

Diseño e implementación de un sistema de calentamiento para el sustrato en la síntesis de Kesterita por PVD (deposición física en fase vapor)

Javier Andrés Arévalo Rolón

Antonio José Robles Pallares

Trabajo de grado para optar el título de Ingeniero Electrónico

Directora

María Alejandra Mantilla Villalobos

Dra. en Ingeniería (Ing.Eléctrica, Electrónica y Gestión & Desarrollo)

Codirectora

Mónica Andrea Botero Londoño

Dra. En Ciencias Física

Universidad Industrial de Santander

Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas

Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones

Bucaramanga

2019

Agradecimientos

A Dios.

*Por bendecir mí camino e iluminarme en los
momentos más difíciles.*

*A mi Madre Elvia Rolón y mi Padre Javier Arevalo.
Son un apoyo incondicional, un ejemplo a seguir de
perseverancia y esfuerzo, siempre me motivan para
cumplir mis sueños y estoy muy agradecido con
Dios de tenerlos a mi lado.*

*A mis hermanas Carol Arévalo, Nicol Arévalo,
Katherine Arévalo y mi sobrino Santiago Suescun.
Me dieron su amor y ternura, siempre me hacían
sentir seguro de mis capacidades.*

*A mi novia Karol Almeida.
Siempre fue un apoyo incondicional en los
momentos que sentía que no iba a cumplir mis
objetivos, me motivo con su amor y le agradezco a
Dios por ponerla en mi camino.*

*A mis amigos de carrera.
Me enseñaron que la amistad es real.*

Gracia a todos, les estaré eternamente agradecido.

Javier Andrés Arévalo Rolón

Agradecimientos

*A mi madre y a todas mis madres,
por acompañarme y levantarme después de cada caída.*

*A mis hermanos y primos,
por impulsarme a ser cada día mejor y crecer a mi lado.*

*A mis amigas y amigos,
por las todas las noches de estudio,
por llorar y reír, por ser lo mejor que la UIS me regaló.*

Antonio José Robles Pallares.

Contenido

	Pág.
Introducción	17
1. Descripción del proyecto	19
1.1 Justificación	19
1.2 Objetivos	20
1.2.1 Objetivo general.....	20
1.2.2 Objetivos específicos	20
2. Marco Teórico.....	21
2.1 Transferencia de calor	21
2.1.1 Transferencia de calor por conducción.....	21
2.1.2 Transferencia de calor por convección.....	22
2.1.3 Transferencia de calor por radiación.....	22
2.2 Control AC de línea	23
2.2.1 Control ON-OFF.....	24
2.2.2 Detector de cruce por cero.....	26
2.3 Medición de temperatura	27
2.4 Controlador	29
2.4.1 Planta y estimación de planta.....	29
2.4.2 Respuesta en el tiempo de un sistema dinámico.....	30

2.4.3 Estabilidad absoluta, relativa y error en estado estable.	30
2.4.4 Sistemas de primer orden.	31
2.4.5 Sistemas de segundo orden.	32
2.4.6 Control PID.	33
2.4.7 Efecto Wind-Up.	35
3. Diseño e Implementación	35
3.1 Portasutrato	36
3.2 Control AC de línea On-Off	38
3.2.1 Detector de cruce por cero.	38
3.2.2 Etapa de mando y potencia.	40
3.2.3 Fuente de tensión.	43
3.3 Tarjeta de adquisición de datos	44
3.4 Medición de temperatura	45
3.4.1 Compensación de unión fría.	47
3.4.2 Adecuación de señal de termocupla.	49
3.4.2.1 Amplificación.	49
3.4.2.2 Filtrado en frecuencia.	50
3.5 Control PID	54
3.5.1 Método de sintonización empírico.	55
3.5.2 Método de sintonización con estimación de planta.	55
3.5.3 Método de estimación de la planta por intervalos.	58
3.6 Corrección de efecto Wind-Up	60
4. Análisis y Resultados	61

4.1 Control AC de línea	62
4.2 Medición de temperatura	64
4.3 Desempeño de los controladores	64
4.4 Comparación y elección del controlador	69
4.5 Pruebas del controlador	70
4.6 Implementación en software	72
5. Conclusiones	75
6. Recomendaciones	77
Referencias Bibliográficas	78
Apendices.....	80

Lista de Figuras

	Pág.
Figura 1. Tiristor de triodo bidireccional TRIAC.....	24
Figura 2. Gráfica de la tensión RMS en la carga VS ciclo útil D.	25
Figura 3. Control AC de línea on-off con $n=3$ y $m=2$	26
Figura 4. Termopar. Adaptado de Antonio Creus (2011). Instrumentación Industrial.....	28
Figura 5. Curvas características de voltaje contra temperatura para termocuplas.	29
Figura 6. Respuesta al escalón de un sistema de primer orden.....	32
Figura 7. Respuesta de un sistema de segundo orden ante una entrada escalón.....	33
Figura 8. Diagrama de bloques general de un sistema de control PID para un proceso.....	34
Figura 9. Diagrama de bloques del prototipo.....	36
Figura 10. Diseño de portasustrato	37
Figura 11. Prototipo de portasustrato.....	38
Figura 12. Circuito propuesto para la detección de cruce por voltaje cero.....	39
Figura 13. Tensión del secundario del transformador y salida del circuito detector de cruces por cero.....	40
Figura 14. Control AC de línea.....	41
Figura 15. Control AC de línea y PWM con ciclo útil del 50 %	42
Figura 16. Fuente de alimentación de 5V.	43

Figura 17. Gráfica de comparación en la medida de la termocupla con respecto a la recta de referencia.....	46
Figura 18. Gráfica de la diferencia entre la medida de la termocupla y la recta de referencia.....	47
Figura 19. Esquema de conexión de una termocupla a circuito externo con cobre como conductor.....	48
Figura 20. Etapas del circuito de adecuación para las termocuplas.....	51
Figura 21. Esquemático del circuito de adecuación para un termopar.	52
Figura 22. Gráfica de la respuesta en frecuencia para la ganancia diferencial, ganancia en modo común y CMRR del sistema de adecuación en el nodo de salida Vo4.....	53
Figura 23. Nodo de preamplificación y amplificación vs tensión de entrada.....	54
Figura 24. Lugar geométrico de las raíces para el sistema con controlador proporcional de ganancia 20.	57
Figura 25. Lugar geométrico de las raíces para el sistema con controlador proporcional - integral de ganancia 450 y 1 respectivamente.....	58
Figura 26. Relación entre ciclo útil vs temperatura en estado estacionario.....	59
Figura 27. Sistema anti Wind-up.	60
Figura 28. Simulación de la respuesta del sistema con compensación anti-windup para un setpoint de 150°C.....	61
Figura 29. Vista inferior del portasustrato con una cámara termográfica Fluke donde se aprecia la uniformidad de la temperatura en el sustrato.....	62
Figura 30. Detector de cruce por cero, sondas x10.....	63
Figura 31. Control AC de línea on-off para D=10%, sondas x10.	63
Figura 32. Prueba experimental para el controlador empírico con setpoint de 150°C.	65

Figura 33. Prueba experimental para el controlador proporcional con setpoint de 150°C.	66
Figura 34. Prueba experimental para el controlador proporcional integral con setpoint de 150°C.	67
Figura 35. Prueba experimental para el controlador proporcional integral por rangos con setpoint de 150°C.	68
Figura 36. Prueba experimental de validación en condiciones atmosféricas normales.	71
Figura 37. Diagrama de bloques del código G implementado en LabView.	73
Figura 38. Pestaña general del panel frontal.	74
Figura 39. Pestañas de ajustes del panel frontal.	74
Figura 40. Cara superior e inferior de circuito de adecuación de señal de termopares.	80
Figura 41. Circuito impreso para adecuación de señal de termopares.	81
Figura 42. Cara frontal de circuito detector de cruce por cero y fuente de alimentación.	82
Figura 43. Circuito impreso para detector de cruce por cero y fuente de alimentación.	83
Figura 44. Triac BTA26-6000 para control AC y transformador para fuente de alimentación y detector de cruce por cero	86

Lista de Tablas

Tabla 1. Comparación de valores de ciclo útil y periodo de señal PWM.	42
Tabla 2. Valores de componentes pasivos para la implementación de la fuente de 5V.	44
Tabla 3. Constantes de aproximación de la función inversa para obtener la temperatura T [°C] en función de voltaje E [μ V] en la unión de medida para termocuplas tipo K.....	46
Tabla 4. Temperatura en estado estable para cada valor de ciclo útil.....	56
Tabla 5. Conjunto de controladores PI para cada intervalo.	59
Tabla 6. Calibración de termocuplas	64
Tabla 7. Desempeño para el controlador empírico con setpoint de 150°C.....	65
Tabla 8. Desempeño para el controlador proporcional con setpoint de 150°C.	66
Tabla 9. Desempeño para el controlador proporcional integral con setpoint de 150°C.	67
Tabla 10. Desempeño para el controlador proporcional integral por rangos con setpoint de 150°C.	68
Tabla 11. Comparación de desempeño para cada uno de los controladores propuestos.	69
Tabla 12. Desempeño del controlador seleccionado para setpoint de 100, 200, 300 y 150°C en condiciones atmosféricas normales.....	71

Lista de Apéndices

	Pág.
Apéndice A. Circuito impreso de adecuación de señal de termopares.	80
Apéndice B. Circuito impreso de detector de cruce por cero y fuente de alimentación.	82
Apéndice C. Hoja de datos del integrado MAX4475 para adecuación de señal de termocuplas.	84
Apéndice D. <i>Triac</i> para control AC y transformador.	86
Apéndice E. Hoja de datos de las lámparas halógenas.	87

Resumen

TÍTULO: DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE CALENTAMIENTO PARA EL SUSTRATO EN LA SÍNTESIS DE KESTERITA POR PVD (DEPOSICIÓN FÍSICA EN FASE VAPOR)*

AUTORES: JAVIER ANDRÉS ARÉVALO ROLON Y ANTONIO JOSÉ ROBLES PALLARES**

PALABRAS CLAVES: Kesterita, deposición física en fase vapor, control de temperatura, prototipo de sistema de calentamiento.

DESCRIPCIÓN:

Este documento presenta la implementación de un sistema de control de temperatura integrado a un proceso de síntesis de película delgada de kesterita mediante el método de evaporación. Para lo anterior, se utilizó una tarjeta de adquisición de datos DAQ USB-6003 de National Instruments (NI). El manejo de los datos adquiridos se realiza mediante el software *LabView*, propio de las tarjetas NI, mediante el cual se realiza la interacción con el usuario por medio de una interfaz gráfica diseñada para el proceso. Con este trabajo se espera estabilizar la temperatura del sustrato durante el proceso de síntesis por medio de un control AC de línea *on-off*.

* Trabajo de Grado Modalidad Investigación

** Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas, Escuela Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones.
Directora Dra. María Alejandra Mantilla Villalobos. Codirectora Dra. Mónica Andrea Botero Londoño.

Abstract

TITLE: DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A SUBSTRATE HEATING SYSTEM IN KESTERITE SYNTHESIS BY PVD (PHYSICAL VAPOR DEPOSITION) *

AUTHORS: JAVIER ANDRÉS ARÉVALO ROLON AND ANTONIO JOSÉ ROBLES PALLARES**

KEYWORDS: Kesterite, physical vapor deposition, temperature control, heating system prototype.

DESCRIPTION:

This document shows the implementation of a temperature control system integrated to a synthesis process of kesterite thin film by evaporation method. Therefore, a data acquisition system DAQ USB-6003 by National Instruments (NI) was used. The data processing was done through *LabView* software, characteristic of the NI systems. Using this software, a graphic interface designed for the process was built in order to guarantee the interaction with the user. It is intended with this project the control of substrate temperature during the synthesis process using an AC voltage controller with *on-off* control.

* Degree Project mode Research

** Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas, Escuela Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Directora Dra. María Alejandra Mantilla Villalobos. Codirectora Dra. Mónica Andrea Botero Londoño.

Introducción

Debido a la creciente necesidad de contrarrestar los efectos del cambio climático ocasionado en gran parte por la explotación y sobreconsumo de combustibles derivados del petróleo, se ha intensificado la búsqueda de soluciones para la problemática, acelerando el desarrollo de tecnologías con bajo impacto medioambiental e incentivando su uso y estudio; dentro de estas nuevas tecnologías se encuentran las energías limpias generadas a partir de fuentes naturales. Una de estas soluciones amigables con el medio ambiente es la energía solar fotovoltaica (FV).

Las celdas solares son la unidad básica de los sistemas solares fotovoltaicos, las cuales convierten la energía solar directamente en energía eléctrica gracias a la absorción de los fotones presentes en la luz del sol, este método de generación presenta un menor impacto medioambiental que las fuentes tradicionales como lo evidencia la huella de carbono, parámetro usado para medir la contaminación de un producto o proceso según la cantidad de gramos de CO_2 equivalentes por kWh que aporta a la atmósfera, donde aproximadamente los sistemas fotovoltaicos y los combustibles fósiles presentan 60 y 1000 gCO_2eq/kWh , respectivamente (Aman, M., Solangi, K., Hossain, M., Badarudin, A., Jasmon, G., Mokhlis, H., Bakar, A. y Kazi, S., 2015), (REN21. 2018)

Las celdas fotovoltaicas se clasifican según su orden de aparición en tecnologías de silicio cristalino, celdas de película delgada y nuevos conceptos, siendo las primeras las que predominan con el 90% del mercado fotovoltaico(Aman, M., Solangi, K., Hossain, M., Badarudin, A., Jasmon,

G., Mokhlis, H., Bakar, A. y Kazi, S., 2015), (REN21. 2018), (Garg, V., Sengar, B. y Mukherjee, S., 2018), (Yadav, T., Sharma, A., Kottantharayil, A. y Basu, P., 2018).)

La mayor barrera que enfrentan las tecnologías fotovoltaicas para penetrar en el mercado energético es el costo de producción de estas, en el caso de sistemas basados en Silicio (Si) el factor más importante que incrementa el costo es la fabricación de las capas absorbentes, encargada de la absorción de los fotones y representa el 35% del costo del módulo. La razón de este elevado precio es la alta demanda de la materia prima pues el Silicio es ampliamente utilizado en sistemas electrónicos (Serra, J., Alves, J., y Vallera, A., 2017).

En diferentes estudios se ha observado que las películas delgadas tipo Kesterita prometen una mejora en términos de costo y eficiencia, debido a que los materiales usados en este tipo de capa absorbente son más abundantes en la corteza terrestre, aunque se debe tener en cuenta que actualmente no se posee la mejor eficiencia pero sí un gran potencial de construcción en masa debido a su bajo costo de producción en comparación con las celdas solares de silicio cristalino en las que se ha registrado una eficiencia del 26,7% con un costo de producción elevado (Serra, J., Alves, J., y Vallera, A., 2017).

El desarrollo de nuevas tecnologías fotovoltaicas implica procesos de fabricación controlados donde se estudie el efecto de distintos parámetros en la síntesis, uno de los factores importantes en estos estudios es el efecto de la temperatura del sustrato en la película delgada durante el proceso, situación que genera la necesidad de implementar sistemas de control robustos ante perturbaciones cuya función es de llevar esta variable a un valor deseado.

Por medio del proceso conocido como Deposición Física en Fase Vapor -PVD- es posible realizar la síntesis de materiales compuestos mediante la técnica de evaporación, en la cual sus precursores o materiales base son depositados en un sustrato con el fin de obtener una película

delgada (Bobzin, K., Brögelmann, T. y Kruppe, N., 2018), para esto se recurre a cámaras de vacío las cuales facilitan el proceso de evaporación. Durante la deposición es de gran importancia mantener al mínimo impurezas que puedan afectar el resultado, para esto es se debe seleccionar cuidadosamente todos los componentes a introducir en el reactor de forma que al calentarse no liberen agentes que contaminen el proceso, este reto es asumido a la hora de realizar el diseño del sistema de calentamiento propuesto para este trabajo.

Con el objetivo de facilitar el entendimiento del lector, se realiza una breve introducción de los conceptos previos requeridos para la elaboración del sistema de control de temperatura, posteriormente se realiza el diseño de las diferentes etapas necesarias en su implementación, y finalmente evaluar el funcionamiento y desempeño del sistema.

1. Descripción del proyecto

1.1 Justificación

Una de las investigaciones que se están llevando a cabo en el Grupo de Investigación en Sistemas de Energía Eléctrica (GISEL) de la UIS, es la construcción de una cámara para síntesis de películas delgadas tipo Kesterita mediante el método de evaporación. la cual permitirá en un futuro sintetizar celdas solares tipo película delgada, las cuales son de menor costo y basadas en materiales más abundantes en la naturaleza (Pinto, J. y Anaya, N., 2017).

La construcción del sistema de calentamiento planteado ayudará al grupo GISEL a estudiar los diferentes efectos de la temperatura del sustrato sobre el material sintetizado, gracias a que esta implementación permitirá llevar la temperatura hasta un valor preseleccionado de un rango de control de 100 a 300°C y mantenerlo estable durante el proceso de evaporación.

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo general. Diseñar e implementar un sistema de control de temperatura dedicado a la estabilización térmica de un sustrato para posteriores estudios de los efectos de la temperatura en el material sintetizado.

1.2.2 Objetivos específicos

- Desarrollar la etapa de potencia para el calentamiento controlado del sustrato en el proceso de deposición utilizando un control AC de línea.
- Implementar un sistema de control de temperatura con rango ajustable entre 100 a 300 [°C] para el sustrato, utilizando el software *LabView* sobre un computador dedicado al proceso y un sistema de adquisición de datos.
- Diseñar el sistema para el sensado de temperatura del sustrato y adecuación de señal para su adquisición por medio de la tarjeta DAQ.
- Realizar pruebas para evaluar el desempeño del controlador.

2. Marco Teórico

Este capítulo tiene como finalidad presentar los conceptos asociados a transferencia de calor, con énfasis en la radiación como mecanismo de transmisión de energía; transferencia de potencia y control AC de línea, con profundización en implementaciones tipo *on-off* y a teoría de control para el análisis de respuesta transitoria de sistemas de primer y segundo orden.

2.1 Transferencia de calor

En termodinámica, ciencia que trata la interacción entre el calor y otras manifestaciones de energía, la transferencia de calor se define como la ciencia básica dedicada al estudio de la rapidez de transferencia de energía térmica y los mecanismos en lo que esta se presenta. Dicha transferencia se puede presentar entre dos medios de tres modos distintos que son conducción, convección y radiación; estos tienen en común como requisito que debe existir entre ellos una diferencia de temperatura, de este modo el flujo de calor siempre se dará del medio que posea mayor temperatura hacia el de menor (Çengel, Y. A. y Pérez, C. J., 2007). A Continuación, se explican los mecanismos anteriormente mencionados.

2.1.1 Transferencia de calor por conducción. Entre dos cuerpos en contacto se presenta una transferencia de energía siempre y cuando exista entre ellos un gradiente de temperatura, este intercambio se da desde la región de mayor temperatura hacia la de menor, se dice entonces que

la energía es transferida por conducción y la rapidez q de la transferencia, es el producto entre la conductividad térmica k con la unidad de área A y el gradiente normal de la temperatura $\frac{\partial T}{\partial x}$, como se muestra en la ecuación (1) (Holman, J., 2003).

$$q = -kA \frac{\partial T}{\partial x} \quad (1)$$

2.1.2 Transferencia de calor por convección. La transferencia de calor por convección es el intercambio energético que se produce al generar un contacto entre un material y un fluido en estado líquido o gaseoso, ya sea que se encuentren en movimiento o en reposo. Para modelar el efecto total de convección se utiliza la ley de enfriamiento de Newton mostrada en la ecuación (2), donde la rapidez de transferencia de calor q , se determina con el producto entre el área de la superficie A , el coeficiente de transferencia de calor por convección h y la diferencia de temperatura de los materiales $(T_w - T_\infty)$ (Holman, J., 2003).

$$q = hA(T_w - T_\infty) \quad (2)$$

2.1.3 Transferencia de calor por radiación. La radiación permite la transferencia de calor sin la necesidad de un medio físico, un ejemplo de este tipo de transferencia energética es la que se genera en el vacío. Diferente a los anteriores tipos de transferencia por convección y conducción, esta transferencia de calor se genera por medio de ondas electromagnéticas las cuales irradian debido a una diferencia de temperatura, es llamada radiación térmica y es en la cual se basa este estudio termodinámico. Se llama radiador ideal cuando entrega energía con una rapidez q , que se determina con la ecuación (3) como el producto entre la constante de Boltzmann σ , el área de la superficie del cuerpo A , y la temperatura absoluta del cuerpo elevada a la cuarta potencia T_1^4 ; como

es una transferencia de calor se toma la diferencia de temperatura entre los cuerpos ($T_1^4 - T_2^4$), la ecuación nombrada anteriormente es la siguiente:

$$q = \sigma A(T_1^4 - T_2^4) \quad (3)$$

Teniendo en cuenta que la fórmula presentada anteriormente es para un radiador ideal, normalmente se generan pérdidas a la hora de irradiar, ya que la radiación se genera en todas las direcciones y no todas las radiaciones que dejan esta superficie inciden en el otro cuerpo, entonces se agregan dos factores muy importantes en la ecuación, los cuales están dados por la función de emisividad F_ϵ y la función de línea de vista F_G , estas funciones llegan a ser muy complejas y no dependen una de la otra, la ecuación (4) describe este fenómeno(Holman, J., 2003)..

$$q = F_G F_\epsilon \sigma A(T_1^4 - T_2^4) \quad (4)$$

2.2 Control AC de línea

El control AC de línea es uno de los más utilizados en aplicaciones industriales a la hora de realizar control de hornos, calefactores, control de luces y velocidad de motores. Debido a su versatilidad permite controlar la potencia entregada a una carga a través de la tensión efectiva o *-RMS-* generada por la conexión y desconexión de esta, el dispositivo que permite realizar este tipo de control es el tiristor de triodo bidireccional o *-TRIAC-* perteneciente a la familia de los tiristores compuesto por dos rectificadores controlados o *-SCR (Silicon Controlled Rectifier)-* conectados en antiparalelo con una conexión de puerta común. El TRIAC, mostrado en la Figura 1, es un dispositivo cuya conducción entre sus terminales es controlada por medio de pulsos de disparo en su compuerta o *-gate-* (Rashid, M., 1993).

