completa controlado por fase.

Gra	I_{rms} [A]	I_{pico} [A]	P_{act} [kW]	P_{apa} [kVA]	$COS\phi$
180°	0	0.4	/	0	/
175°	0	0.4	/	0	/
170°	3.34	33.8	0.01	0.41	0.035
165°	4.09	33.8	0.04	0.48	0.065
160°	5.14	33.8	0.07	0.65	0.123
155°	6.05	33.8	0.12	0.78	0.168
150°	6.74	33.8	0.16	0.85	0.200
145°	7.68	27.0	0.23	0.96	0.247
140°	8.30	27.8	0.30	1.04	0.290
135°	9.02	28.2	0.37	1.13	0.333
130°	9.76	29.0	0.46	1.22	0.381
125°	10.49	29.4	0.55	1.30	0.431
120°	11.16	29.5	0.66	1.390	0.485
115°	11.74	29.5	0.75	1.45	0.526
110°	12.28	29.5	0.84	1.50	0.571
105°	12.71	29.5	0.94	1.55	0.609
100°	13.33	29.5	1.06	1.61	0.662
95°	13.70	29.5	1.16	1.67	0.704
90°	14.07	29.5	1.25	1.70	0.732
85°	14.40	29.5	1.34	1.74	0.733
80°	14.73	29.5	1.42	1.77	0.804
75°	15.05	29.5	1.51	1.80	0.838
70°	15.34	29.5	1.59	1.83	0.871
65°	15.60	29.5	1.85	1.86	0.895
60°	15.81	29.5	1.72	1.88	0.920
55°	16.00	29.5	1.783	1.89	0.937
50°	16.12	29.5	1.82	1.90	0.958
45°	16.22	23.7	1.99	1.92	0.972
40°	16.32	23.7	1.88	1.92	0.979
35°	16.40	23.7	1.90	1.93	0.989

Cuadro B.2: Mediciones de corriente rms, corriente pico, potencia aparente, potencia activa y factor de potencia utilizando la configuración rectificador monofásico de onda completa controlado por fase.

Apéndice C

Configuración Antiparalelo

En la tabla C.1 se muestran los valores medidos voltaje promedio, voltaje rms, corriente promedio, corriente rms y potencia en corriente alterna.

Asimismo, en la tabla C.2 se muestran los valores de corriente promedio, corriente pico, potencia aparente, potencia activa y factor de potencia para la topología configuración antiparalelo.

Gra	V_{prom}	V_{rms}	I_{prom}	I_{rms}	P_{ca}
180°	0.5485	0.5354	0.38	0.40	0.21
175°	0.5548	0.5791	0.41	0.43	0.25
170°	0.5578	0.5842	0.50	0.50	0.29
165°	0.6443	10.98	0.412	4.15	45.65
160°	1.514	18.03	1.02	6.55	118.25
155°	3.380	21.46	1.51	6.91	148.33
150°	6.130	26.97	2.15	7.639	206.02
145°	8.519	31.20	2.58	8.15	254.49
140°	11.33	36.20	3.13	8.79	318.41
135°	14.26	40.98	3.59	9.35	383.53
130°	17.80	46.38	4.14	9.99	463.33
125°	20.63	50.72	4.56	10.47	531.03
120°	24.38	56.21	5.13	11.06	621.68
115°	28.03	60.85	5.58	11.52	700.99
110°	31.38	65.03	6.01	11.93	775.80
105°	35.40	70.02	6.51	12.38	896.25
100°	39.05	74.04	6.99	12.78	946.23
95°	43.12	78.91	7.46	13.13	1036.08
90°	47.18	82.52	7.90	13.47	1111.54
85°	50.39	85.55	8.27	13.71	1172.89
80°	54.32	89.01	8.67	13.93	1239.90
75°	57.56	91.78	9.00	14.13	1296.85
70°	61.73	95.08	9.493	14.38	1367.25
65°	64.00	96.74	9.733	14.50	1402.73
60°	67.09	98.98	10.07	14.63	1448.07
55°	70.85	101.6	10.65	15.05	1529.08
50°	73.60	103.1	10.86	15.07	1553.71
45°	75.66	104.1	11.07	15.07	1568.78
40°	77.59	104.9	11.22	15.06	1579.79
35°	79.45	105.7	11.36	15.00	1585.5

Cuadro C.1: Mediciones de voltaje y corriente rms, voltaje y corriente promedio, potencia en corriente alterna utilizando la configuración antiparalelo.

