

GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
INDUSTRIAL Y AUTOMÁTICA

TRABAJO FIN DE GRADO

***IMPLEMENTACIÓN DE MAQUETA PARA
EL ESTUDIO DE LA REGULACIÓN Y
CONTROL DE PROCESOS TÉRMICOS***

MEMORIA

Alumno: Cordón Pérez, Diego

Director: Sainz de Murieta Mangado, Joseba

Curso: 2019-2020

Fecha: 16 de febrero de 2020

RESUMEN— El trabajo conforma una parte de una serie de trabajos cuyo objetivo final es la elaboración de una guía de construcción para el diseño, desarrollo e implementación de una maqueta de una planta térmica, a escala de laboratorio. Con dicha maqueta se quiere regular y controlar la temperatura de un pequeño espacio confinado haciendo uso de una resistencia calefactora, cuatro sensores de temperatura distintos y un controlador tipo PID.

Este trabajo en particular tiene como finalidad realizar un mayor desarrollo de los circuitos para la medición de temperatura establecidos anteriormente en la serie de trabajos, para su posterior implementación en placas PCB. Diseño real del bastidor y entorno para confinar un espacio en el que tener la resistencia calefactora y los medidores. Programación de código para el controlador PID. Todo lo relacionado a este trabajo se realiza en código abierto con finalidad didáctica.

PALABRAS CLAVE—Procesos térmicos / Maqueta / Regulación / Control / Sensores de temperatura / Resistencia calefactora / Arduino / PID / Código abierto / Docencia

LABURPENA— Lan hau laborategi eskalan zentral termiko baten eredua diseinatzeko, garatzeko eta ezartzeko helburuarekin garatutako lan serie multzo baten parte da. Eredu honen bidez, mugatutako espazio txiki baten temperatura erregulatu eta kontrolatu nahi da. Horretarako erresistentzia bat (berogailu moduan erabilita), lau temperatura sentsoire desberdin eta PID kontroladore bat erabili dira.

Lan honekin, bereziki, alde zurratik garatutako lanek ezarritako temperatura neurtzeko zirkuituen garapenean sakondu nahi izan da, geroago PCB-tan ezartzeko. Berogailu erresistentzia eta sentsoreak edukitzeko euskarriaren diseinua. PID kontroladorearen kodigoaren programazioa. Lan honekin lotutako guztia Open Source softwarearekin garatu da xede didaktikoarekin.

HITZ-GAKOAK— Prozesu termikoak / Erregulazioa / Kontrola / Temperatura sentsoreak / Berogailu erresistentzia / Arduino / PID / Open Source / Irakaskuntza

ABSTRACT— The project is part of a series of projects which holds the main goal of elaborating a construction guide. This guide is made for the design, development and implementation of a mockup thermal plant, laboratory scaled. The intention of making this mockup is to regulate and control the temperature of a small confined space, by using a thermal resistor, four different temperature sensors and a PID controller.

This specific project aims to achieve a better development of the circuits, previously designed in other projects of the series mentioned, for temperature readings so they can be made into PCBs. Real design of the steel frame and its environment needed to confine a space to hold a thermal resistor and its sensors. PID controller's code implementation. Every aspect related to this project it has been done by open source methodology because of its didactical purpose.

KEYWORDS—Thermal processes / Model / Regulation / Control / Temperature sensor / Heating resistor / Arduino / PID / Open source / Teaching