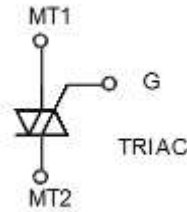


Figura 1. Tiristor de triodo bidireccional TRIAC.

El control AC de línea puede dividirse en dos tipos, estos son: control *todo/nada* u *on-off*, donde la carga se conecta a la fuente de potencia cierta cantidad de ciclos senoidales y a continuación es desconectada por otros tantos más, y el control por ángulo de disparo o de fase en el cual la carga es conectada durante una porción del ciclo senoidal y luego desconectada. En este trabajo se utiliza el tipo de control *on-off*, el cual se describe a continuación.

2.2.1 Control ON-OFF. El control *on-off* consiste, en principio, en la conexión y desconexión entre la fuente de alimentación y la carga con el fin de controlar la tensión *RMS* entregada a esta última, para esto el dispositivo interruptor es cerrado durante un tiempo específico permitiendo el paso de corriente durante un número entero de ciclos senoidales n y posteriormente abierto evitando el paso de m ciclos; a la relación entre estos ciclos activos e inactivos se le conoce como ciclo de trabajo o ciclo útil y se presenta en porcentajes de 0 a 100%. Para este tipo de control es importante que la conmutación del *TRIAC* se presente en instantes de voltaje y corriente cero de la fuente de alimentación y reducir de este modo la distorsión armónica.

Para aplicaciones de respuesta lenta, como control de velocidad de motores o de temperatura de hornos cuya constante de tiempo está en el orden de segundos, este control es ampliamente utilizado pues gracias a su simplicidad permite implementaciones con bajo costo (Rashid, M., 1993) (Moorthy, V., 2010)

Se expresa el valor *RMS* de la tensión en la carga como función del ciclo útil por medio de la ecuación (5), donde *n* representa los ciclos activos y *K* el total de ciclos de la señal periódica, se tiene entonces que la tensión efectiva en la carga depende de la relación entre ciclos $D = n/K$ y la tensión pico *V_p* de la fuente de alimentación (6), esta relación entre tensión efectiva en la carga y ciclo útil se aprecia también en la Figura 2 (Rashid, M., 1993).

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi K} \int_0^{2\pi n} (V_p * \sin\theta)^2 d\theta} \quad (5)$$

$$V_{rms} = V_p * \sqrt{D/2} \quad (6)$$

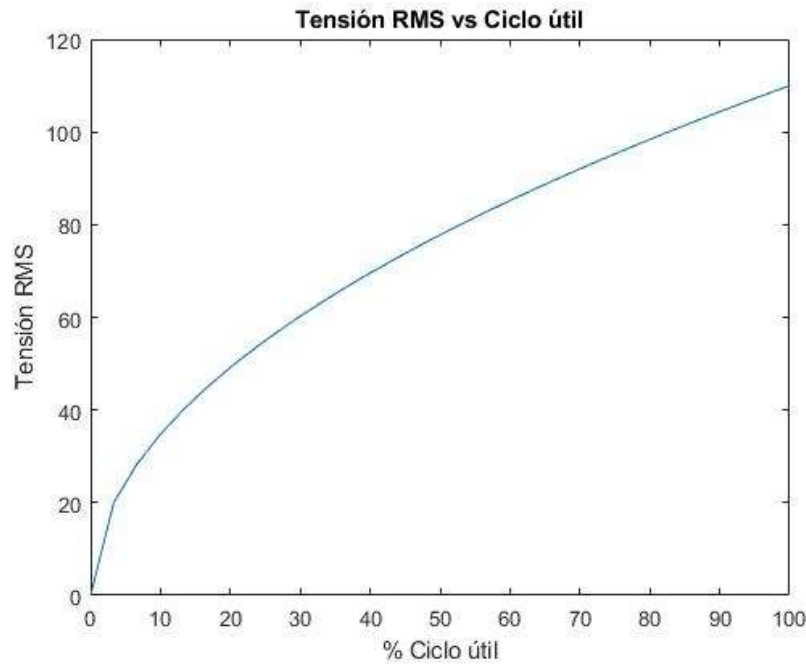


Figura 2. Gráfica de la tensión RMS en la carga VS ciclo útil D.

A modo de ejemplo se tiene la Figura 3, para un control con $K = 5, n = 3$ y $m = 2$.

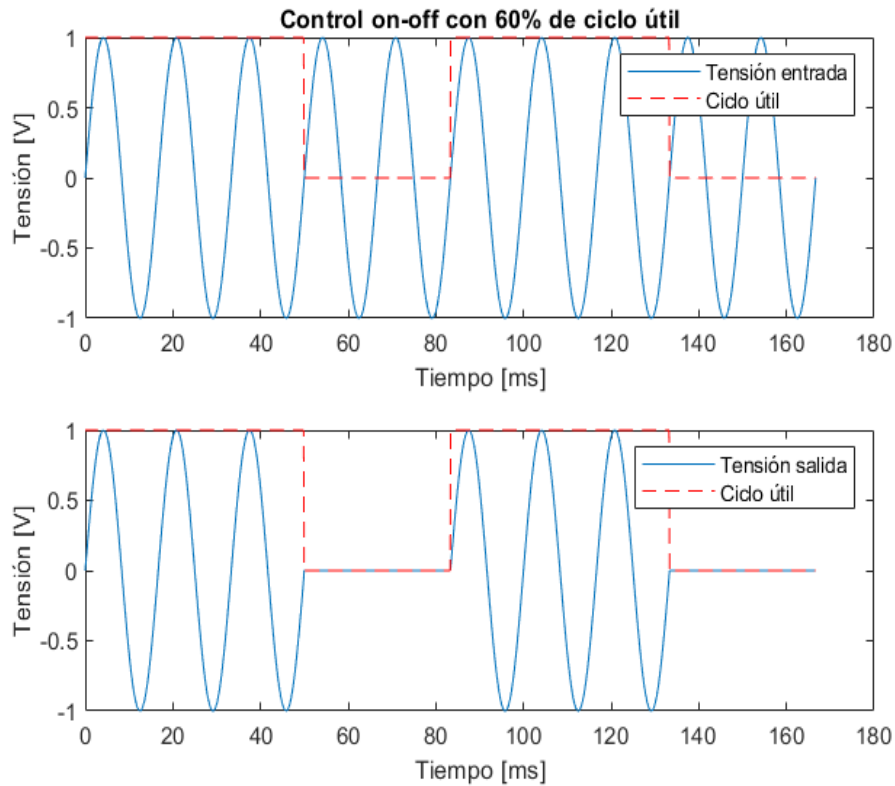


Figura 3. Control AC de línea *on-off* con $n=3$ y $m=2$

2.2.2 Detector de cruce por cero. Para garantizar un control de potencia preciso, ya sea el caso del control por ángulo de disparo o control AC de línea *on-off*, es necesario que la conexión y desconexión de la carga a la fuente de potencia se haga de manera síncrona con la misma y de esta manera efectuar la conmutación en el momento adecuado, esto se logra verificando los cruces de la tensión de la red por el punto de cero potencial (Potencial 0V) (Schultz, T., 2004).

Un detector de cruce por cero puede construirse a partir de componentes discretos o utilizando circuitos integrados diseñados especialmente para este fin, la ventaja de esta última es que actualmente existen en el mercado sistemas que internamente lo implementan y permiten además de realizar la detección, lograr un alto aislamiento eléctrico y con esto proteger los sistemas digitales de sobretensiones provenientes de la red.

Un ejemplo de estos circuitos integrados son los optoaisladores u optoacopladores cuyo principio de funcionamiento consiste en un diodo emisor de luz *-LED-*, usualmente infrarroja, el cual al ser excitado por un pulso o señal de activación emite luz hacia un dispositivo fotosensible causando que este permita el paso de corriente eléctrica a través de él. Este acoplamiento óptico garantiza aislamiento eléctrico del orden de kilovoltios (Bishop, O., 2011).

2.3 Medición de temperatura

En procesos industriales es usual encontrar que la temperatura es una variable que controlar, esto implica que su lectura debe ser precisa, para esto se tiene una amplia gama de sensores que difieren en su funcionamiento y forma de traducir una magnitud a otra aprovechando un fenómeno físico. Un ejemplo de esto son las sondas de resistencia y los termistores, gracias al cambio en la resistencia del material conductor y semiconductor respectivamente y en el caso de los termopares, gracias a la tensión generada en la unión de dos metales, entre otros.

Siendo el termopar uno de los sensores más utilizados, basa su funcionamiento en el efecto Seebeck, el cual expone la circulación de corriente eléctrica a través del circuito formado por las dos uniones en los extremos de dos metales distintos, si estas se mantienen a temperaturas diferentes como se muestra en la Figura 4, estas junturas se conocen como unión caliente o de medida y unión fría o de referencia (Creus, A., 2011).

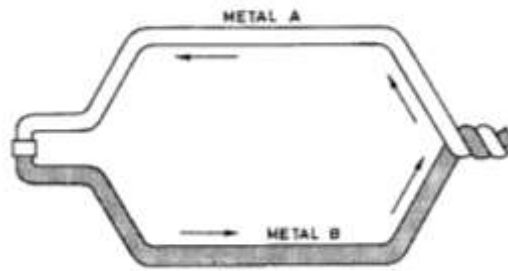


Figura 4. Termopar. Adaptado de Antonio Creus (2011). Instrumentación Industrial.

De esta forma se desarrolla una tensión continua o fuerza electromotriz *-fem-* en la unión de medida, la cual es proporcional a la temperatura en la unión de referencia (ver Figura 5) siempre y cuando entre ellas exista una diferencia de temperaturas. Según los metales con los cual se fabrique la termocupla, se obtiene diferentes rangos de medición y propiedades específicas, estas se clasifican según la aleación como tipo E, J, K, N, entre otros. Los valores del *fem* para cada temperatura, con la unión de referencia a 0°C, se encuentran tabulados en tablas de conversión (Creus, A., 2011).

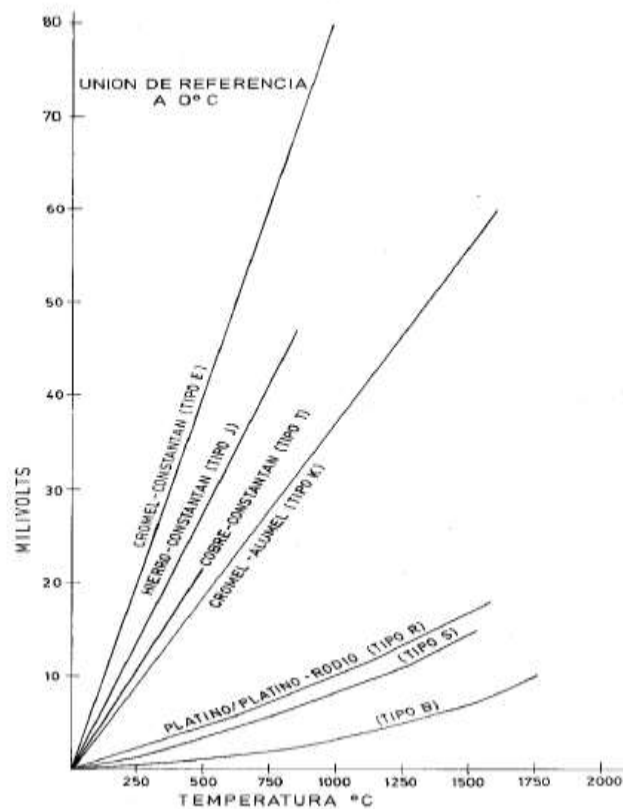


Figura 5. Curvas características de voltaje contra temperatura para termocuplas. Adaptado de Antonio Creus (2011). Instrumentación Industrial.

2.4 Controlador

2.4.1 Planta y estimación de planta. La planta, en teoría de control, es el objeto físico o proceso para controlar y está compuesto por distintos mecanismos que trabajan juntos para llevar a cabo una acción específica sobre una o más variables (Ogata, K., 1998), (Nise, N., 2006). Con el fin de controlar dicha planta es importante conocer su funcionamiento, esto puede realizarse estudiando su comportamiento y determinando por medio de ecuaciones el modelo matemático que describe el sistema, o realizando una estimación mediante herramientas de cómputo, las cuales

a partir de datos experimentales generan una aproximación de esta en forma de función de transferencia, modelos en el espacio de estados, entre otros (Ljung, L., 2019).

2.4.2 Respuesta en el tiempo de un sistema dinámico. En el diseño e implementación de controladores se requiere establecer parámetros para evaluar el desempeño del sistema, estos parámetros permiten analizar la respuesta en el tiempo al ingresar señales de prueba como entradas de tipo escalón, rampa, parábola e impulso, permitiendo interpretar matemáticamente el controlador.

La respuesta en el tiempo $C(t)$, ver ecuación (6), de un sistema de control ante una entrada de prueba se divide en dos fases, respuesta transitoria C_{tr} la cual corresponde al comportamiento del sistema desde el estado inicial hasta el punto de estabilización. y la respuesta en estado estacionario $C_{ss}(t)$, que representa el comportamiento de este cuando ha transcurrido mucho tiempo (Ogata, K., 1998).

$$C(t) = C_{tr} + C_{ss}(t) \quad (6)$$

2.4.3 Estabilidad absoluta, relativa y error en estado estable. En el diseño de sistemas de control es importante determinar si este es capaz de llegar al equilibrio o si por lo contrario es inestable, a esto se le conoce como estabilidad absoluta; también es relevante comprender que esta estabilidad no se da repentinamente, si no que va a estar determinada, como se mencionó, por una respuesta transitoria y una en estado estable. Estas características se pueden cuantificar por medio de dos factores importantes que son la estabilidad relativa y el error en estado estable. La estabilidad relativa permite conocer las características transitorias del sistema que van desde el

inicio de la respuesta hasta el punto de estabilización, mientras que el error en estado estable permite conocer que tan exacto llegó a ser el punto de equilibrio respecto al *setpoint*.

2.4.4 Sistemas de primer orden. Se denomina sistema de primer orden, a aquel que posee un solo elemento almacenador de energía, esto quiere decir que su función de transferencia tiene un único polo en el denominador, por otro lado, el numerador puede ser, en el caso más sencillo, una constante como se muestra en la ecuación (7), donde G representa la ganancia del sistema y T la constante de tiempo.

$$H(s) = \frac{G}{Ts+1} \quad (7)$$

Por medio de la estabilidad relativa podemos cuantificar las características de la respuesta transitoria de un sistema de primer orden ante una entrada de prueba tipo escalón, estas características se pueden determinar por medio de la constante de tiempo T y son: tiempo de establecimiento o t_s , que corresponde al tiempo en que la respuesta alcanza cierto porcentaje del valor final (Ver Figura 6); tiempo de levantamiento o t_r , que es el tiempo en que la respuesta pasa del 10 al 90% del valor final y el error en estado estable e_{ss} que indica que tan alejado está la respuesta después de mucho tiempo del valor de entrada o *setpoint* (Ogata, K., 1998).

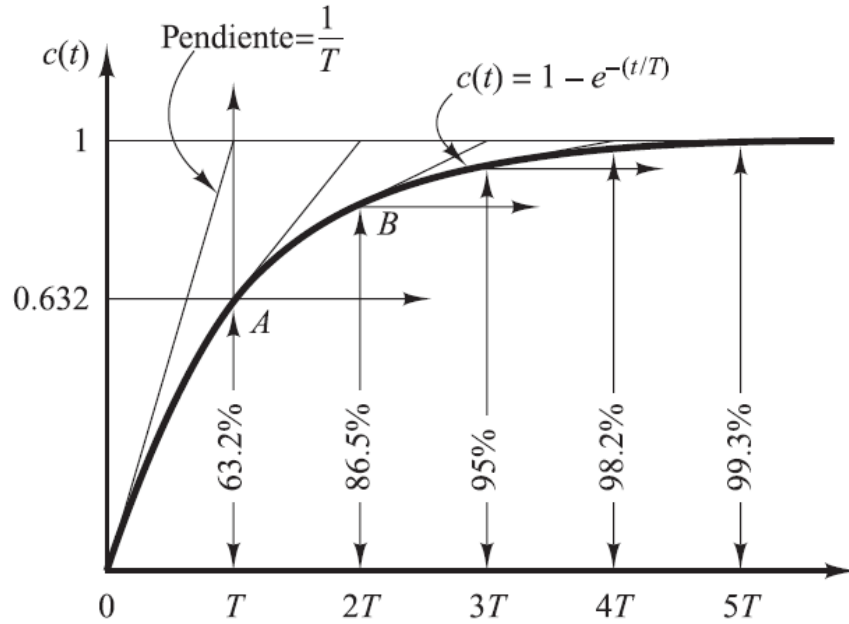


Figura 6. Respuesta al escalón de un sistema de primer orden. Adaptado de Katsuhiko Ogata (1998).

2.4.5 Sistemas de segundo orden. Se denomina sistema de segundo orden, a un sistema que posee dos elementos almacenadores de energía y su función de transferencia está determinada por la ecuación (8), donde W_n representa la frecuencia natural del sistema y ζ representa el factor de amortiguamiento. Estos pueden presentar tres tipos de respuesta transitoria según la raíz del polinomio, como se muestra en la ecuación (9) (Ogata, K., 1998).

$$H(s) = \frac{W_n^2}{s^2 + 2\zeta W_n s + W_n^2} \quad (8)$$

$$s_{1,2} = -\zeta W_n \pm W_n \sqrt{\zeta^2 - 1} \quad (9)$$

Si $\zeta > 1$, indica que los polos en lazo cerrado del sistema sean reales y diferentes, lo cual genera una respuesta transitoria de forma exponencial conocida como sobreamortiguada, si $\zeta = 1$, existen dos polos reales iguales, causando una respuesta transitoria de forma exponencial o críticamente

amortiguada y finalmente si $0 < \zeta < 1$, hay un par de polos complejos conjugados, generando una respuesta transitoria oscilatoria conocida como subamortiguada.

El desempeño de un controlador lineal en el dominio del tiempo, cuya entrada de prueba es una función escalón, está definido por las siguientes características: la sobreelongación u *-overshoot-* M_p que representa el valor pico máximo de la señal de salida respecto al valor final en forma de porcentaje; T_d es el tiempo requerido para que la señal de salida alcance por primera vez la mitad de su valor en estado estable; T_s o tiempo de establecimiento, es el tiempo requerido para que las oscilaciones permanezcan en un 2% de su valor en estado estable; T_r o tiempo de subida, expresa el tiempo requerido para que la respuesta pase del 10% al 90% de su valor en estado estable, T_p o tiempo pico, es el tiempo requerido para que la respuesta alcance el valor máximo. En la Figura 7 se ilustran las características de desempeño en un sistema de segundo orden.