Gra	I_{rms} [A]	I_{pico} [A]	P_{act} [kW]	P_{apa} [k VA]	$COS\phi$
180°	0	0	0	0	/
175°	0	0	0	0	/
170°	3.13	39.4	0.00	0.33	0.02
165°	4.74	39.4	0.03	0.48	0.07
160°	5.12	39.4	0.10	0.73	0.14
155°	6.16	39.4	0.12	0.83	0.18
150°	7.24	39.4	0.18	0.89	0.21
145°	7.78	39.4	0.24	0.98	0.24
140°	8.61	39.4	0.32	1.01	0.29
135°	9.39	39.4	0.38	1.17	0.34
130°	10.00	39.4	0.48	1.21	0.39
125°	10.59	39.4	0.54	1.31	0.43
120°	11.25	39.4	0.67	1.39	0.47
115°	11.94	39.4	0.76	1.47	0.52
110°	12.38	39.4	0.87	1.52	0.58
105°	12.84	39.4	0.97	1.57	0.62
100°	13.35	39.4	1.06	1.63	0.65
95°	13.82	39.4	1.17	1.68	0.70
90°	14.18	29.7	1.27	1.72	0.74
85°	14.56	26.9	1.36	1.76	0.77
80°	14.93	26.9	1.45	1.79	0.81
75°	15.20	25.7	1.53	1.829	0.84
70°	15.48	25.3	1.62	1.85	0.87
65°	15.71	25.3	1.67	1.87	0.89
60°	15.94	25.3	1.74	1.89	0.91
55°	16.14	24.4	1.81	1.93	0.93
50°	16.36	24.5	1.86	1.94	0.95
45°	16.46	24.5	1.89	1.92	0.97
40°	16.56	24.5	1.92	1.96	0.98
35°	16.62	24.5	1.95	1.97	0.98

Cuadro C.2: Mediciones de corriente rms, corriente pico, potencia activa, potencia aparente y factor de potencia de la configuración antiparalelo.

Bibliografía

- Åström, K.J. and Murray, R.M. (2010). *Feedback systems*. Princeton university press.
- Çengel, Y.A. and Ghajar, A.J. (2011). *Transferencia de calor y masa: fundamentos y aplicaciones, cuarta edición*. McGraw-Hill Interamericana.
- CHARLES, K.A. and MATTHEW, N. (2002). *SADIKU: Fundamentos de Circuitos Eléctricos, Edit.* Mc Graw Hill.
- Compeán, J., Lara, R., Moctezuma, J., Luna, G.G., and Campos, D.U. (2000). Diseño didáctico de un rectificador controlado trifásico. *Facultad de Ciencias (UASLP), San Luis Potosí, México*.
- Coughlin, R.F. and Driscoll, F.F. (1998). *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. Pearson educacion.
- Fabián Pliego, J.C. (2015). *Evaluación experimental de esquemas de control de velocidad del motor de corriente directa de excitación separada. Tesis de Licenciatura ISEI*. Universidad Autónoma de la Ciudad de México.
- García, E.V. (2017). *Consideraciones de diseño para un circuito de disparo de tiristores en un rectificador trifásico totalmente controlado*. Universidad Tecnológica de Pereira.
- Hendricks, E., Jannerup, O., and Sørensen, P.H. (2008). *Linear systems control: deterministic and stochastic methods*. Springer Science & Business Media.
- Holman, J.P. and Valenzuela, R. (1998). *Transferencia de calor*. McGraw-Hill São Paulo.
- Kuo, B.C. (1996). *Sistemas de control automático*. Pearson Educación.
- Maloney, T.J. (2006). *Electrónica industrial moderna*. Pearson Educación.
- Mohan, N., Undeland, T.M., and Robbins, W.P. (2009). *Electrónica de Potencia: Convertidores, Aplicaciones y Diseño*. Pearson educacion.
- Nise, N.S. (2002). *Sistemas de control para ingeniería*. Patria Cultural.

- Ogata, K. (1998). Ingeniería de control moderna. *Minnesota, PEARSON EDUCACION*, 669–843.
- Rashid, M.H. (2004). *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Pearson Educación.
- Sánchez Hernández, Y. (2011). *Modelación de hornos de arco eléctrico*. Ph.D. thesis, Universidad Central "Marta Abreu" de Las Villas.
- Serway, R. and Jewett, J. (2008). Física para ciencias e ingeniería. volumen 1. 7ma. Edición. México. *Cengage Learning Editores*.
- Young, H.D., Freedman, R.A., and Flores, V. (2009). Física universitaria. sears-zemansky. vol 1.
- Zill, D.G. (2009). *Ecuaciones diferenciales con aplicaciones de modelado*. CENAGE Learning.