Listado de figuras

Figura 1 Maqueta didáctica MT-542	14
Figura 2 Diagrama del sistema a desarrollar	16
Figura 3 Perspectiva caballera de la maqueta y en 3D	17
Figura 4 Bastidor de aluminio para el proyecto	18
Figura 5 Efecto Seebeck.....	19
Figura 6 Comparación entre las características de NTC y PTC.....	21
Figura 7 Resistencia calefactora de cartucho	22
Figura 8 Ventilador axial 12V DC	23
Figura 9 Partes de una pantalla LCD	25
Figura 10 Estructura PID	25
Figura 11 Respuesta de un sistema ante diferentes K_p	26
Figura 12 Respuesta del sistema ante diferentes valores de T_i	27
Figura 13 Extrapolación del error de control.....	27
Figura 14 Respuesta de un sistema ante diferentes valores de K_d	28
Figura 15 Funcionamiento de la señal PWM en Arduino	31
Figura 16 Placa Arduino MEGA 2560.....	32
Figura 17 Termopar tipo J.....	38
Figura 18 Estructura y símbolo esquemático de un TRIAC	41
Figura 19 Formas de disparo del TRIAC	42
Figura 20 TRIAC controlando carga en modo DC	43
Figura 21 Estructura de un MOSFET de potencia	44
Figura 22 Estructura, símbolo y modelo equivalente de IGBT	45
Figura 23 Curva de funcionamiento del IGBT	45
Figura 24 IGBT controlando carga en modo DC	46
Figura 25 Display y LCD de líneas	48
Figura 26 Adaptador I2C.....	49

Figura 27 Display LCD en matriz de puntos	49
Figura 28 Display OLED	50
Figura 29 Patillaje del AD590.....	52
Figura 30 Circuito de acondicionamiento para el sensor AD590	53
Figura 31 Esquema para montaje con termopar tipo J	54
Figura 32 Circuitos de acondicionamiento	55
Figura 33 Fuente de corriente constante	57
Figura 34 Fuente de corriente constante con compensador de tres hilos	57
Figura 35 Circuito acondicionador para AO single supply	58
Figura 36 Circuito acondicionador para la PT-100.....	59
Figura 37 Recta de salida del circuito	60
Figura 38 Circuito de la fuente de corriente constante y NTC	61
Figura 39 Circuito de control de la resistencia calefactora	62
Figura 40 Display LCD de líneas 20x4	63
Figura 41 Nombre de los pines del LCD	64
Figura 42 Conexión entre Arduino y LCD 20x4	64
Figura 43 Circuito de potencia.....	67
Figura 44 Circuito PT-100	69
Figura 45 Circuito de termopar tipo J.....	71
Figura 46 Circuito de NTC.....	73
Figura 47 Circuito de AD590.....	74
Figura 48 Radiación	76
Figura 49 Transmisión de calor por conducción.....	77
Figura 50 Convección	78
Figura 51 Esquema simplificado del proceso	80
Figura 52 Analogía térmica-eléctrica del sistema.....	81
Figura 53 Discretización por método Tustin mediante Matlab	84
Figura 54 Sistema de control en lazo cerrado de la maqueta	84

Figura 55 Obtención del PID utilizando Simulink	85
Figura 56 Respuesta del sistema	85
Figura 57 Diagrama de bloques del sistema.....	87
Figura 58 Esquema de conexión sensor - Arduino	88
Figura 59 Esquema eléctrico entre Arduino MEGA 2560 y un potenciómetro	89

Listado de tablas

Tabla 1 Método de Ziegler y Nichols – Método 1.....	29
Tabla 2 Método de Ziegler y Nichols – Método 2.....	30
Tabla 3 Sensores de temperatura con voltajes de salida	34
Tabla 4 Sensores de temperatura con corriente de salida	35
Tabla 5.Sensores de temperatura con resistencia de salida	35
Tabla 6 Sensores de temperatura de salida digital	36
Tabla 7 Tipos de termopares y sus características	37
Tabla 8 Tipos de RTDs dependiendo del metal de fabricación.....	38
Tabla 9 Principales diferencias entre PTC y NTC	40
Tabla 10 Obtención tensiones de salida (rango 0°C y 150°C) PT-100	58
Tabla 11 Obtención de tensiones de salida NTC (rango 0°C y 125°C).....	61
Tabla 12 Conexión entre Arduino y LCD 20x4	65
Tabla 13 Registros de configuración Timer 4	91
Tabla 14 Relación Timer 5 con los pines de Arduino	93
Tabla 15 Registros de configuración Timer 5	93
Tabla 16 Flujograma de tiempos	96
Tabla 17 Presupuesto del material.....	98
Tabla 18 Presupuesto de la propiedad intelectual y mano de obra	99