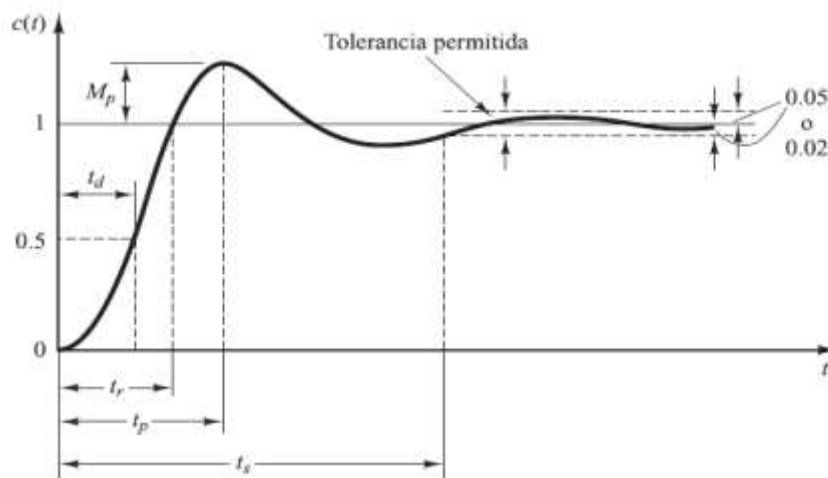


Figura 7. Respuesta de un sistema de segundo orden ante una entrada escalón. Adaptado de Katsuhiko Ogata (1998).

2.4.6 Control PID. La finalidad de un sistema de control es llevar la variable de interés de un proceso a un valor deseado, teniendo en cuenta la señal de error; para llevar a cabo la acción

correctiva existen controladores que a partir de una serie de constantes llevan el proceso al equilibrio; uno de estos es el control PID, donde dependiendo de la selección de estas variables se consigue una respuesta aproximada al comportamiento deseado para el sistema. El esquema general de un sistema de control PID se observa en la Figura 8.

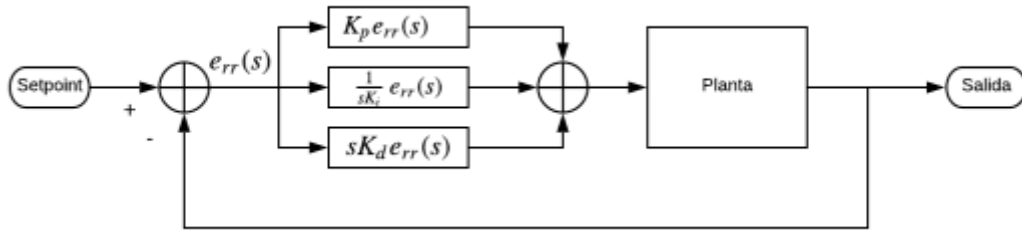


Figura 8. Diagrama de bloques general de un sistema de control PID para un proceso.

La ecuación característica de un controlador PID se presenta en la ecuación (10) donde k_p expresa la acción de control proporcional que multiplica la señal de error, se encarga de aumentar la velocidad del sistema, pero no corrige el error en régimen permanente y puede llevar a la inestabilidad dependiendo de su valor; T_i representa la acción de control integral, acumula el error a través del tiempo por medio de la integral del mismo, lo cual lleva a reducirlo en la respuesta en régimen permanente; T_d representa la acción de control derivativa, es proporcional a la variación del error respecto al tiempo, este tipo de acción de control es útil para sistemas donde se busca rapidez, dado que predice el error mediante el cálculo de la pendiente y realiza su corrección, no obstante, presenta sensibilidad al ruido en la medición debido a que amplifica pequeñas variaciones de la señal del sensor.

$$G_c(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (10)$$

2.4.7 Efecto Wind-Up. En la práctica, es usual encontrar actuadores limitados físicamente ya sea en amplitud o en velocidad de respuesta; este hecho, sumado a un controlador con parte integrativa, lleva a que el error en la salida se integre continuamente aún si la acción de control se encuentra saturada, demandando al actuador valores que superan sus limitaciones, ocasionando sobreelongaciones fuertes llevando a una respuesta transitoria lenta.

Este efecto indeseable puede ser evitado disminuyendo las exigencias del sistema de modo que la actuación no se vea saturada o implementando diseños que tengan en cuenta dichas limitaciones. La ecuación (11) modela el método seguimiento integral o compensación *-anti-windup-*, el cual soluciona este efecto arrojando un valor máximo, u_{max} o mínimo, u_{min} de actuación cuando la salida del controlador, $u(t)$ se encuentra saturada (Goodwin, G., Graebe, S. y Salgado, M., 2006).

$$U(t) = \begin{cases} u_{max}, & u(t) > u_{max} \\ u(t), & u_{min} < u(t) < u_{max} \\ u_{min}, & u(t) < u_{min} \end{cases} \quad (11)$$

3. Diseño e Implementación

En este capítulo se lleva a cabo el diseño del mecanismo encargado de calentar y soportar el sustrato, para efecto de este libro dicho mecanismo será llamado *portasustrato*; también se comprende el diseño de los sistemas electrónicos que dan soporte al mismo y permiten al sistema controlar su temperatura según un valor de consigna ajustable entre 100 y 300°C. Una vez descrito

físicamente el mecanismo la sección se desarrolla en torno a tres pilares principales que son: sistema de potencia, medición de temperatura y control, de estos tres puntos se desprenden subsistemas que trabajan en conjunto para lograr el cumplir con los objetivos planteados en el documento, en la Figura 9 continuación se muestra un esquema general del sistema.

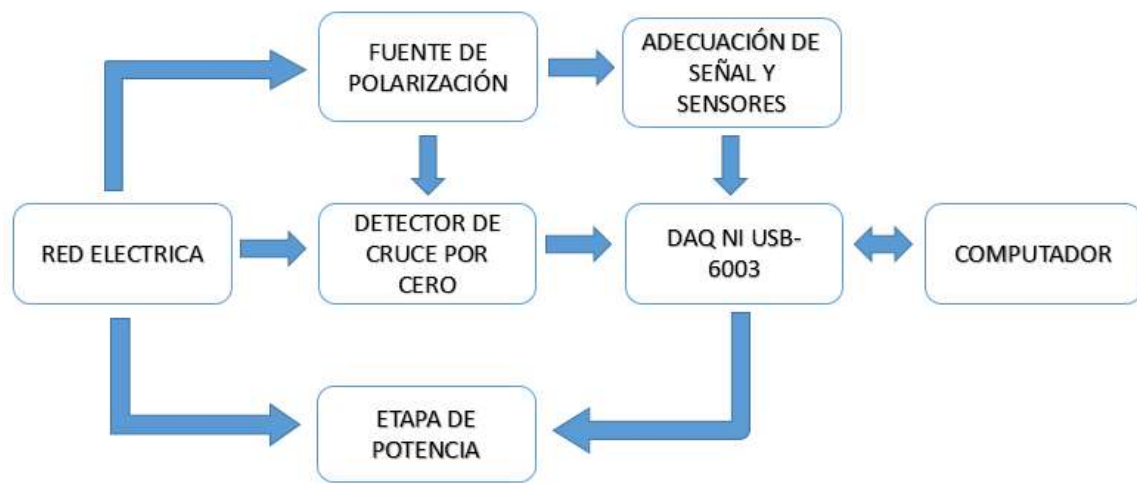


Figura 9. Diagrama de bloques del prototipo.

3.1 Portasustrato

El portasustrato es el mecanismo encargado de calentar de forma homogénea la superficie sobre la cual se deposita la película delgada durante un proceso de síntesis, esta superficie o *sustrato* está compuesta por un par de láminas de vidrio *soda-lime* de dimensiones 25.4 mm x 76.2 mm x 1 mm. Para garantizar la uniformidad de la temperatura se plantea el diseño mostrado en la Figura 10 donde se emplean tubos o lámparas halógenas puesto que estas permiten alcanzar altas temperaturas utilizando radiación térmica como mecanismo de transferencia de energía y debido

a que no liberan gases durante su funcionamiento evitan contaminar el proceso y preservan el vacío presente en la cámara.

Teniendo en cuenta que las lámparas irradian energía en todas las direcciones se decide utilizar superficies reflectantes para redirigir el haz de luz hacia la parte inferior del portasustrato y aumentar la eficiencia del sistema, para ello se plantea utilizar acero inoxidable pues es resistente a la corrosión que pueda presentarse dentro de la cámara y permite, mediante métodos industriales, conseguir una superficie con las características mencionadas.

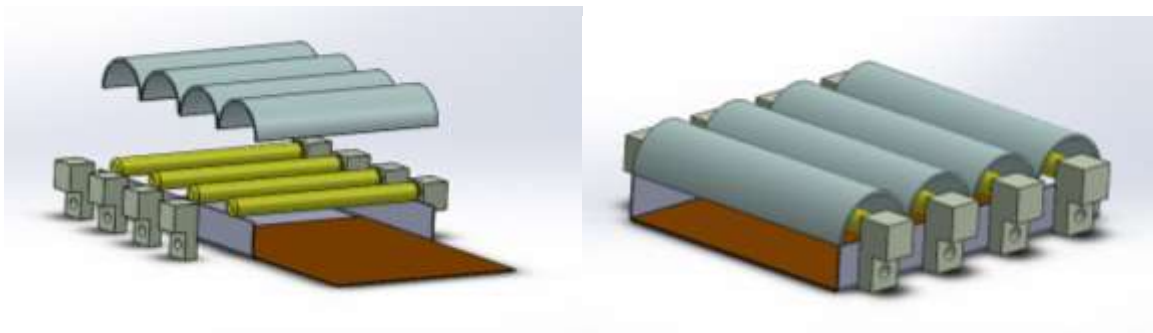


Figura 10. Diseño de portasustrato

La fabricación del portasustrato exigió cambios respecto al diseño anterior en cuando a la superficie reflectante con el fin de facilitar su construcción, el resultado final se muestra en 11 donde se observa la ubicación del sustrato.



Figura 11. Prototipo de portasustrato.

3.2 Control AC de línea *On-Off*

Con el fin de variar la potencia entregada por la red a la carga, en este caso un arreglo de lámparas halógenas, se plantea un control AC de línea tipo *on-off*, el cual es ideal para aplicaciones de control de temperatura debido a su naturaleza lenta, dada por una constante de tiempo en el orden de minutos (Sección 2.4.4). Para implementar el control de potencia propuesto se diseñan dos etapas que se muestran a continuación, estas son: etapa de sincronización y etapa de mando y potencia.

3.2.1 Detector de cruce por cero. Para la construcción del sistema encargado de la detección de cruces por cero -ZCD- de la señal de tensión de la red, se selecciona el optoacoplador *MOC3041* fabricado por *MOTOROLA* que integra un circuito *zero voltage crossing*, cuya señal de entrada es una media onda rectificada proveniente del secundario de un transformador con relación de tensión entre el primario y secundario de 115/12, un diodo de referencia D1N4007 y una resistencia limitadora de corriente, el circuito descrito se muestra en la Figura 12. Gracias a esta configuración, en el semiciclo negativo de la red el rectificador no permite el paso de corriente al optoaislador

evitando que el *LED* interno del integrado se excite, este estado lleva al circuito de detección interno a desactivar el *optotriac* del mismo, evitando el flujo de corriente en la etapa de salida, la cual corresponde a una conexión *-PULLDOWN-*, que genera un alto digital o 5 [V]; o en caso contrario, en el semiciclo positivo, un bajo digital o 0 [V] aproximadamente, para posteriormente ser leído por la etapa de adquisición de datos.

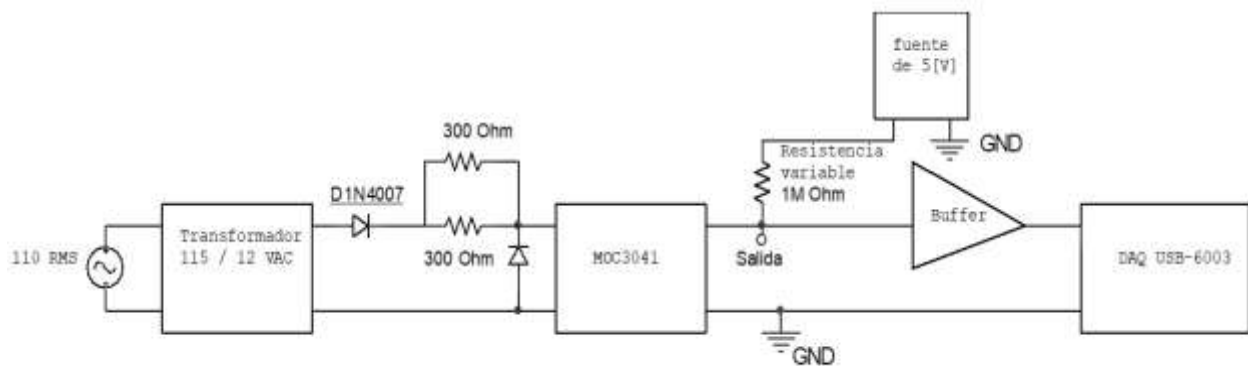


Figura 12. Circuito propuesto para la detección de cruce por voltaje cero.

El circuito propuesto es simulado en *Pspice* en tiempo para corroborar su funcionamiento, encontrando que entre el instante de cruce por el nivel de 0 [V] del secundario del transformador, la detección y generación del respectivo pulso se presenta un retardo de aproximadamente 0.20ms como se evidencia en la Figura 13, este es posible mejorar reduciendo la resistencia encargada de limitar la corriente pero debido a que esto aumenta la potencia en la misma se prefiere trabajar con este retardo, el cual, comparado con el periodo de la señal de la red es despreciable.

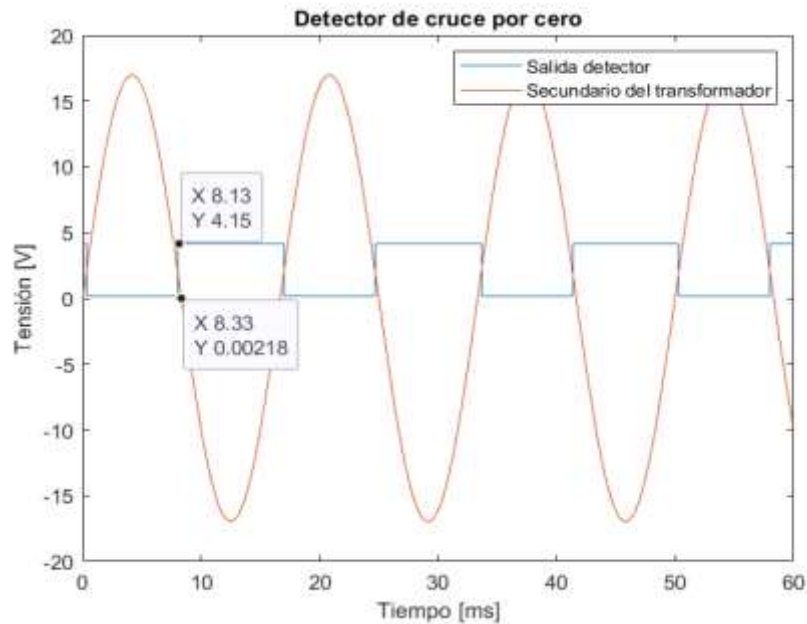


Figura 13. Tensión del secundario del transformador y salida del circuito detector de cruces por cero.

3.2.2 Etapa de mando y potencia. Con el fin de transferir la potencia deseada a las lámparas se plantea el sistema mostrado en la Figura 14, donde se tiene un dispositivo de mando, el cual se encarga de enviar señales para el control del conmutador las cuales consisten en modulaciones por ancho de pulso -PWM- con el ciclo útil requerido; con el fin de aislar los sistemas digitales de sobretensiones y en general del sistema de potencia, el disparo de este se hace a través de un integrado optoacoplador tipo *optotriac* de referencia MOC3011 cuya entrada recibe un 0 o 1 lógico, lo que se traduce a la salida en la conexión y desconexión de la carga.

El sistema de potencia está compuesto por un arreglo de 4 lámparas halógenas de 300W de la marca *General Electric* conectadas en paralelo como carga; un TRIAC de referencia BTA26-6000 con corriente nominal de 25 [Arms] que soporta 600 [Vrms] en estado de desconexión y una fuente AC de 110 [Vrms] suministrada por el Sistema Interconectado de Nacional -SIN-.

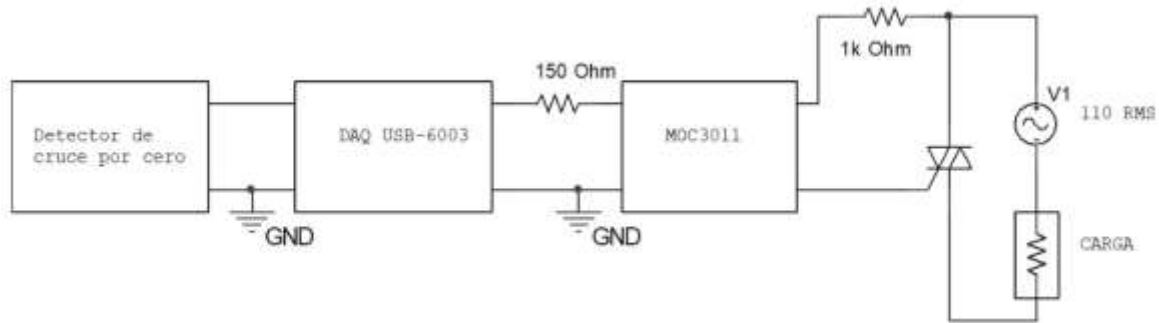


Figura 14. Control AC de línea.

Se procede a simular el diseño propuesto con el fin de observar el funcionamiento del conmutador cuando se ingresa una señal de PWM con un ciclo útil del 50%, el resultado se observa en la Figura 15 para la elección de la duración de dicha señal se buscó encontrar un equilibrio entre los valores posibles de ciclo útil y el periodo de la señal generada, se plantea entonces, que el periodo de la señal de sea tal que contenga 30 ciclos senoidales; con esto se obtiene un amplio rango de valores de ciclo útil y se consigue ejecutar mayor cantidad de ciclos por unidad de tiempo como se observa en la tabla 1.

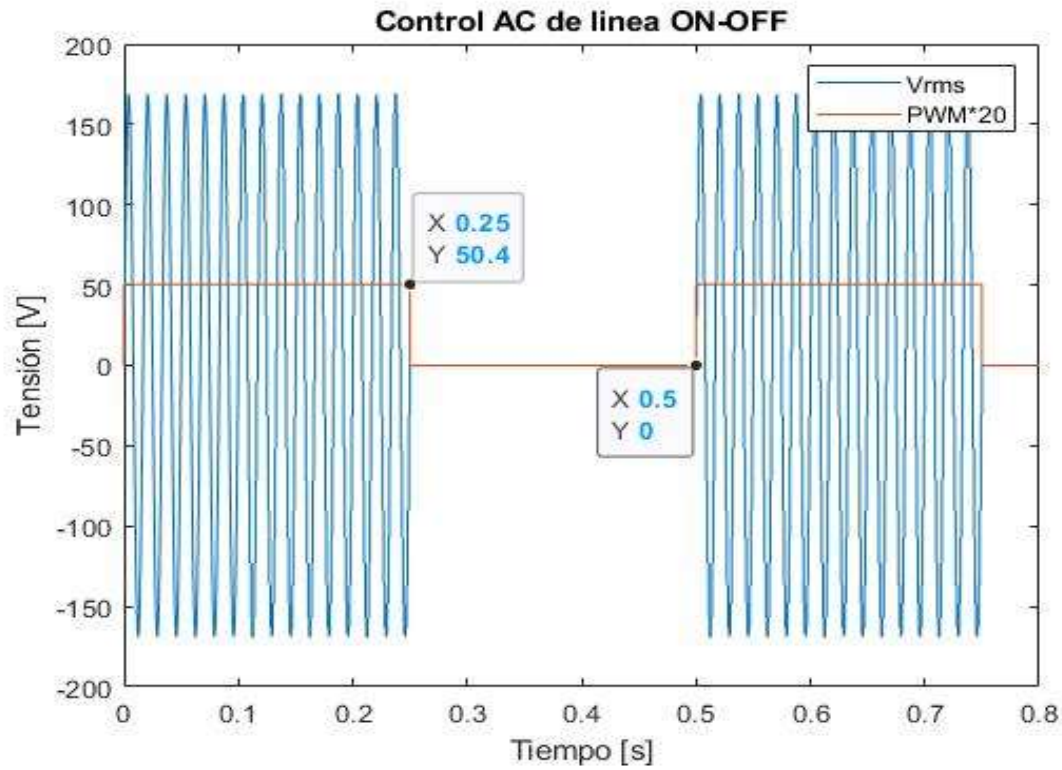


Figura 15. Control AC de línea y PWM con ciclo útil del 50 %

Tabla 1.