ÍNDICE

1	INTRODUCCIÓN	11
1.1	Objetivos	11
1.2	Alcance	12
1.3	Justificación	13
2	ANTECEDENTES	14
2.1	Estado del arte	14
3	FUNDAMENTOS TEÓRICOS	16
3.1	Descripción general	16
3.2	Sensores de temperatura	18
3.2.1	Circuitos integrados	18
3.2.2	Termopares	19
3.2.3	Termorresistencias	19
3.2.4	Termistores	20
3.3	Actuadores	21
3.3.1	Elemento calefactor	22
3.3.2	Ventilador	23
3.3.3	Pantalla LCD	24
3.4	Controlador proporcional integral derivativo (PID)	25
3.4.1	Estructura del PID	25
3.4.1.1	Acción de control proporcional	26
3.4.1.2	Acción de control integral	26
3.4.1.3	Acción derivativa	27
3.4.2	Sintonización del controlador PID	28
3.4.3	Reglas para sintonizar controladores PID de Ziegler-Nichols	28
3.4.3.1	Primer método	28
3.4.3.2	Segundo método	29
3.5	Modulación por anchura de pulsos (PWM)	30

3.6	Arduino.....	31
3.6.1	Arduino Mega2560	32
4	ANÁLISIS DE ALTERNATIVAS Y CRITERIOS DE ELECCIÓN	34
4.1	Sensores de temperatura.....	34
4.1.1	Circuito integrado a elegir.....	34
4.1.1.1	Análisis comparativo de circuitos integrados para la medición de temperatura	34
4.1.1.2	Selección justificada del sensor a emplear	36
4.1.2	Termopar a elegir.....	37
4.1.2.1	Análisis comparativo de termopares para la medición de temperatura	37
4.1.2.2	Selección justificada del sensor a emplear.	37
4.1.3	Termorresistencia a elegir	38
4.1.3.1	Análisis comparativo de termorresistencias para la medición de temperatura.....	38
4.1.3.2	Selección justificada del sensor a emplear.	38
4.1.4	Termistor a elegir	39
4.1.4.1	Análisis comparativo de termistor para la medición de temperatura.....	39
4.1.4.2	Selección justificada del sensor a emplear	40
4.2	Actuadores	40
4.2.1	Elección del circuito de control de potencia del elemento calefactor.....	40
4.2.1.1	Análisis comparativo de circuitos para el control de potencia sobre carga resistiva	40
4.2.1.2	Selección justificada del circuito a emplear.....	46
4.2.2	LCD a elegir	47
4.2.2.1	Análisis comparativo de LCDs	47
4.2.2.2	Selección justificada de la LCD a emplear.....	50
5	DISEÑO DE LA ELECTRÓNICA	52
5.1	Medición de la temperatura	52
5.1.1	Cálculo y diseño del circuito acondicionador para el AD590.....	52
5.1.2	Cálculo y diseño del circuito acondicionador para el Termopar Tipo J.....	53
5.1.3	Cálculo y diseño del circuito acondicionador para la PT-100.....	55

5.1.4	Cálculo y diseño del circuito acondicionador para la NTC	60
5.2	CONTROL DE POTENCIA	62
5.2.1	Cálculo y diseño del circuito de potencia.....	62
5.3	VISUALIZACIÓN DEL LCD	63
5.3.1	Diseño del circuito de conexión apropiado para el LCD	63
5.4	PLACA DE CIRCUITO IMPRESO (PCB).....	65
5.4.1	Circuito de Potencia	66
5.4.2	Circuito de PT-100.....	68
5.4.3	Circuito de Termopar tipo J.....	70
5.4.4	Circuito de NTC	72
5.4.5	Circuito de AD590	74
6	MODELADO DE LA MAQUETA	75
6.1	PROCESOS DE TRANSFERENCIA DE CALOR	75
6.1.1	Radiación.....	75
6.1.2	Conducción.....	77
6.1.3	Convección.....	78
6.2	MODELO MATEMÁTICO	80
6.2.1	Determinación de funciones.....	81
6.2.2	Resistencia y capacitancia térmicas	82
6.2.3	Función de transferencia	83
6.2.4	Sistema completo y obtención de los parámetros del PID	84
7	IMPLEMENTACIÓN DEL CÓDIGO	87
7.1	LECTURA DE LAS ENTRADAS ANALÓGICAS	87
7.1.1	Lectura de los sensores de temperatura	88
7.1.2	Lectura de los valores mediante potenciómetros	89
7.2	INTERRUPCIONES POR TIMER.....	90
7.3	CONTROLADOR PID.....	91
7.4	CONTROL PWM.....	92

7.5	VISUALIZACIÓN DEL LCD	94
8	Metodología	95
8.1	Flujograma de tiempos	95
9	PRESUPUESTO	98
10	RESULTADOS	100
10.1	CONCLUSIONES.....	100
10.2	VÍAS FUTURAS.....	101
11	BIBLIOGRAFÍA Y REFERENCIAS	102

1 INTRODUCCIÓN

Este proyecto, como parte de una serie de trabajos, tiene por finalidad la creación de una guía de construcción para el diseño de una maqueta a escala de laboratorio, que permita realizar diversos experimentos para el estudio y comprensión de asignaturas centradas en la regulación y control en el ámbito industrial. El proyecto está realizado en su totalidad bajo código abierto, ya que se le ha dado un enfoque práctico y didáctico, con lo que facilita el acceso al mismo y las posibilidades de replicarlo y/o modificarlo.

La maqueta está diseñada para el estudio de sistemas térmicos, más concretamente, reproduce el comportamiento del volumen de aire confinado dentro de la misma. Dicho aire se calentará mediante el uso de una resistencia calefactora y se utilizará un controlador para su regulación. Para este fin, se utilizan una serie de circuitos de sensorización para la temperatura del interior de la maqueta. El sistema de refrigeración consiste en un pequeño ventilador en una de las paredes laterales de la maqueta.

El control se realizará mediante la herramienta ARDUINO, ampliamente conocida por sus características de *Open Source* y versatilidad para el trabajo. Bajo el mismo software se implementará tanto el sistema de adquisición y tratamiento de las señales como el controlador de tipo PID que regulará el sistema.

1.1 Objetivos

En el presente trabajo hay dos marcos de objetivos diferenciables por su intención, éstos son los siguientes:

Objetivos de carácter técnico

Llegar a elaborar una guía completa basada en criterios *Open Source* para la construcción de una maqueta funcional con la que llevar a cabo diferentes experimentos sobre la regulación y control de temperatura.

Elaborar una interface, accesible para cualquier posible usuario, con la que poder realizar una comunicación entre la maqueta y un ordenador para la correcta visualización de los resultados de los experimentos que se realicen.

Integrar un sistema de control con un software para el tratamiento de las señales.

Objetivos de carácter personal:

Hacer uso de las competencias adquiridas durante los estudios de Grado en la especialidad de Electrónica Industrial y Automática.

Realizar un proyecto en el que se puedan integrar los conocimientos adquiridos en las distintas asignaturas impartidas en el grado, abarcando distintos campos de la electrónica.

Realizar una maqueta funcional que pueda ser utilizada por otros alumnos de grado para tener un mayor entendimiento sobre el control y la regulación.