Comparación de valores de ciclo útil y periodo de señal PWM.

Periodo [ciclos]	$K = 5$	$K = 30$	$K = 50$
Ciclo útil %D	ciclos activos n	ciclos activos n	ciclos activos n
10	NA	3	5
20	1	6	10
30	NA	9	15
40	2	12	20
50	NA	15	25
60	3	18	30
70	NA	21	35

Periodo [ciclos]	$K = 5$	$K = 30$	$K = 50$
80	4	24	40
90	NA	27	45
100	5	30	50
Tiempo de PWM [s]	0.0833	0.5	0.833

3.2.3 Fuente de tensión. Para el diseño de la fuente se cuenta previamente con un transformador de 115 a 12 VAC, de esta manera se genera una protección en los equipos electrónicos, aislando la tierra DC de la red. El circuito está compuesto por un puente rectificador de onda completa que arroja una tensión pico de 17 [V] y un filtro pasivo el cual disminuye el rizado de la señal para posteriormente ser regulada a 5 voltios continuos por medio del regulador LM7805 cuya entrada máxima de tensión es 25 [V] y tiene una salida de corriente de máximo 1.5 [A] .En la Figura 16 se observa el diseño propuesto, los valores de elementos pasivos implementados para la fuente de alimentación se encuentran en la tabla 2.

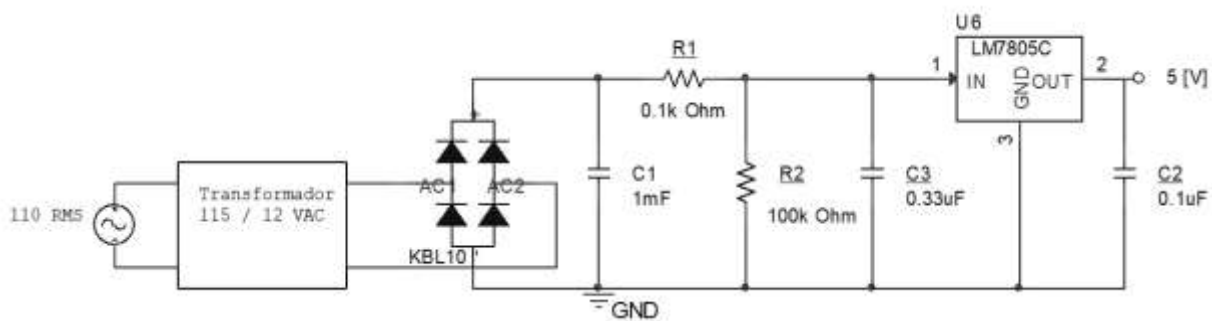


Figura 16. Fuente de alimentación de 5V.

Tabla 2.

Valores de componentes pasivos para la implementación de la fuente de 5V.

FUENTE DE TENSIÓN 5 [V]		
ELEMENTO	VALOR CALCULADO	VALOR MEDIDO
R1	0.1 $k\Omega$	0.0982 $k\Omega$
R2	100 $k\Omega$	98.3 $k\Omega$
C1	1 mF	935 μF
C2	0.1 μF	0.094 μF
C3	0.33 μF	0.347 μF

3.3 Tarjeta de adquisición de datos

Para la implementación del sistema se hace necesario el procesamiento de señales, las cuales son adquiridas y transformadas permitiendo la operación automática del mismo; esta necesidad de automatización exige algoritmos que ejecuten rutinas programadas y generen señales de control a partir de lecturas de temperatura en tiempo real; para tal fin se hace uso de dispositivos fabricados con las características mencionadas anteriormente, los cuales varían en gran medida según la aplicación.

Para el desarrollo de este proyecto se plantea el uso de una tarjeta de adquisición de datos de la marca *National Instruments*, se selecciona el modelo *USB-6003*, la cual cuenta con 13 puertos digitales tipo *IN/OUT*, 8 entradas analógicas con ADCs -*Analog to Digital Converter*- tipo *SAR - Successive approximation*- de 16 bits con rango de entrada de ± 10 [V] y frecuencia de muestreo máxima de 100 [kS/s], la cual aunque sea baja en comparación con otras tarjetas disponibles en el mercado es suficiente para lograr un buen muestreo de la señales a adquirir.

3.4 Medición de temperatura

El diseño de la etapa de sensado consta de 3 termocuplas tipo K, fabricadas a partir de dos aleaciones, Níquel-Cromo (cromel) y Níquel-Aluminio (alumel), estas se encuentran ubicadas en distintos puntos del sustrato con el fin de obtener una medición uniforme de la temperatura en toda la superficie el mismo. Este sensor fue elegido porque opera en el rango deseado, es asequible comercialmente y es de bajo costo lo que permite su reemplazo.

El dispositivo en cuestión presenta no linealidad en su comportamiento como se evidencia en la Figura 17 donde se compara la temperatura en la unión caliente contra la recta de referencia y se encuentra una desviación superior a 4 [°C], para corregir dicha desviación el NIST -*National Institute of Standards and Technology*- plantea el polinomio que se muestra en la ecuación 12 cuyas constantes enunciadas en la tabla 3 aproximan una función inversa derivada de la tabla de referencia establecida por el estándar ITS-90 -*International Temperature Scales of 1990*- que expresa la temperatura T en °C en función de la tensión E en μV en la unión de medida; el resultado de este proceso se muestra en la Figura 18 donde se evidencia que corrige el rango de error hasta mantenerlo entre ± 0.04 [°C] (Burns, G., Burns, G., Scroger, M., Strouse, G., Croarkin, M., & Guthrie, W., 1993) (Quinn, T., 1990).

$$T = c_0 + c_1E + c_2E^2 + \dots + c_nE^n \text{ [}^\circ\text{C]} \quad (12)$$

Tabla 3.

Constantes de aproximación de la función inversa para obtener la temperatura T [°C] en función de voltaje E [μ V] en la unión de medida para termocuplas tipo K.

Rango de temperatura	0 a 500 [°C]	500 a 1372 [°C]
Rango de voltaje	0 a 20644 [μ V]	20644 a 54886 [μ V]
c_0	0.00000	-1.318058×10^2
c_1	2.508355×10^{-2}	4.830222×10^{-2}
c_2	7.860106×10^{-8}	-1.646031×10^{-6}
c_3	$-2.503131 \times 10^{-10}$	5.464731×10^{-11}
c_4	8.315270×10^{-14}	$-9.650715 \times 10^{-16}$
c_5	$-1.228034 \times 10^{-17}$	8.802193×10^{-21}
c_6	9.804036×10^{-22}	$-3.110810 \times 10^{-26}$
c_7	$-4.413030 \times 10^{-26}$	
c_8	1.057734×10^{-30}	
c_9	$-1.052755 \times 10^{-35}$	

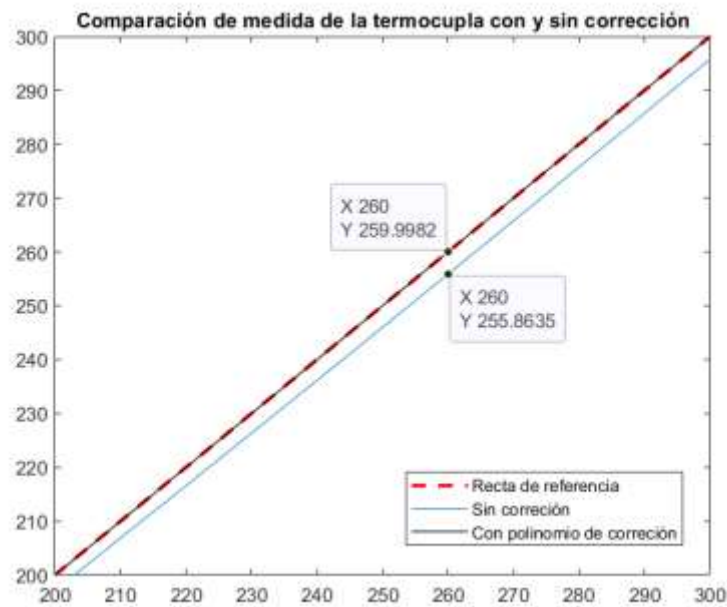


Figura 17. Gráfica de comparación en la medida de la termocupla con respecto a la recta de referencia.

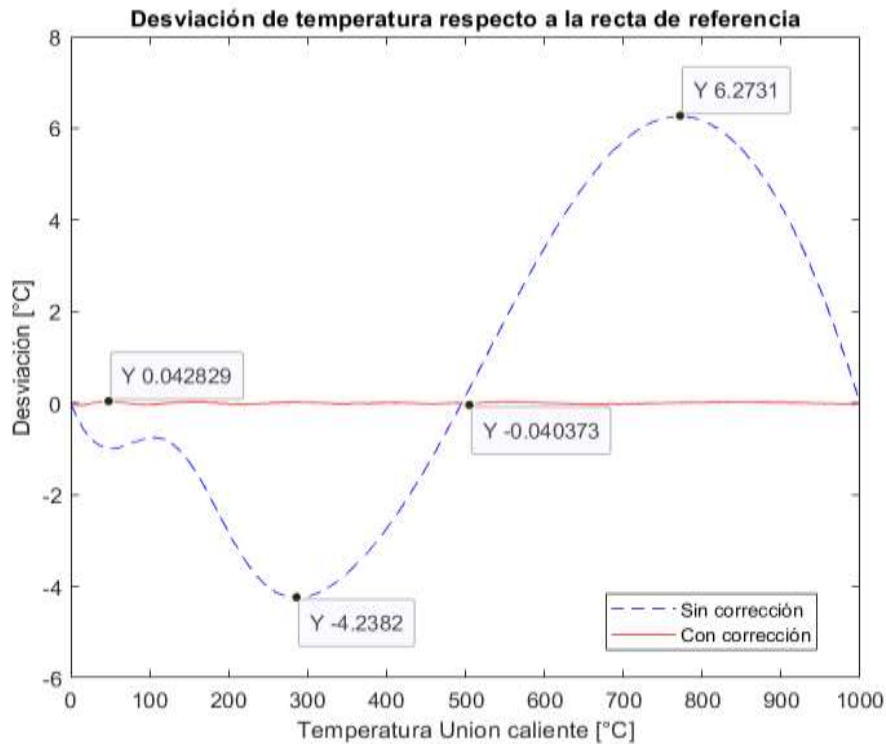


Figura 18. Gráfica de la diferencia entre la medida de la termocupla y la recta de referencia.

3.4.1 Compensación de unión fría. El mismo efecto Seebeck, que permite al termopar expresar la temperatura en la unión caliente como una pequeña tensión en continua se presenta cuando los terminales de referencia se conectan a un circuito externo tal como se muestra en la Figura 19, usualmente fabricado con cobre como conductor, generando a su vez otro par de termopares, para este caso, Cromel - Cobre y Alumel - Cobre; este efecto resta a la medición una tensión de offset proporcional a la temperatura a la que se encuentra esta conexión, para no afectar la exactitud de la medida dicho efecto se corrige mediante un proceso conocido como Compensación de Unión Fría -CJC-. La compensación se puede realizar tanto en *hardware* sumando una tensión continua a la medición obtenida contrarrestando el error o por medio de *software* añadiendo al valor leído una tensión proporcional a la temperatura en la nueva unión.

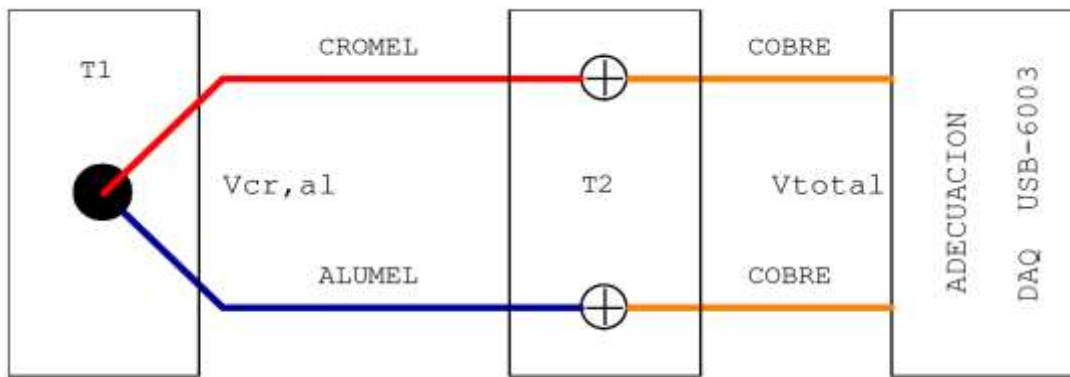


Figura 19. Esquema de conexión de una termocupla a circuito externo con cobre como conductor.

Se plantea realizar la compensación por *software* de acuerdo con la ecuación (13) adicionando a la lectura de tensión del termopar un valor correspondiente con la temperatura en la unión de los terminales con el circuito externo.

$$V(T1)_{cr,al} = V_{Total} + V(T2)_{cr,al} \quad (13)$$

Dada la baja sensibilidad del sensor, 40.981 [$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$] para el caso de termopares de aleación Cromel / Alumel, se requiere amplificación previa a la lectura por los ADCs de la tarjeta de adquisición, para esto se desarrolla una etapa de adecuación de la señal proveniente de los mismos la cual tiene como objetivo aumentar la relación entre voltaje y temperatura logrando mejorar la precisión de la lectura.

Aunque en el mercado existen dispositivos diseñados específicamente para esta necesidad, como el integrado AD595 fabricado por *Analog Devices*, en este trabajo se opta por realizar la implementación a partir de componentes discretos y amplificadores operacionales -*opamp*- lo cual disminuye ampliamente costos permitiendo así realizar la adecuación para múltiples sensores.

3.4.2 Adecuación de señal de termocupla.

3.4.2.1 Amplificación. Teniendo en cuenta la resolución y el rango máximo del ADC, se tiene por la ecuación (14), un paso mínimo de cuantización de aproximadamente 306 [μV], este valor se tiene en cuenta para el cálculo de la ganancia en la etapa de amplificación, donde se busca aumentar la relación voltaje-temperatura, teniendo en cuenta la naturaleza del proceso y del transductor no es necesario trabajar con temperaturas ni voltajes negativos por ende solo se usa el rango positivo del convertidor.

$$\text{paso de cuantización} = \frac{\text{rango máximo}}{2^N \text{ Bits}} (14)$$

Se calcula que la ganancia máxima antes de saturar el convertidor es aproximadamente 238 [V/V] en el caso de mayor tensión con 1000 [$^{\circ}\text{C}$] en la unión caliente del termopar, es decir, 41.276 [mV] en la unión fría; para evitar llegar a este límite se trabaja con una ganancia de 170 [V/V] con la cual se obtiene una sensibilidad total del sistema sensor-adequación de 7 [mV/ $^{\circ}\text{C}$] permitiendo una buena lectura por el convertidor.

Para lograr la ganancia deseada, se implementan dos etapas en cascada, la primera consta de un amplificador operacional en configuración restadora, cuya salida está definida por la ecuación (15), la cual permite tener un buen rechazo al modo común -*CMRR*- gracias a su entrada diferencial y simetría a la hora de ajustar el valor de las resistencias en las entradas inversora y no inversora; la segunda etapa para cuenta con una menor amplificación y está conformada por un *opamp* configurado como no inversor cuya ganancia está dada por la ecuación (16), las etapas anteriormente mencionadas se evidencian en la figura (21) .

$$V_{O1} = V_{tk+} \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - V_{tk-} \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \cong (V_{tk+} - V_{tk-}) \left(\frac{R_2}{R_1} \right) (15)$$

$$V_{O_4} = V_{O_4} \left(\frac{R_6}{R_5} \right) \quad (16)$$

3.4.2.2 Filtrado en frecuencia. Se conoce como filtro al circuito diseñado para permitir el paso de cierta banda de frecuencias, mientras el resto de las señales fuera de esta son atenuadas o rechazada; existen 4 tipos filtros: pasa bajas, pasa altas, pasa banda y rechaza banda; estos a su vez pueden ser filtros pasivos o activos dependiendo de los componentes que se utilicen para su construcción (Coughlin, R., Driscoll, F., & Bautista Gutiérrez, R., 1993).

Parte importante de la adecuación es el filtrado de frecuencias no deseadas que afectan la medición, para este fin se implementa una etapa cuya finalidad es permitir el paso de la señal proveniente del termopar, permitiendo el paso de la componente de DC y rechazando señales externas como ruido de 60 [Hz] proveniente de la red. Para este fin se implementa una serie de filtros activos pasa bajas, los cuales gracias a la selección de sus componentes pasivos generan la respuesta en frecuencia deseada y a los componentes activos, para este caso *opamps*, que permiten la conexión en cascada de las distintas etapas por su baja impedancia de salida.

Para el caso de estudio se diseñó un filtro compuesto por tres etapas con frecuencia de corte 6 [Hz] conectados en cascada con topología polo simple y seguidor de tensión, la función de transferencia y frecuencia de corte del filtro obtenida se muestra en la ecuación (17) y (18) respectivamente.

$$H(s) = \frac{1}{(1 + sR_{f1}C_{f1})(1 + sR_{f2}C_{f2})(1 + sR_{f3}C_{f3})} \simeq \frac{1}{(1 + sR_{f1}C_{f1})^3} \quad (17)$$

$$Fc_{-3dB} \simeq \frac{1}{2\pi R_{f1}C_{f1}} \quad (18)$$

El resultado de la adecuación se muestra como diagrama de bloques en la Figura 20, se ubicó la segunda etapa de amplificación después de la etapa de filtrado con el fin de compensar la ganancia y obtener al final del sistema la amplificación deseada.

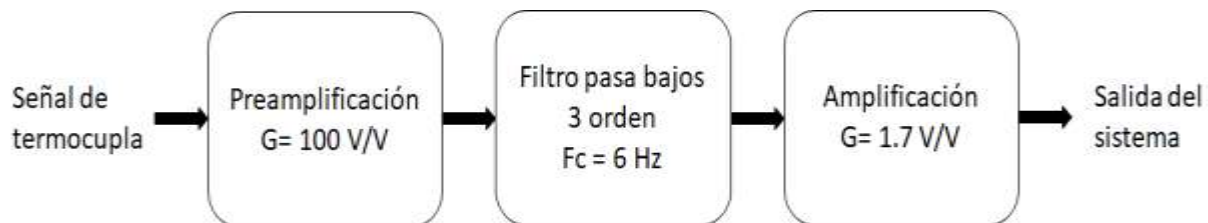


Figura 20. Etapas del circuito de adecuación para las termocuplas.

Para la selección del opamp se tiene en cuenta que para el caso el dispositivo debe presentar buen rechazo al modo común en la entrada o *CMRR*, a perturbaciones que provenientes de la fuente de alimentación o *PSRR* y que presente un bajo nivel de offset referido a la entrada; estas características se encuentran en el amplificador operacional MAX4478 fabricado por *Maxim Integrated* utilizado ampliamente en aplicaciones que requieren inmunidad al ruido como aplicaciones de audio o instrumentación médica (Ver apéndice C), esta referencia permite la polarización simple de máximo 5.5 [V] lo cual se traduce en aproximadamente 700 [°C] y contiene 4 amplificadores por integrado reduciendo el tamaño del circuito impreso.

Finalmente, con las ecuaciones (17) y (18) (para el cálculo de la ganancia y frecuencia de corte) se obtienen los valores de componentes pasivos para el sistema de adecuación los cuales se muestran en la tabla (4), el diseño obtenido mostrado en la Figura 21 es simulado en *Pspice* para comprobar su funcionamiento.