1.2 Alcance

El primer paso para la realización de este trabajo será establecer una serie de especificaciones para el diseño del sistema térmico basado en una resistencia térmica genérica, la cual estará controlada mediante un driver de potencia. Del mismo modo, se establecerán las especificaciones necesarias para la creación de circuitos impresos para la sensorización de temperaturas, estos circuitos serán un total de cuatro, distintos entre sí para poder estudiar el comportamiento de los diferentes sensores. Para introducir perturbaciones en el sistema y también ayudar a la disipación del calor una vez se termine el experimento a realizar, se añadirá un pequeño ventilador en una de las paredes laterales que cumplirá con esta tarea. Finalmente, se creará una interface que permita al usuario visualizar los datos y manipular a voluntad los parámetros de control.

Dentro de este último ámbito de comunicación se planteará una forma adecuada de visualización de la respuesta del sistema en tiempo real, junto con las variables del sistema. Pudiendo acabar fuera del alcance de este proyecto, se tratarán de plantear unas bases para el tratamiento de estas señales mediante software específico, concretamente con *SCILAB*. La elección de este software no tan asentado como otros, *MATLAB*, por ejemplo, es porque a diferencia de este último, *SCILAB* es de tipo *Open Source*, característica que se busca sea primordial en este proyecto.

Como se ha mencionado previamente, uno de los aspectos fundamentales de este trabajo es el carácter autodidáctico que se le quiere otorgar, para que cualquier estudiante pueda usar la maqueta o reproducirla. Por lo que, en vez de establecer unos guiones de prácticas de laboratorio, como las realizadas durante los estudios de Grado, se plantearán una serie de observaciones y anotaciones de las pruebas realizadas. De este modo se busca que el alumno experimente por su cuenta, proporcionando un mayor carácter didáctico, pero a su vez teniendo una serie de conclusiones (valores máximos/mínimos o tiempo de uso, por ejemplo) de las que poder partir a la hora de realizar sus propios experimentos.

1.3 Justificación

Actualmente, ciertas consignas de trabajo como pueden ser el *open software*, *open hardware*, *open source* y/o *open knowledge* no son simples términos para referirse a una serie de programas, artículos o dispositivos de bajo coste y libre distribución. Se han llegado a convertir en una filosofía y forma de trabajo basada en la colaboración e intercambio de conocimientos para llegar a realizar innovaciones tecnológicas de fácil acceso.

Este hecho presenta una gran oportunidad para añadir un carácter didáctico a un trabajo de fin de grado, con el que desarrollar una maqueta funcional que permita el estudio de diferentes ámbitos de una ingeniería industrial, como pueden ser el control automático y la regulación. Y, bajo la premisa de ser de libre acceso y código abierto, cualquier persona puede reproducirla, suponiendo este proceso en sí mismo otro punto más en el desarrollo de características de aprendizaje. Siendo el diseño inicial susceptible a modificaciones por parte del estudiante, llevando a un mayor desarrollo de campos de la electrónica como la instrumentación, programación de microcontroladores, control discreto o la electrónica de potencia, entre otros.

Otra de las razones que ha llevado al desarrollo de este trabajo es el aspecto económico del mismo. Actualmente, en el mercado existe la posibilidad de adquirir una maqueta didáctica de las mismas características que la diseñada en el presente proyecto, centrada también en el estudio de la regulación y el control automático. Pero presentan dos grandes problemas, por un lado, que cada maqueta puede oscilar entre los 3000 y los 6000€, un precio ciertamente desproporcionado si el público de venta es estudiantes o centros de estudios. El otro inconveniente es que al ser maquetas fabricadas por una empresa privada el sistema de control que presentan es único, prediseñado y no está abierto a modificaciones, aspecto nefasto si se busca realizar un aprendizaje autodidacta.

El aspecto definitivo por el que se ha optado a realizar este trabajo de fin de grado, que, tras ser aprobado, concluirá con la obtención del título de Graduado en Ingeniería Electrónica y Automática, es que es un proyecto ambicioso que abarca muchos campos estudiados durante la carrera. Pudiendo demostrar el conocimiento adquirido en ellos y con la aplicación de las competencias obtenidas durante el estudio de los mismos.