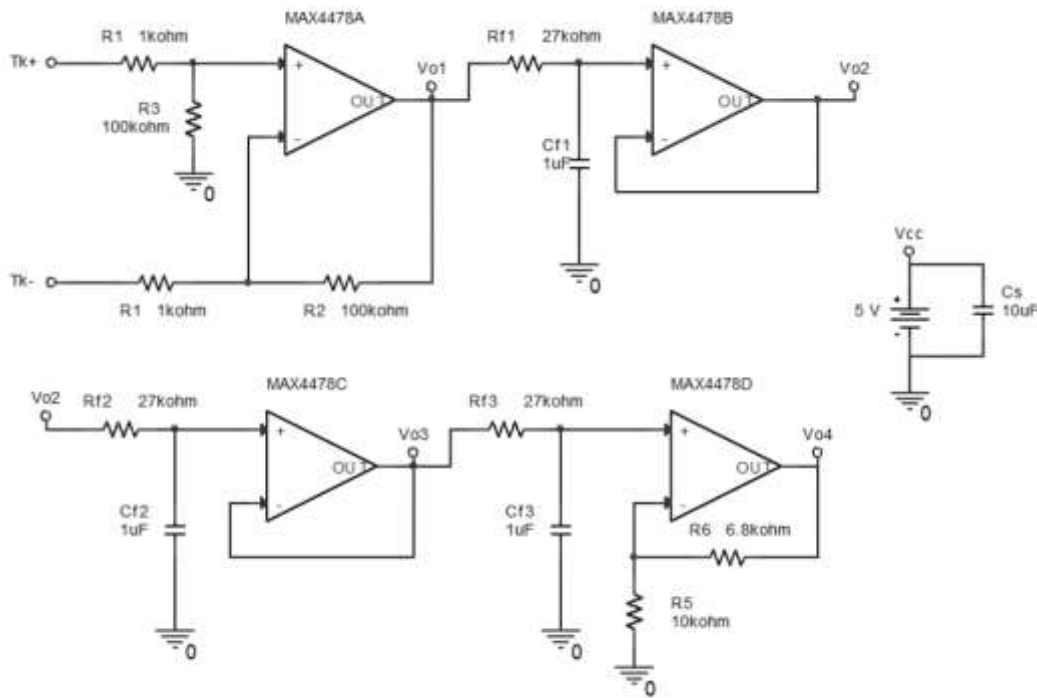


Figura 21. Esquemático del circuito de adecuación para un termopar.

Para analizar el comportamiento del sistema se realiza una serie de barridos en frecuencia y tensión; primero, para observar la respuesta en frecuencia de la ganancia diferencial se simula la termocupla, conectada entre Tk_+ y Tk_- , con una fuente AC en el rango de frecuencias entre 0.001 y 1000 [Hz] evidenciando una banda plana de 44.6 [dB] que se traduce en una ganancia de 169 [V/V] con frecuencia de corte 3 [Hz], esta última difiere de los 6 [Hz] establecidos por la ecuación (18) debido a que cada etapa de filtrado atenúa -3[dB], reduciendo el ancho de banda, lo cual por la naturaleza DC del sensor es despreciable.

Posteriormente se realiza la simulación de la ganancia en modo común cortocircuitando las entradas Tk_+ y Tk_- y conectando una fuente AC en dicha entrada. Finalmente se tiene que el factor de rechazo al modo común o -CMRR- para frecuencias donde se genera ruido no deseable de 60 [Hz] es mayor a 90 [dB], como se evidencia en la Figura 22.

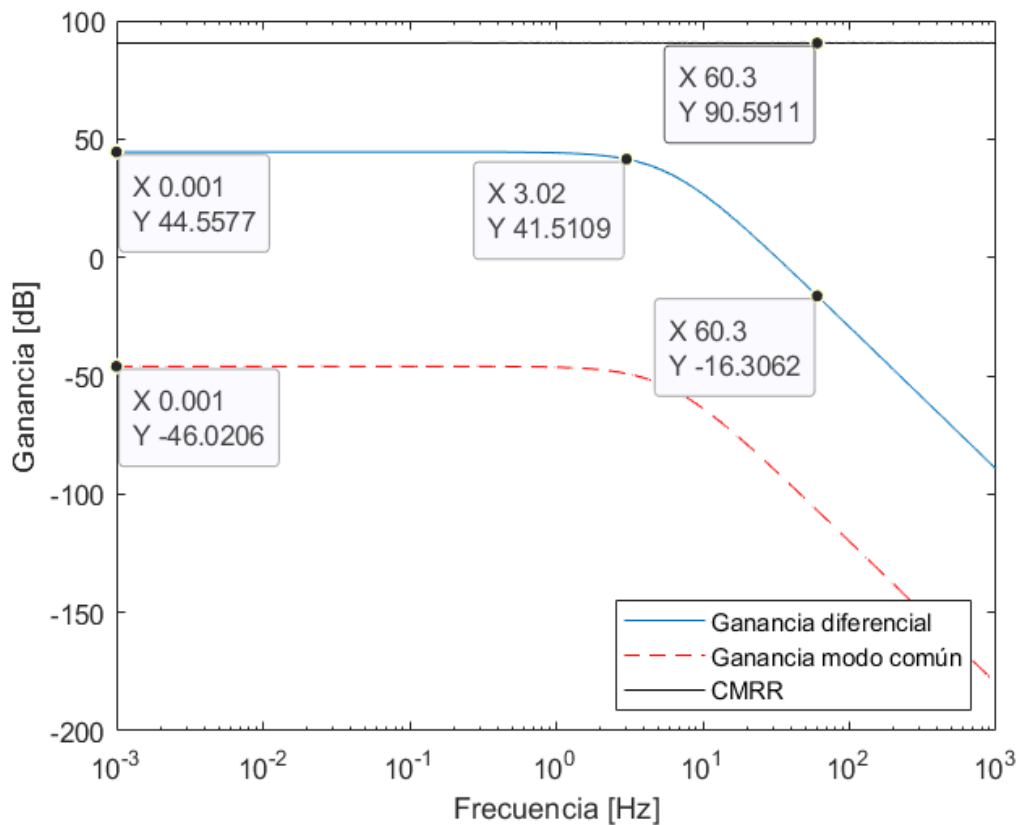


Figura 22. Gráfica de la respuesta en frecuencia para la ganancia diferencial, ganancia en modo común y CMRR del sistema de adecuación en el nodo de salida V_{o4} .

Con el fin de realizar un estudio en continua se realiza un barrido de tensión, conectando una fuente DC entre los terminales de entrada del circuito, esto con el fin de verificar la amplificación del sistema de adecuación; se simula un incremento de temperatura en la termocupla entre 0 y 700 [°C], es decir, de 0 a 30 [mV]; obteniendo la Figura (23) donde se muestran las tensiones en los nodos de salida de preamplificación, nodo V_{o1} y amplificación, nodo V_{o4} .

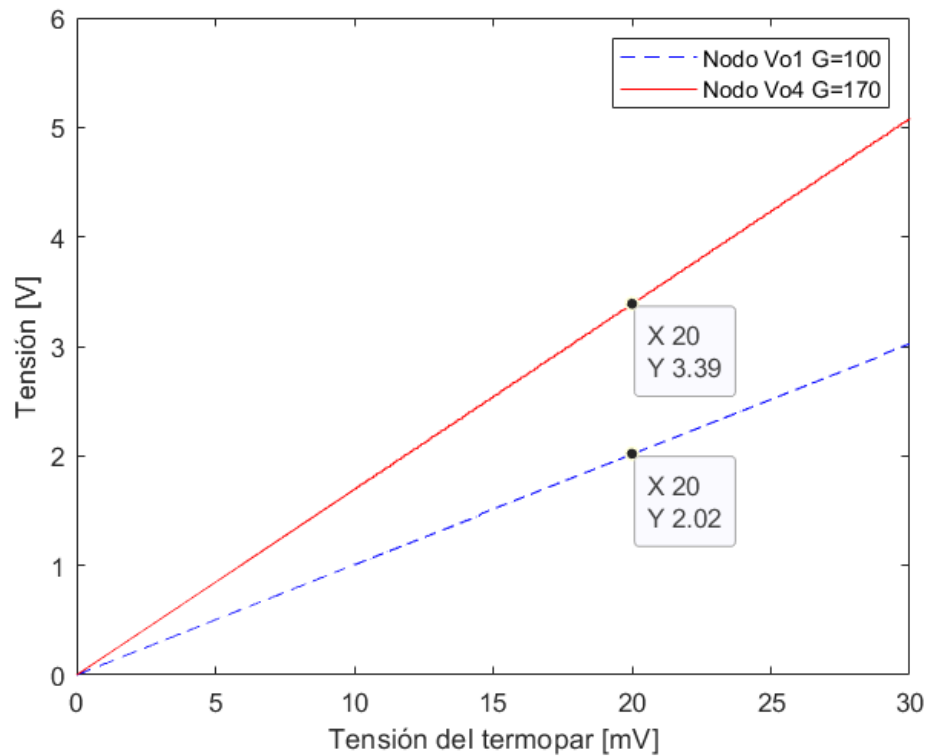


Figura 23. Nodo de preamplificación y amplificación vs tensión de entrada.

3.5 Control PID

Se plantea utilizar control PID para llevar la variable del proceso a la consigna deseada, para este fin es necesario estudiar la naturaleza de la planta, la cual para efectos prácticos es tomada como un modelo caja negra ya que realizar un modelo matemático de la misma resulta tedioso debido a que las ecuaciones que describen los fenómenos físicos presentes en el sistema de calentamiento son de elevado orden; por tal motivo se realiza una estimación de la planta y sintonización de las constantes K_p , K_i y K_d por distintos métodos.

3.5.1 Método de sintonización empírico. El controlador es uno de los aspectos más importantes en este proyecto, se plantea un controlador el cual es obtenido a partir de pruebas experimentales sin estimación de la planta, este método consta de una sintonización empírica de las constantes PID. Se parte de la selección de ganancia proporcional, la cual multiplica la señal de error generando una acción proporcional a este. Este tipo de controlador tiene una limitación debido a que al aumentar su valor de ganancia puede inestabilizar el sistema; para ello se plantea realizar un barrido manual desde Kp igual a 5 hasta obtener un valor que genere un sobreimpulso menor al 10%, esto se logra con una ganancia proporcional igual a 80, luego se agrega la ganancia integral para disminuir la sobreelongación y eliminar el error en estado estable, su sintonización se realizó partiendo desde 0.5 y encontrando el mejor resultado con $Ki = 2$, con lo que se consiguió un error en estado estable del 0.09%, se decide no usar la constante derivativa debido a que las variaciones de temperatura son muy lentas y la naturaleza del sistema no requiere este tipo de control.

3.5.2 Método de sintonización con estimación de planta. Se procede a realizar el segundo método de sintonización PID estimando la planta del sistema, para esto se hace uso de la herramienta *System Identification* de MATLAB, la cual requiere datos de entrada - salida para identificar el modelo dinámico de la planta, en este caso, la función de transferencia de la misma; para esto se lleva a cabo una prueba en lazo abierto ingresando valores fijos de ciclo útil hasta que la temperatura del sustrato se muestre estable; la duración de esta fue de aproximadamente 2 horas, donde se realizó un barrido desde 0 hasta el 100% del PWM con pasos de 10%, esperando en cada caso que la temperatura mostrará su respuesta transitoria y posteriormente su estado estable; se evidencia en la tabla (5) los resultados obtenidos.

Tabla 4.

Temperatura en estado estable para cada valor de ciclo útil.

Entrada	Salida	Entrada	Salida
Ciclo útil	Temperatura en	Ciclo útil	Temperatura en estado
[%]	estado estable [°C]	[%]	estable [°C]
0	27	60	261.802
10	105.859	70	286.763
20	150.009	80	303.925
30	183.743	90	328.325
40	221.434	100	335.842
50	241.980	-	-

Con el vector total de datos recopilado durante la prueba se realiza la identificación y se extrae la función de transferencia representada por la ecuación (19).

$$H(s) = \frac{0.0002333}{s + 1.706e-06} \quad (19)$$

Una vez estimada la planta se realiza la sintonización con la herramienta *sisotool* de MATLAB, la cual permite encontrar un controlador para una planta lineal por diferentes métodos, para este caso se diseña un conjunto de controladores por medio del lugar geométrico de las raíces *-LGR-*, alejando el polo dominante del origen para generar un sistema de respuesta rápida.

Primero, se plantea un control proporcional moviendo el polo del sistema realimentado hacia la izquierda consiguiendo un LGR como se muestra en las Figuras 24, esto se consiguió con una ganancia $Kp = 20$ obteniendo un tiempo de establecimiento de aproximadamente 14 minutos.

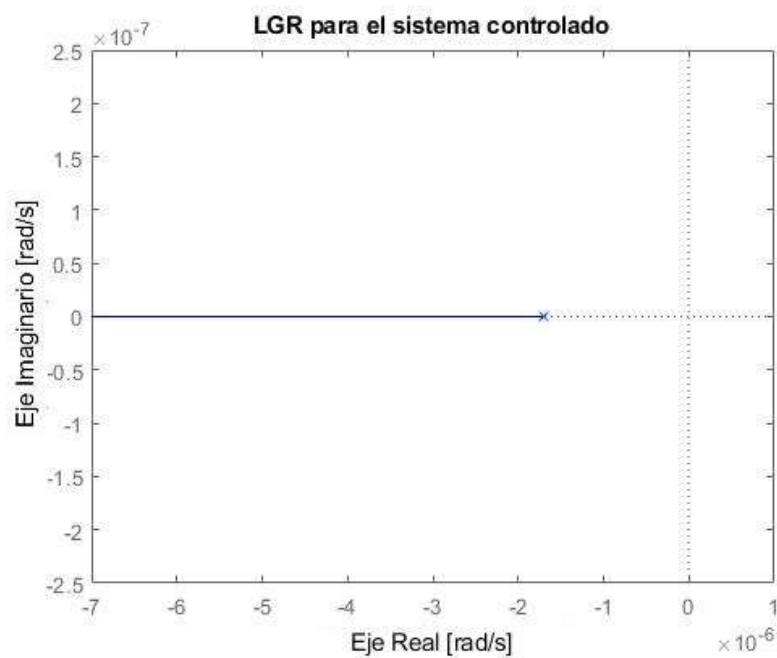


Figura 24. Lugar geométrico de las raíces para el sistema con controlador proporcional de ganancia 20.

Ahora, se plantea un control proporcional - integral repitiendo el método anterior consiguiendo un LGR como se muestra en la Figura 25 con una función de transferencia (20) para el controlador de ganancias $K_p = 450$; $K_i = 1$.

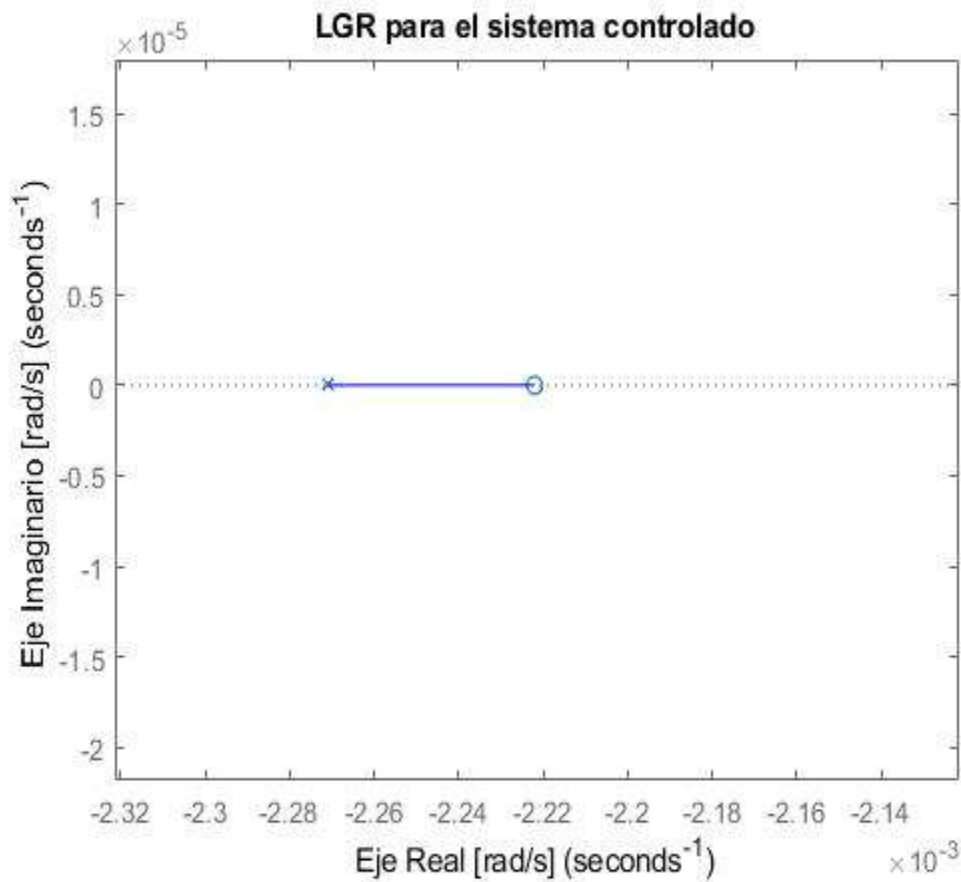


Figura 25. Lugar geométrico de las raíces para el sistema con controlador proporcional - integral de ganancia 450 y 1 respectivamente.

$$C = 450 \left(\frac{s + 0.002222}{s} \right) \quad (20)$$

3.5.3 Método de estimación de la planta por intervalos. Debido a que la relación entre el ciclo útil y la temperatura en estado estable no es lineal, como se evidencia en la Figura 26, la implementación de un único controlador PI para todo el rango no es la mejor opción, por tal motivo se propone emplear un control PI escalonado, para esto se secciona el rango de temperaturas de control en 10 partes, estimando para cada una la planta y diseñando el respectivo controlador.

El conjunto de controladores es sintonizado por medio del lugar geométrico de las raíces obteniendo las ganancias que se muestran en la tabla 6.

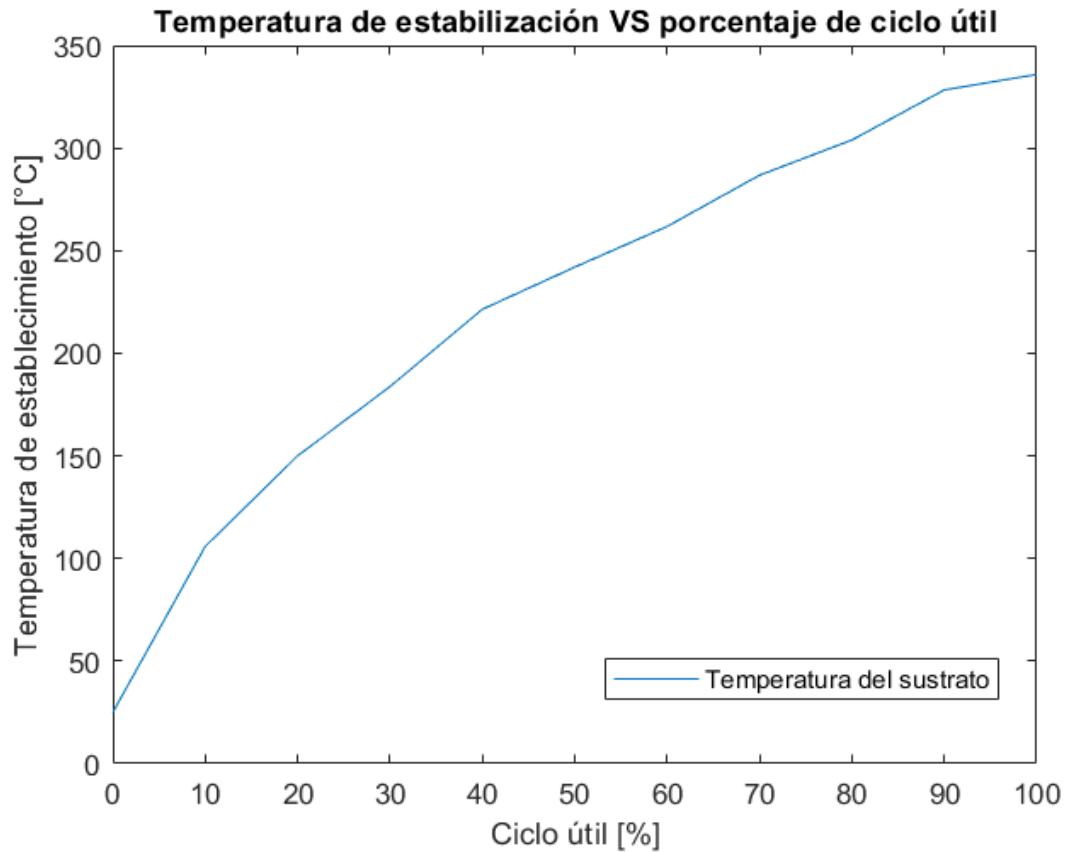


Figura 26. Relación entre ciclo útil vs temperatura en estado estacionario.

Tabla 5.

Conjunto de controladores PI para cada intervalo.

TABLA DE CONTROLADORES		
Rango de temperatura [°C]	Kp	Ki
Menor a 104	111	2.54
104 a 150	105.8	2.22
150 a 182	102.6	1.852

TABLA DE CONTROLADORES		
Rango de temperatura [°C]	Kp	Ki
182 a 220	33.23	1.44
220 a 240	11.556	1.7306
240 a 261	13.57	1.695
261 a 286	14.16	1.7
286 a 301	12.25	1.4285
301 a 326	12.1	1.45
Mayor a 326	10.9	1.695

3.6 Corrección de efecto Wind-Up

Para corregir el efecto *Wind-up* se plantea el método de seguimiento integral mostrado en la sección 2.5, el cual será implementado por medio de software. En la Figura 27 se observa el sistema propuesto por los autores para evitar la saturación del actuador y en la Figura 28 se muestra en simulación la respuesta del sistema con su respectiva acción de control.

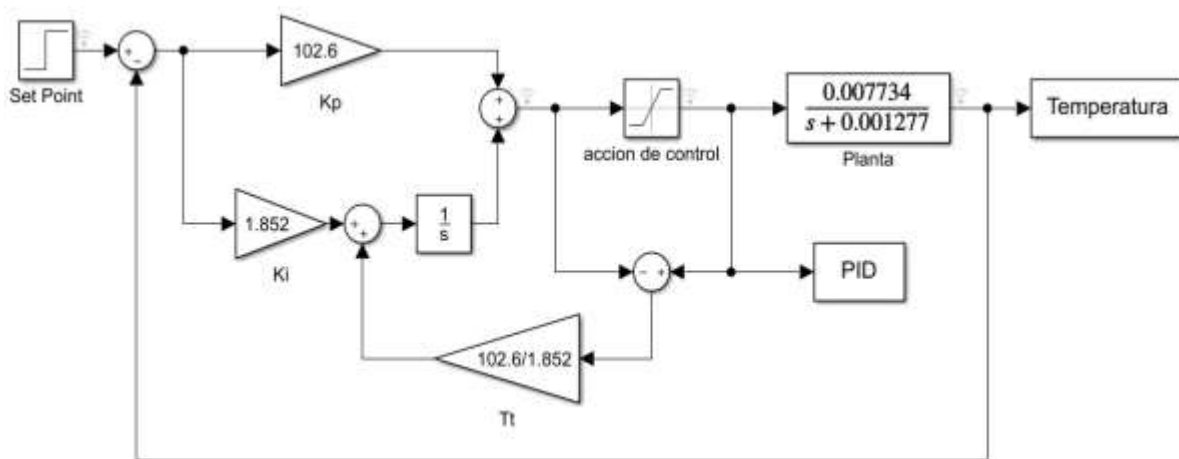


Figura 27. Sistema anti Wind-up.

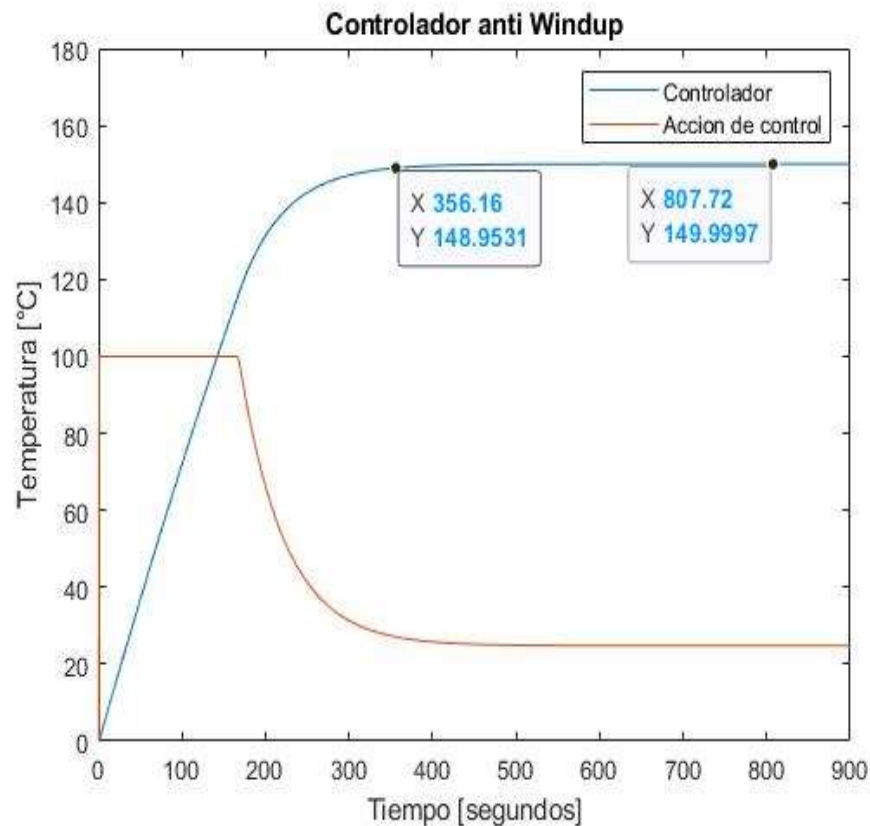


Figura 28. Simulación de la respuesta del sistema con compensación anti-windup para un *setpoint* de 150°C.

4. Análisis y Resultados

Para verificar el correcto funcionamiento de los subsistemas involucrados el sistema de control de temperatura se realizan pruebas que validan los resultados de estos. En este orden de ideas, se plantean pruebas de uniformidad de temperatura lograda por el portasustrato, de sincronización con la red y acción de control y finalmente se evalúa el desempeño de los controladores planteados.

La prueba de homogeneidad en el calentamiento del sustrato consistió en conectar el mecanismo a la red, posteriormente se capturó una imagen infrarroja de la parte inferior el sistema utilizando una cámara termográfica *Fluke TiS50* donde evidencia una correcta distribución de la temperatura según se aprecia en la Figura 29.

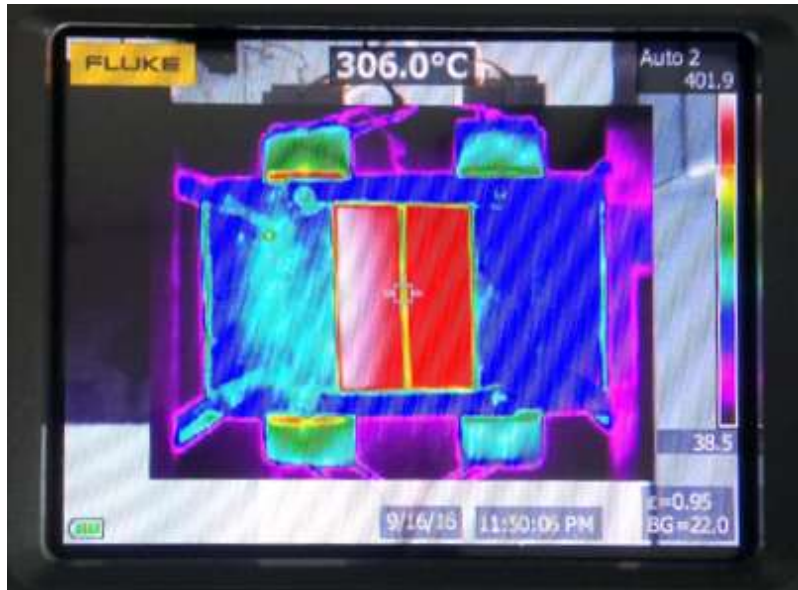


Figura 29. Vista inferior del portasustrato con una cámara termográfica Fluke donde se aprecia la uniformidad de la temperatura en el sustrato.

4.1 Control AC de línea

Se comprueba por medio del osciloscopio portátil *Fluke 190-104* el comportamiento de las diferentes etapas del control AC de línea, se parte del sistema de sincronización donde se obtuvo el comportamiento mostrado en la Figura 30, que evidencia la generación de pulsos en los cruces por voltaje cero de la red eléctrica; una vez verificado dicho funcionamiento se realiza una serie de pruebas al sistema de transferencia de potencia ingresando valores de ciclo útil y visualizando

la respuesta del mismo, el resultado de este experimento para $D = 10\%$ se muestra en la Figura 31.

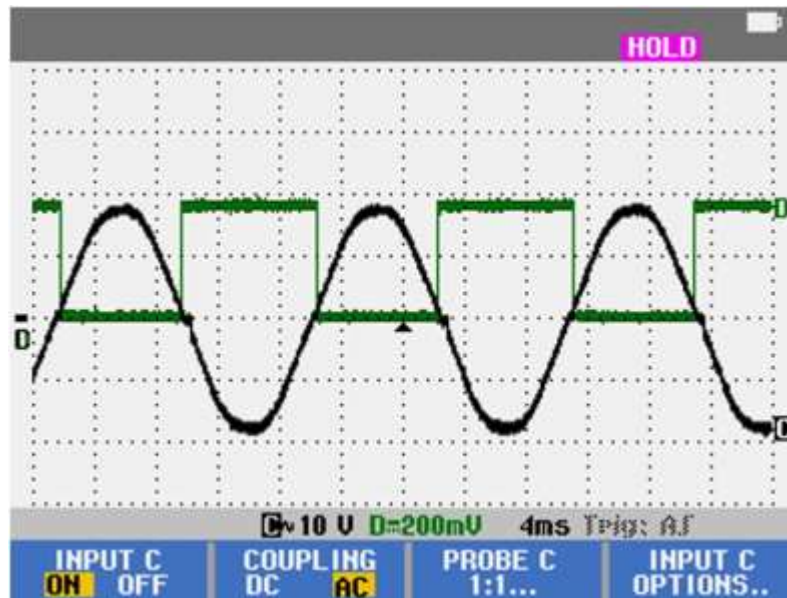


Figura 30. Detector de cruce por cero, sondas x10.

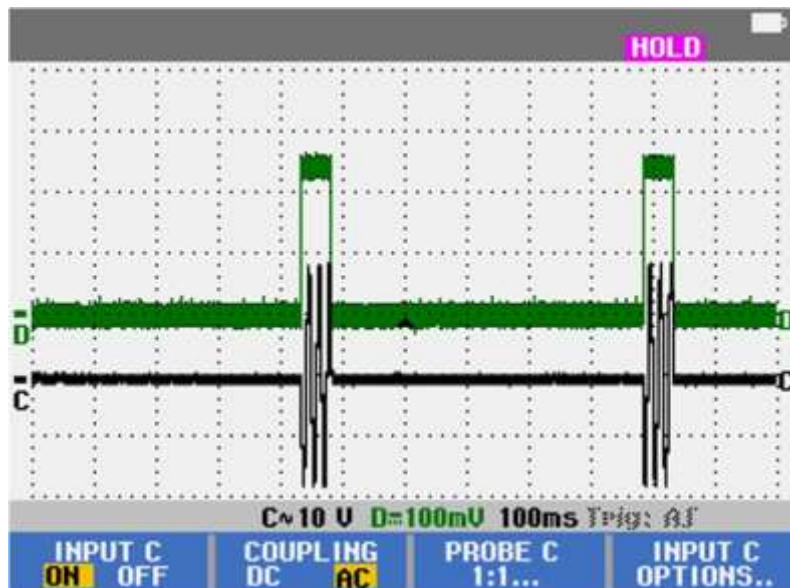


Figura 31. Control AC de línea on-off para $D=10\%$, sondas x10.

4.2 Medición de temperatura

Para verificar la fiabilidad de la medición se realizó una prueba de calibración, la cual consistió en la medición de temperatura en dos puntos de referencia (agua a temperatura ambiente y agua en estado de ebullición), utilizando un termómetro digital *Fluke 52-II* como medida de comparación. Una vez realizada la prueba y determinado el error en la medida se compensa mediante *software* utilizando un factor de corrección. El resultado de este procedimiento se evidencia en la tabla (7).

Tabla 6.

Calibración de termocuplas

TABLA DE CALIBRACIÓN EN AGUA			
Temperatura de referencia [°C]	Temperatura de adecuación [°C]	Desviación estándar [°C]	Porcentaje de error [%] o error en temperatura
25.2857	25.4329	0.0415	0.58 o 0.146[°C]
62.5286	62.9029	0.2790	0.59 o 0.368[°C]
87.6000	87.2286	0.8547	0.42 o 0.36792[°C]
93.9800	94.5286	0.9641	0.58 o 0.545 [°C]

4.3 Desempeño de los controladores

Finalmente, se realizan pruebas de validación de los 4 controladores planteados, para esto se somete cada uno a un experimento en igualdad de condiciones, con el fin de recopilar información para determinar su desempeño.

La prueba consiste en ingresar un *setpoint* de 150[°C], posteriormente extraer características de respuesta transitoria como tiempo de establecimiento t_s , overshoot M_p y error en estado estable

e_{ss} ; de igual forma se realizan cálculos estadísticos de desviación estándar, σ y promedio, $\bar{x}$ de la respuesta en estado estable. A continuación, se muestran figuras 32, 33 34 y 35; y tablas (8), (9), (10) y (11) de los resultados obtenidos de la respuesta temporal para cada controlador.

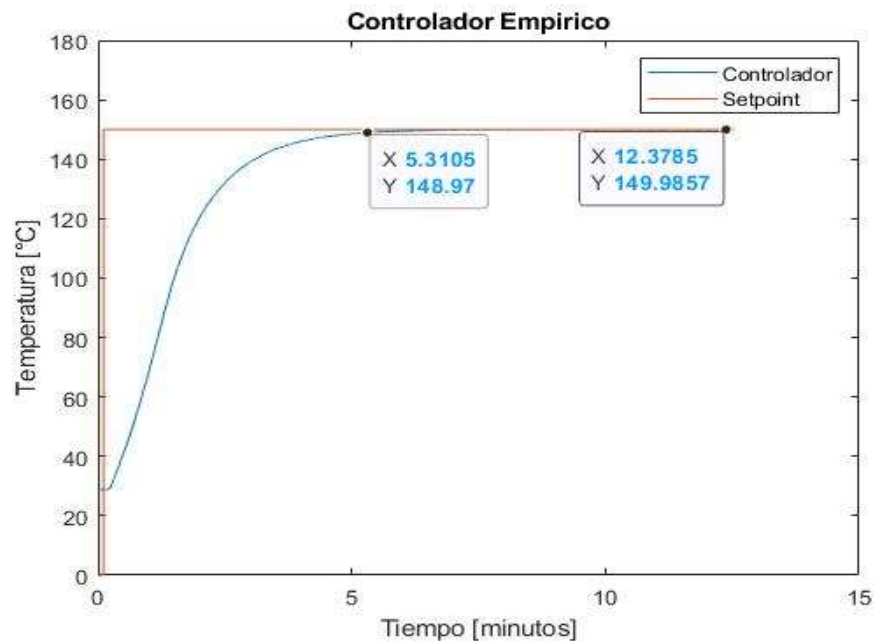


Figura 32. Prueba experimental para el controlador empírico con *setpoint* de 150°C.

Tabla 7.

Desempeño para el controlador empírico con setpoint de 150°C.

CONTROLADOR EMPÍRICO	
Tiempo de asentamiento t_s	5.3105 minutos
Overshoot, M_p	0.09 %
error en estado estable, e_{ss}	0.0948 %
Desviación estándar, σ	0.2423 °C
promedio, $\bar{x}$	149.8578 °C
Tiempo de prueba	13 minutos

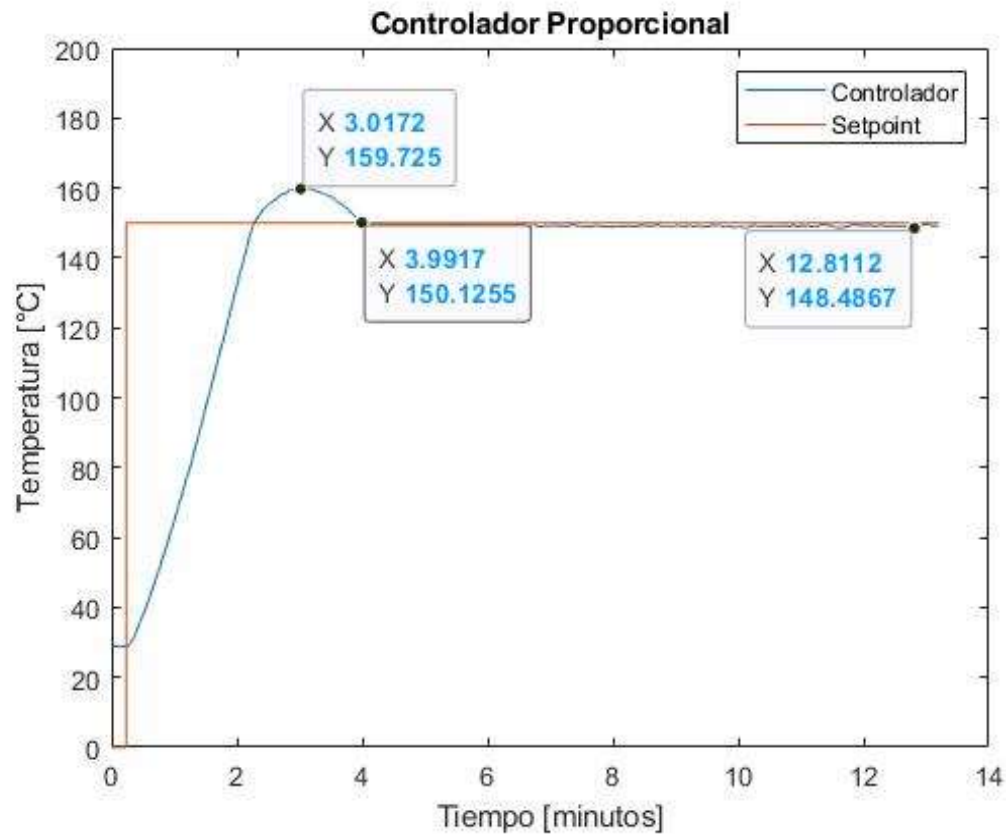


Figura 33. Prueba experimental para el controlador proporcional con *setpoint* de 150°C.

Tabla 8.

Desempeño para el controlador proporcional con *setpoint* de 150°C.

CONTROLADOR PROPORCIONAL	
Tiempo de asentamiento t_s	3.1977 minutos
Overshoot, M_p	6.48 %
error en estado estable, e_{ss}	0.667 %
Desviación estándar, σ	0.2806 °C
promedio, $\bar{x}$	148.9993 °C
Tiempo de Prueba	13 minutos

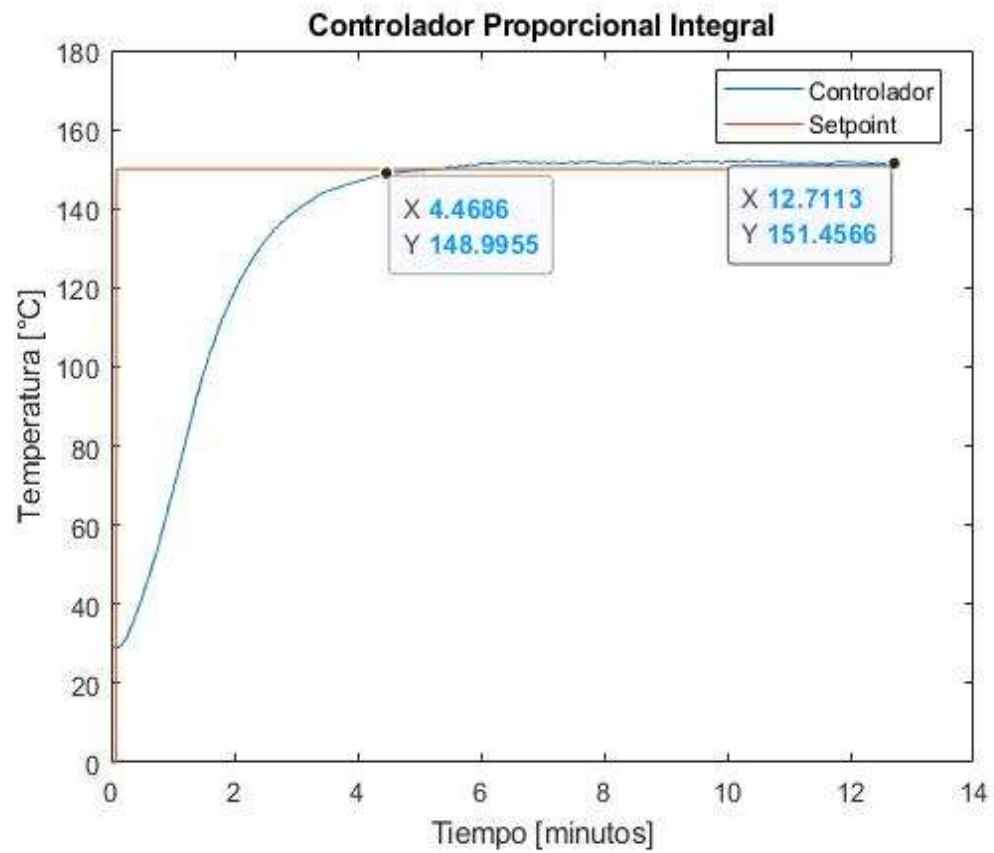


Figura 34. Prueba experimental para el controlador proporcional integral con *setpoint* de 150°C.

Tabla 9.

Desempeño para el controlador proporcional integral con *setpoint* de 150°C.

CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL	
Tiempo de asentamiento t_s	4.4686 minutos
Overshoot, M_p	1.51 %
error en estado estable, e_{ss}	1 %
Desviación estándar, σ	0.4581 °C
promedio, $\bar{x}$	151.5067 °C
Tiempo de Prueba	13 minutos

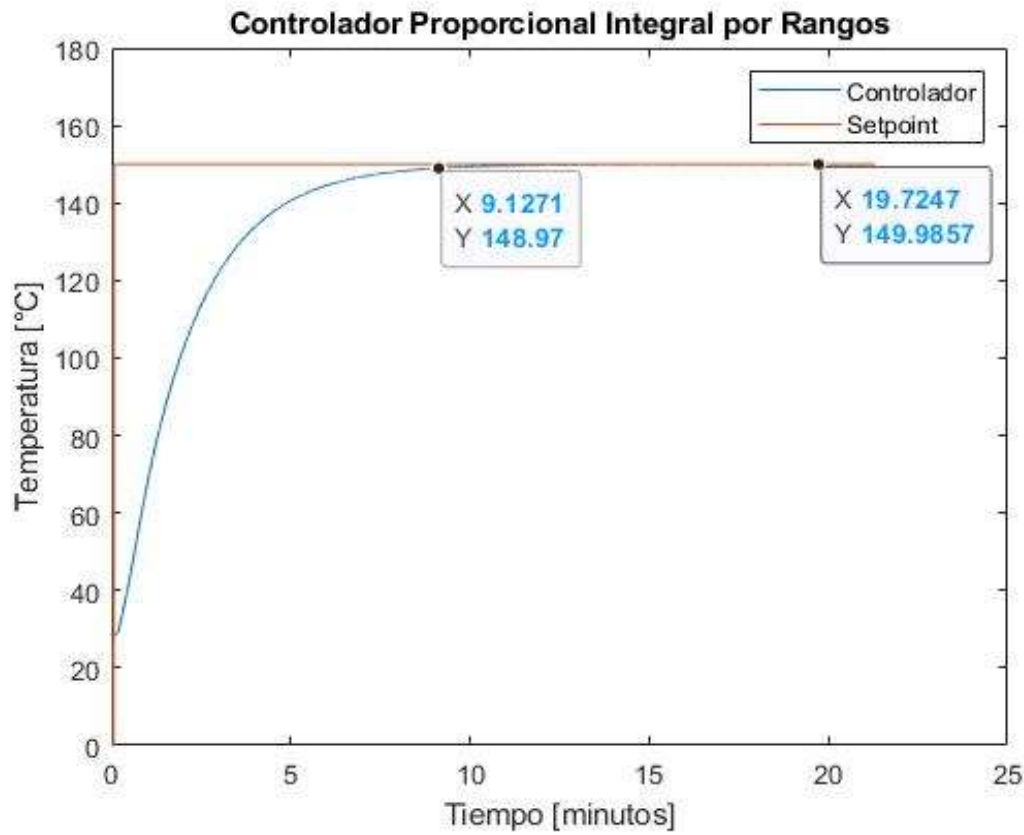


Figura 35. Prueba experimental para el controlador proporcional integral por rangos con *setpoint* de 150°C.

Tabla 10.

Desempeño para el controlador proporcional integral por rangos con *setpoint* de 150°C.

CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL POR RANGO	
Tiempo de asentamiento t_s	9.1271 minutos
Overshoot, M_p	0.087 %
error en estado estable, e_{ss}	0.0298%
Desviación estándar, σ	0.0847 °C
promedio, $\bar{x}$	149.9553 °C
Tiempo de Prueba	20 minutos

4.4 Comparación y elección del controlador

Con los criterios de evaluación mencionados anteriormente se realiza la comparación de los controladores, para esto se elabora la tabla (12) que recopila los datos de las tablas (8),(9),(10) y (11) con base en los resultados de las figuras 32, 33, 34 y 35 ; con esto se puede observar que aquellos con tiempo de asentamiento bajo presentan mayor error en estado estable y exhiben un *overshoot* más alto en comparación con aquellos más lentos, teniendo en cuenta este comportamiento, la selección se hace buscando un equilibrio entre la estabilidad relativa y absoluta, es decir una respuesta rápida que no presente sobreimpulso y con un error en estado estable mínimo; según lo anterior se elige el controlador proporcional integral por rangos ya que este evidencia un mejor comportamiento en lo anteriormente mencionado.

Tabla 11.

Comparación de desempeño para cada uno de los controladores propuestos.

COMPARACIÓN DE CONTROLADORES PARA UN SETPOINT DE 150 [°C]					
CONTROLADOR	t_s [minutos]	M_p [%]	e_{ss} [%]	σ [°C]	$\bar{x}$ [°C]
EMPÍRICO	5.3105	0.087	0.0948	0.2423	149.8578
PROPORCIONAL	3.1977	6.48	0.667	0.2806	148.9993
PROPORCIONAL INTEGRAL	4.4686	1.51	1	0.4581	151.5067
PROPORCIONAL INTEGRAL POR RANGOS	9.1271	0.0872	0.0298	0.0847	149.9553

4.5 Pruebas del controlador

En esta sección se analizará el desempeño del controlador elegido para diferentes rangos de funcionamiento, ya que se desea corroborar las características de respuesta transitoria y en estado estable en cada uno de los intervalos en los que se desea experimentar el controlador, para ello se realiza una prueba con duración de 60 minutos, esta prueba consta de cuatro intervalos, cada uno tiene una duración aproximada de 15 minutos y valores de *setpoint* de 100 , 200, 300 y 150 [°C] respectivamente; los parámetros para evaluar el desempeño del controlador son los mismos evaluados en la sección anterior.

En la Figura 36 se observa el funcionamiento del controlador proporcional integral por rangos en cuatro puntos de operación diferentes, esta prueba se realizó en condiciones de presión normales (1 atm) y se recopilaron los resultados obtenidos en la tabla (13).

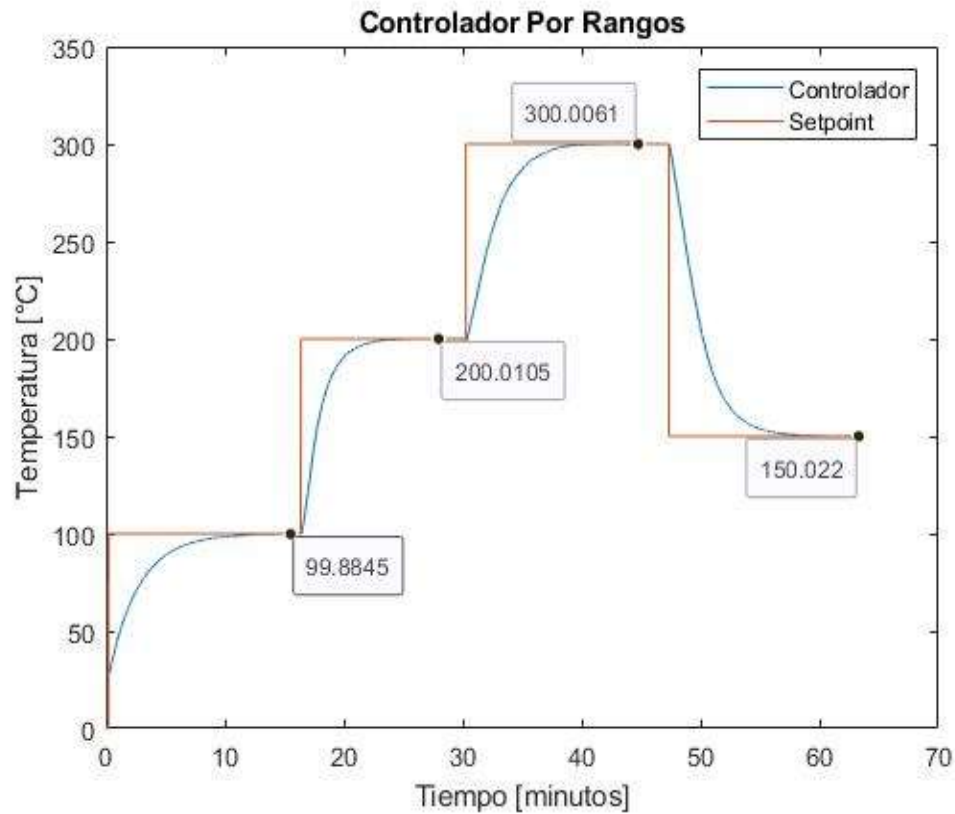


Figura 36. Prueba experimental de validación en condiciones atmosféricas normales.

Tabla 12.

Desempeño del controlador seleccionado para setpoint de 100, 200, 300 y 150°C en condiciones atmosféricas normales.

CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL POR RANGOS					
SETPOINT [°C]	t_s [minutos]	M_p [%]	e_{ss} [%]	σ [°C]	$\bar{x}$ [°C]
100	12.05	0.13	0.181	0.052	99.819
200	6.416	0.025	0.053	0.143	199.895
300	7.822	0.006	0.05	0.223	299.851
150 en descenso	10.388	0.087	0.01	0.117	150.15
Resultado Promedio	9.17	0.062	0.095	0.134	-

Cómo se puede observar, el controlador seleccionado ofrece un excelente desempeño para los diferentes valores de *setpoint* en el rango definido, esto se debe a que el control escalonado se adapta ante la no linealidad de la planta.

4.6 Implementación en software

Para la implementación de la etapa de procesamiento de datos se utilizó la versión de prueba del software *LabView*, dicho programa permite la construcción de algoritmos basados de código G, también conocidos como *Virtual Instruments -VI-*. Aprovechando la habilidad de paralelismo en la ejecución de tareas, se genera un VI el cual consiste en 4 bloques principales como se muestra en la Figura 37.

Conversión voltaje a temperatura, donde se lleva a cabo dicha conversión mediante el polinomio de compensación de desviación para termocuplas tipo K; *Compensación de unión fría*, donde además de realizar la compensación se implementa el factor de ajuste obtenido en la calibración del sensor; el *Controlador PID*, el cual se encarga de llevar a cabo el control escalonado, ejecutando el control PI seleccionado según el valor de *setpoint* mediante el *Seleccionador de controlador PI*; y finalmente el *Generador de PWM*, este bloque recibe de la etapa anterior el valor del ciclo útil (*D%*), y genera en un puerto digital de la DAQ la señal de PWM sincronizada con la red.

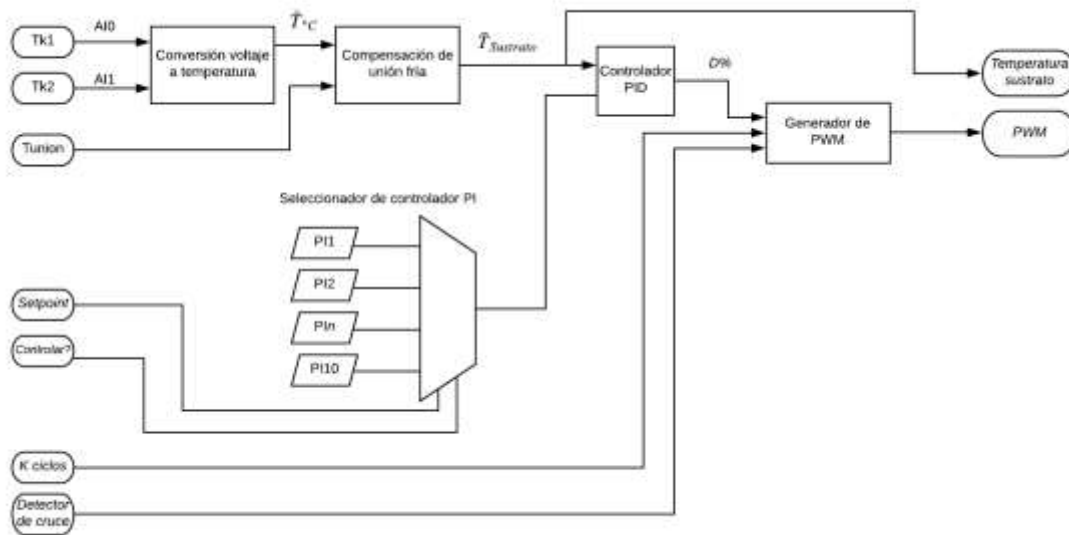


Figura 37. Diagrama de bloques del código G implementado en *LabView*.

Con el fin de facilitar la interacción del usuario con las variables a controlar del sistema, se diseña una interfaz gráfica en el panel frontal del programa, esta brinda la oportunidad de monitorear en tiempo real el lazo cerrado implementado en el prototipo, en la figura 37 se presenta la ventana de visualización, la cual permite al usuario: seguir el comportamiento de la temperatura del sustrato respecto al valor de consigna ingresado en el panel “*Setpoint [°C]*” y la acción del control; observar las ganancias del controlador, almacenar el histórico de datos recopilados y realizar ajustes propios control AC y mediciones de canales analógicos (Ver figura 38).

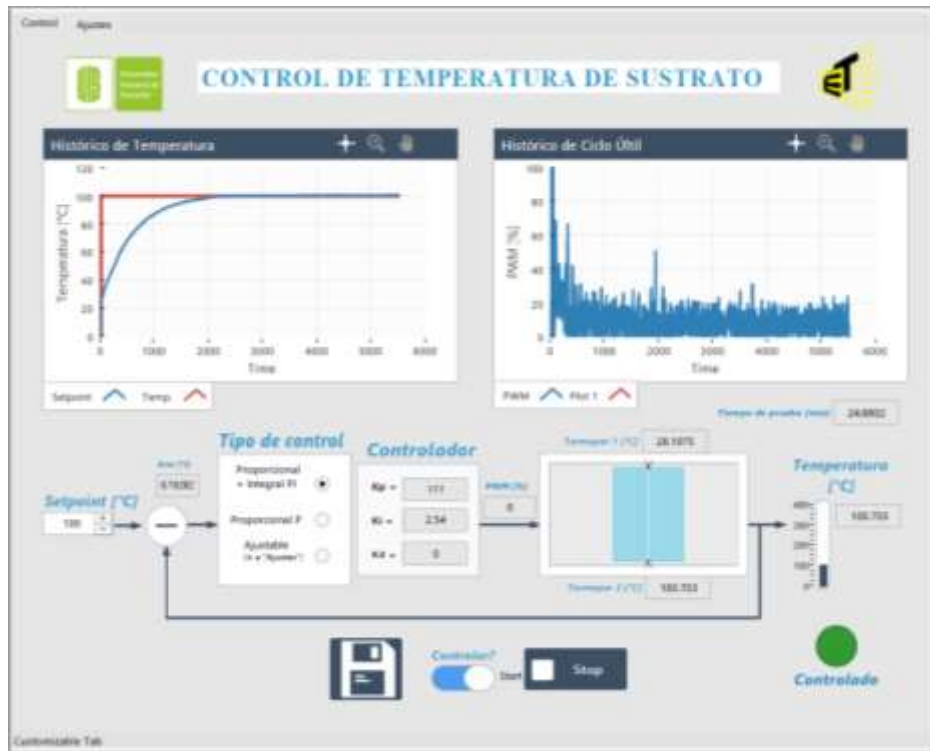


Figura 38. Pestaña general del panel frontal.



Figura 39. Pestañas de ajustes del panel frontal.

5. Conclusiones

Se desarrolló un control AC de línea *on-off* con periodo 500 [ms], lo que permitió variar la potencia transferida a las lámparas halógenas según el número de ciclos activos. Para esto se generó una señal de PWM sincronizada con la red capaz de generar 30 posibles valores de ciclo útil, por medio de una tarjeta de adquisición de datos.

Se concluyó que la planta o mecanismo de calentamiento presenta un comportamiento no lineal entre la temperatura y ciclo útil del control AC, ya que al aumentar la potencia transferida a las lámparas halógenas, el aumento en la temperatura máxima alcanzada por el sustrato disminuyó. Por esta razón, se seccionó el rango de control en 10 partes con el fin de obtener 10 modelos lineales con su respectivo controlador para cada intervalo.

Se observó la importancia de encontrar el equilibrio entre la velocidad y estabilidad del sistema a lo largo de todo el rango de control, para esto se implementó un control escalonado, el cual utiliza un algoritmo para seleccionar de un conjunto controladores PI previamente sintonizados, el indicado según el intervalo de temperatura al que pertenezca el *setpoint* ingresado; esto con el fin de conseguir una respuesta transitoria similar para cualquier valor de consigna entre 100 y 300°C.

Después de analizar el diseño de los diferentes controladores, se observa que una de las grandes dificultades a la hora de implementarlos, radica en que el actuador del sistema presenta limitaciones físicas, estas se traducen en la imposibilidad que tiene el mismo de reproducir la acción de control, ocasionando saturación y llevando el sistema fuera del comportamiento deseado,

evidenciando un efecto negativo conocido como *windup*. Se corrigió dicho comportamiento erróneo por medio de la implementación en software de un compensador *anti-windup*.

Se aprovechó la capacidad de procesamiento de datos en paralelo brindada por el programa *LabView*, propio las tarjetas de adquisición de datos NI, para la generación de la señal de *PWM*, sensado de temperatura, control y monitoreo del proceso en simultáneo; además se construyó una interfaz gráfica intuitiva con el fin de facilitar la interacción del usuario con el sistema de control en tiempo real.

Uno de los aspectos más importantes a la hora de diseñar un controlador robusto, es la exactitud y precisión de las variables del proceso, en este caso temperatura; por lo tanto, se diseñó un sistema de adecuación el cual aísla la señal de las termocuplas del ruido de 60 [Hz] gracias a una etapa de filtrado que atenúa frecuencias indeseables a razón de 60 [dB/dec], presenta rechazo al modo común de 90 [dB] gracias a su configuración restadora en la etapa preamplificadora con entrada diferencial y a la selección de amplificadores operacionales con buenas prestaciones en *CMRR*, *PSRR* y offset de entrada.

Se realizó una serie de pruebas que validaron el correcto funcionamiento del sistema de control diseñado, con estas pruebas se encontró que el tiempo de establecimiento en el peor de los casos es de aproximadamente 10 minutos y en estado estacionario se encontró que el error en estado estable es en promedio menor al 0.1% con desviaciones de 0.134°C.

6. Recomendaciones

Se recomienda redimensionar el actuador con el fin tener un factor de seguridad tal que permita alcanzar mayores temperaturas sin exigir el 100% de la potencia, para esto se aconseja utilizar lámparas halógenas de 300 [W] a 220 [Vrms], dicha mejora implicaría cambiar el transformador que alimenta los circuitos de sincronización, adecuación y alimentación por uno que permita esta tensión en el primario y finalmente mejorar el diseño del portasustrato de modo que toda la radiación sea redireccionada hacia la superficie que calienta el sustrato.

Referencias Bibliográficas

- Aman, M., Solangi, K., Hossain, M., Badarudin, A., Jasmon, G., Mokhlis, H., Bakar, A. y Kazi, S. (2015). A review of Safety, Health and Environmental (SHE) issues of solar energy system. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 41, 1190-1204.
- Bishop, O. (2011). *Electronics - Circuits and Systems*. Elsevier Science & Technology Books.
- Bobzin, K., Brögelmann, T. y Kruppe, N. (2018). Enhanced PVD process control by online substrate temperature measurement. *Surface And Coatings Technology*, 354, 383-389.
- Burns, G., Burns, G., Scroger, M., Strouse, G., Croarkin, M., & Guthrie, W. (1993). *Temperature-electromotive force reference functions and tables for the letter-designated thermocouple types based on the ITS-90*. Washington DC: U.S. Government Printing Office.
- Çengel, Y. A. y Pérez, C. J. (2007). *Transferencia de calor y masa*. México: McGraw-Hill/Interamericana.
- Coughlin, R., Driscoll, F., & Bautista Gutiérrez, R. (1993). *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. México: Prentice-Hall, Pearson Educación.
- Creus, A. (2011). *Instrumentación Electrónica*. México, DF: Alfaomega.
- Garg, V., Sengar, B. y Mukherjee, S. (2018). A Review on Sputtered Chalcopyrite and Kesterite Thin Film Solar Cell. *Reference Module in Materials Science and Materials Engineering*, 1 - 10.
- Goodwin, G., Graebe, S. y Salgado, M. (2006). *Control System Design*. New Delhi. Prentice-Hall
- Holman, J. (2003). *Transferencia de calor*. México: CECSA.

- Ljung, L. (2019). *System Identification Toolbox, Getting Started Guide*. Massachusetts: MathWorks Inc.
- Moorthy, V. (2010). *Power electronics*. New Delhi: Oxford Univ. Press.
- Nise, N. (2006). *Sistemas de Control Para Ingeniería*. México: Compañía Editorial Continental.
- Ogata, K. (1998). *Ingeniería de Control Moderna*. México: Prentice-Hall.
- Pinto, J. y Anaya, N., (2017), Diseño del sistema de control de temperatura empleando en un proceso de evaporación para fabricar celdas tipo película delgada (Tesis de pregrado), Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, Colombia.
- Quinn, T. (1990). The international temperature scale of 1990 (ITS-90). *Physica Scripta*, 41(5), 730-732.
- Rashid, M. (1993). *Electrónica de potencia*. Mexico: Prentice-Hall.
- REN21. (2018). *Renewables 2018 Global Status Report*, 29-171.
- Schultz, T. (2004). *C and the 8051*. Otsego, Mich: PageFree Publ.
- Serra, J., Alves, J., y Vallera, A. (2017). Progress and challenges for cost effective kerfless Silicon crystal growth for PV application. *Journal of Crystal Growth*, 468, 590-594.
- Yadav, T., Sharma, A., Kottantharayil, A. y Basu, P. (2018). Low-cost and low-temperature chemical oxide passivation process for large area single crystalline silicon solar cells. *Solar Energy*, 169, 270-276.

Apéndices

Apéndice A. Circuito impreso de adecuación de señal de termopares.

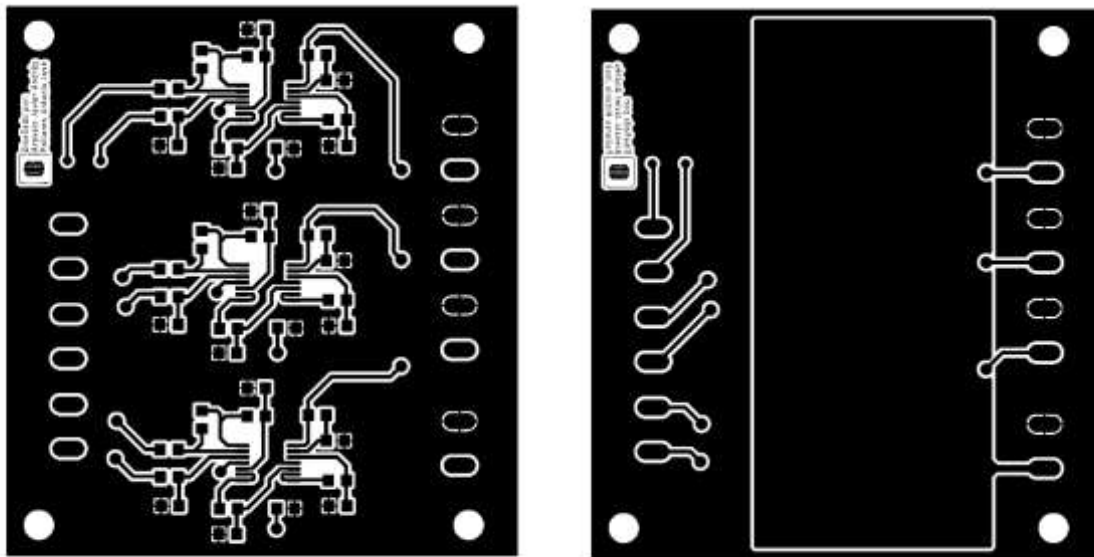


Figura 40. Cara superior e inferior de circuito de adecuación de señal de termopares.

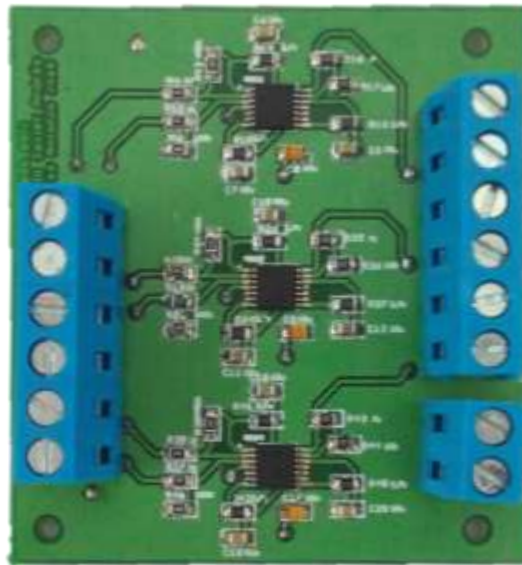


Figura 41. Circuito impreso para adecuación de señal de termopares.

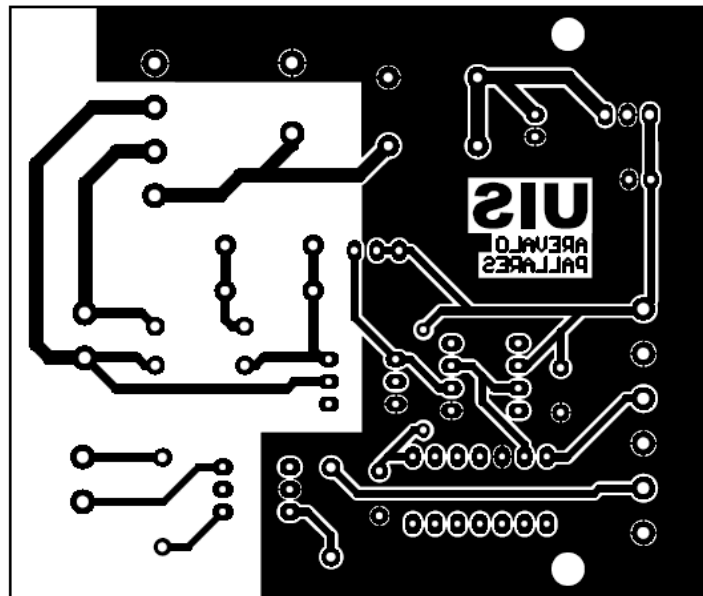
Apéndice B. Circuito impreso de detector de cruce por cero y fuente de alimentación.

Figura 42. Cara frontal de circuito detector de cruce por cero y fuente de alimentación.



Figura 43. Circuito impreso para detector de cruce por cero y fuente de alimentación.

Apéndice C. Hoja de datos del integrado MAX4475 para adecuación de señal de termocuplas.

19-2137; Rev 1; 1Q02

MAXIM

SOT23, Low-Noise, Low-Distortion, Wide-Band, Rail-to-Rail Op Amps

General Description

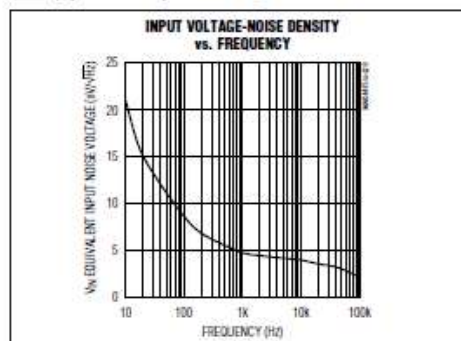
The MAX4475–MAX4478/MAX4488/MAX4489 wide-band, low-noise, low-distortion operational amplifiers offer Rail-to-Rail® outputs and single-supply operation down to 2.7V. They draw 2.2mA of quiescent supply current per amplifier while featuring ultra-low distortion (0.0002% THD + N), as well as low input voltage-noise density (4.5nV/√Hz) and low input current-noise density (0.5fA/√Hz). These features make the devices an ideal choice for applications that require low distortion and/or low noise.

For power conservation, the MAX4475/MAX4488 offer a low-power shutdown mode that reduces supply current to 0.01μA and places the amplifiers' outputs into a high-impedance state. These amplifiers have outputs which swing rail-to-rail and their input common-mode voltage range includes ground. The MAX4475–MAX4478 are unity-gain stable with a gain-bandwidth product of 10MHz. The MAX4488/MAX4489 are internally compensated for gains of +5V/V or greater with a gain-bandwidth product of 42MHz. The single MAX4475/MAX4476/MAX4488 are available in space-saving, 6-pin SOT23 packages.

Applications

ADC Buffers
DAC Output Amplifiers
Low-Noise Microphone/Preamplifiers
Digital Scales
Strain Gauges/Sensor Amplifiers
Medical Instrumentation

Typical Operating Characteristic



Rail-to-Rail is a registered trademark of Nippon Motorola, Ltd.

MAXIM

Maxim Integrated Products 1

For pricing, delivery, and ordering information, please contact Maxim/Dallas Direct! at 1-888-629-4642, or visit Maxim's website at www.maxim-ic.com.

Features

- ♦ Low Input Voltage-Noise Density: 4.5nV/√Hz
- ♦ Low Input Current-Noise Density: 0.5fA/√Hz
- ♦ Low Distortion: 0.0002% THD + N (1kΩ load)
- ♦ Single-Supply Operation from +2.7V to +5.5V
- ♦ Input Common-Mode Voltage Range Includes Ground
- ♦ Rail-to-Rail Output Swings with a 1kΩ Load
- ♦ 10MHz GBW Product, Unity-Gain Stable (MAX4475–MAX4478)
- ♦ 42MHz GBW Product, Stable with $A_V \geq +5V/V$ (MAX4488/MAX4489)
- ♦ Excellent DC Characteristics
 - $V_{OS} = 70\mu V$
 - $I_{BIAS} = 1pA$
 - Large-Signal Voltage Gain = 120dB
- ♦ Low-Power Shutdown Mode:
 - Reduces Supply Current to 0.01μA
 - Places Output in High-Impedance State
- ♦ Available in Space-Saving SOT23, μMAX, and TSSOP Packages

Ordering Information

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE	TOP MARK
MAX4475AUT-T	-40°C to +125°C	6 SOT23-6	AAZV
MAX4475AUJA	-40°C to +125°C	8 μMAX	—
MAX4475ASA	-40°C to +125°C	8 SO	—
MAX4476AUT-T	-40°C to +125°C	6 SOT23-6	AAZX
MAX4477AUJA	-40°C to +125°C	8 μMAX	—

Ordering information continued at end of data sheet.

Pin Configurations and Typical Operating Circuit appear at end of data sheet.

Selector Guide

PART	GAIN BW (MHz)	STABLE GAIN (V/V)	NO. OF AMPS	SHDN
MAX4475	10	1	1	Yes
MAX4476	10	1	1	—
MAX4477	10	1	2	—
MAX4478	10	1	4	—
MAX4488	42	5	1	Yes
MAX4489	42	5	2	—

MAX4475–MAX4478/MAX4488/MAX4489

SOT23, Low-Noise, Low-Distortion, Wide-Band, Rail-to-Rail Op Amps

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power-Supply Voltage (V_{DD} to V_{SS})	-0.3V to +6.0V	14-Pin SO (derate 8.33mW/°C above +70°C)	667mW
Analog Input Voltage (IN_L , IN_H)	($V_{SS} - 0.3V$) to ($V_{DD} + 0.3V$)	14-Pin TSSOP (derate 9.1mW/°C above +70°C)	727mW
SHDN Input Voltage	($V_{SS} - 0.3V$) to +6.0V	Operating Temperature Range	-40°C to +125°C
Output Short-Circuit Duration to Either Supply	Continuous	Junction Temperature	+150°C
Continuous Power Dissipation ($T_A = +70^\circ\text{C}$)		Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
6-Pin SOT23 (derate 9.1mW/°C above +70°C)	727mW	Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C
8-Pin μMAX (derate 4.5mW/°C above +70°C)	362mW		
8-Pin SO (derate 5.88mW/°C above +70°C)	471mW		

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only; and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{DD} = +5V$, $V_{SS} = 0V$, $V_{CM} = 0V$, $V_{OUT} = V_{DD}/2$, R_L tied to $V_{DD}/2$, $\overline{\text{SHDN}} = V_{DD}$, $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ\text{C}$.) (Notes 1, 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Supply Voltage Range	V_{DD}	(Note 3)	2.7		5.5	V
Quiescent Supply Current Per Amplifier	I_D	Normal mode		2.2		mA
		$V_{DD} = 3V$ $V_{DD} = 5V$		2.5	4.4	
		Shutdown mode ($\overline{\text{SHDN}} = V_{SS}$) (Note 2)	0.01	1.0		μA
Input Offset Voltage	V_{OS}	$T_A = +25^\circ\text{C}$		± 70	± 350	μV
		$T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$			± 750	
Input Offset Voltage Tempco	TC_{VOS}			± 0.3	± 6	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	I_B	(Note 4)		± 1	± 150	pA
Input Offset Current	I_{OS}	(Note 4)		± 1	± 150	pA
Differential Input Resistance	R_{IN}			1000		$\text{G}\Omega$
Input Common-Mode Voltage Range	V_{CM}	Guaranteed by CMRR Test				V
		$T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$	-0.2 -0.1		$V_{DD} - 1.6$ $V_{DD} - 1.7$	
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$(V_{SS} - 0.2V) \leq V_{CM} \leq (V_{DD} - 1.6V)$ $T_A = +25^\circ\text{C}$	90	115		dB
		$(V_{SS} - 0.1V) \leq V_{CM} \leq (V_{DD} - 1.7V)$ $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$	90			
Power-Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_{DD} = 2.7$ to $5.5V$	90	120		dB
Large-Signal Voltage Gain	A_{VOL}	$R_L = 10k\Omega$ to $V_{DD}/2$; $V_{OUT} = 100mV$ to $(V_{DD} - 125mV)$	90	120		dB
		$R_L = 1k\Omega$ to $V_{DD}/2$; $V_{OUT} = 200mV$ to $(V_{DD} - 250mV)$	85	110		
		$R_L = 500\Omega$ to $V_{DD}/2$; $V_{OUT} = 350mV$ to $(V_{DD} - 500mV)$	85	110		

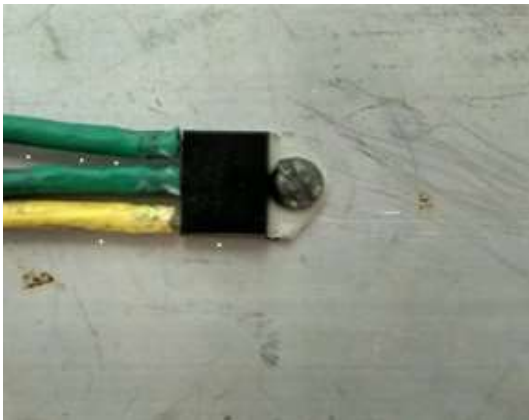
Apéndice D. Triac para control AC y transformador.

Figura 44. *Triac BTA26-6000* para control AC y transformador para fuente de alimentación y detector de cruce por cero

Apéndice E. Hoja de datos de las lámparas halógenas.

GE
Lighting

Halogen DEQ

Mains Voltage Double Ended
Halogen Linear Lamps
130W, 200W, 330W, 1000W,
1500W and 2000W with R7s cap

Product information

Housed in a clear quartz bulb, these halogen floodlighting lamps have a ceramic one-pin cap on each end and can be operated on 230V or 240V mains.

Features

- High efficacy
- Stable colour temperature
- Excellent lumen maintenance
- Instant startup
- Life up to 2,000 hours
- Dimmable
- All DEQ lamps are rated to 0 energy class

Applications

- Interior residential
- Outdoor lighting: used especially for floodlighting and security lighting

IEC Standards

GE tungsten halogen lamps comply with the following international standards where applicable:

- IEC 60942 Tungsten Halogen Lamps Safety Standard
- IEC 60947 Tungsten Halogen Lamps Performance Standard
- IEC 60943 Lamp Caps & Holders

GE
imagination at work

WORLDWIDE PARTS

DATA SHEET



Basic data

Wattage (W)	Rated Wattage (W)	Volt (V)	Cap. type	Product Description	Product Code (ice)	Product Code (Wattage)	Lumen	Colour Temperature (K)	Life (h)	Length (mm)	Diameter (mm)	Switching cycle (on/off)	Energy consumption (kWh/1000h)	Energy class	Rock class
130	130.0	230	4/n	R11 C130W 230V 4/PS 11.7MM	66673*	66690*	2540	2900	21000	117.6	8	8000	136.63	D	10
130	130.0	240	4/n	R11 C130W 240V 4/PS 11.7MM	66675*	66691*	2540	2900	21000	117.6	8	8000	137.91	D	10
200	200.0	230	4/n	R8 C200W 230V 4/PS 11.7MM	66682*	66693*	4000	3000	21000	117.6	8	8000	210.40	D	10
200	200.0	240	4/n	R8 C200W 240V 4/PS 11.7MM	66671*	66685*	4000	3000	21000	117.6	8	8000	212.67	D	10
130	130.0	230	4/n	R1 C130W 230V 4/PS 11.7MM	66667*	66686*	3000	3000	21000	117.6	8	8000	148.41	D	10
130	130.0	240	4/n	R1 C130W 240V 4/PS 11.7MM	66670*	66687*	3000	3000	21000	117.6	8	8000	149.10	D	10
1000	1000.0	230	4/n	R6 1000W 230V 4/PS 189MM	29181	-	21000	3000	21000	189	10	8000	1010.80	D	10
1000	1000.0	240	4/n	R6 1000W 240V 4/PS 189MM	29180	-	21000	3000	21000	189	10	8000	1006.00	D	10
1400	1400.0	230	4/n	R1 1400W 230V 4/PS 254MM	29187	-	37000	3000	21000	254	10	8000	1406.32	D	10
1400	1400.0	240	4/n	R1 1400W 240V 4/PS 254MM	29186	-	37000	3000	21000	254	10	8000	1406.60	D	10
2000	2000.0	230	4/n	R3 2000W 230V 4/PS 311MM	30086	-	66000	3000	21000	311	10	8000	1946.33	D	10

Warm up time: Instant on by every product.

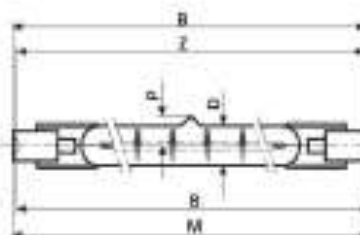
Notice: Please note that the rated life of these lamps under this SRI number placed on the on or before 11 August 2021 can be either 10000 hours or 20000 hours.

The rated life of these lamps placed on the on or after 1 September 2021 is exclusively 20000 hours.

Dimensions

DEQ lamps (mm)

Lamps	8 (mm)	Ø (mm)	H (mm)	F (mm)	Z (mm)
R32	max. 76.1	8	max. 80.1	max. 10.2	76.0 ± 1.6
R11	max. 117.6	8	max. 119.6	max. 10.2	116.2 ± 1.6
R8	max. 117.6	8	max. 119.6	max. 10.2	116.2 ± 1.6
R1	max. 117.6	8	max. 119.6	max. 10.2	116.2 ± 1.6
R6	max. 189.1	10	max. 190.6	max. 10.2	188.7 ± 1.6
R1	max. 254.1	10	max. 256.6	max. 10.2	254.7 ± 1.6
R3	max. 311.0	10	max. 312.7	max. 10.2	312.6 ± 1.6

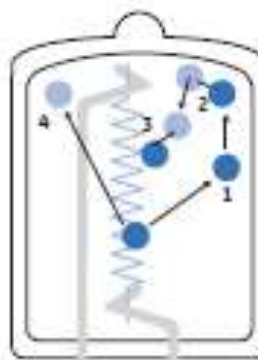


Tungsten halogen principle

The tungsten filament is enclosed in a gas filled quartz bulb, together with a controlled quantity of halogen. At the operating temperature some tungsten vaporizes and migrates to the cooler areas of the bulb wall where before it can be deposited, it combines with the halogen to form a tungsten halide. This circulates until it comes near the filament where the halide dissociates and deposits the tungsten back on the filament. This cycle continues throughout the operating life of the lamp.

As the bulb wall remains clean the bulb size can be reduced considerably by the use of quartz which can withstand the high wall temperatures.

The small bulb and strong materials withstand much higher working pressures and the increased gas density. This reduces filament evaporation, thus offering increased performance either as more light or longer life.



1. Tungsten evaporation
2. W-halogen reaction at bulb
3. Halogen returns to filament
4. Halogen returns to cycle

Bulb remains clear, "hot-spot" forming delayed