2 ANTECEDENTES

2.1 Estado del arte

La mayoría de maquetas que se encuentran en el mercado han sido diseñadas para un uso más demostrativo que educativo, con la intención de que los alumnos interesados en esta materia puedan entender de una forma didáctica el funcionamiento real de lo aprendido. Se pueden encontrar empresas como Insur, Ditec, Alecop, Gunt y Festo que se dedican a diseñar equipos didácticos de diferente índole para la educación en ingeniería.

Entre ellas se encuentra la maqueta MT-542 comercializada por Alecop. Esta maqueta es la que más similitudes presenta con la maqueta que se pretende desarrollar en este proyecto. Está desarrollada para su uso en docencia relacionada con la ingeniería de control. Permite ilustrar técnicas de modelado y control, observando al mismo tiempo los problemas de los sistemas reales. [1]

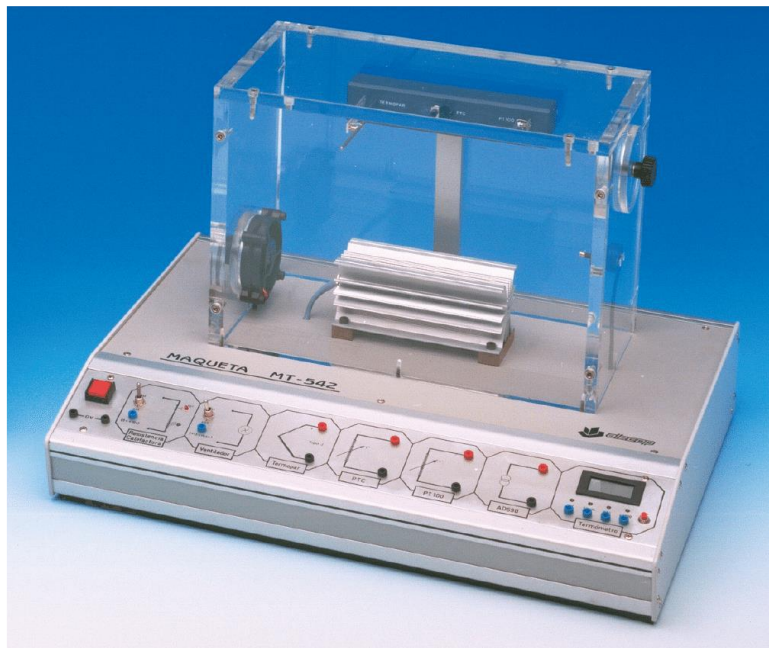


Figura 1 Maqueta didáctica MT-542
(Fuente: www.alecop.com/)

Mediante este trabajo el alumno podrá comprobar por sí mismo la validez de los supuestos teóricos, así como utilizar las principales herramientas que actualmente se utilizan en el control de procesos industriales.

Al igual que en la maqueta que se propone en este proyecto, la maqueta de Alecop también permite el estudio del comportamiento de diferentes tipos de sensores de temperatura. Esto se ha considerado especialmente relevante en el proyecto ya que es

objeto de estudio de varias de las asignaturas del grado de Ingeniería Electrónica Industrial y Automática.

En cualquier caso, todas las maquetas encontradas en el mercado, son productos acabados (no permiten la intervención en su hardware ni en su software), ninguna de ellas está basada en conocimiento abierto y, como se ha comentado anteriormente, presentan unos costes de adquisición que hace inviable para muchos departamentos universitarios la adquisición de un número adecuado de ellas para la docencia.

El montaje que se propone en este proyecto, podrá realizarse por un coste sensiblemente inferior al de otras maquetas similares existentes en el mercado. Esto posibilitará su montaje tanto por parte del alumnado interesado como por departamentos de ingeniería que la consideren útil.

3 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

3.1 Descripción general

Para la descripción se muestra a continuación una figura ilustrativa del tipo de funcionamiento en el que está basado el sistema. Los elementos específicos que lo forman estarán justificados más adelante, en otro apartado del proyecto.

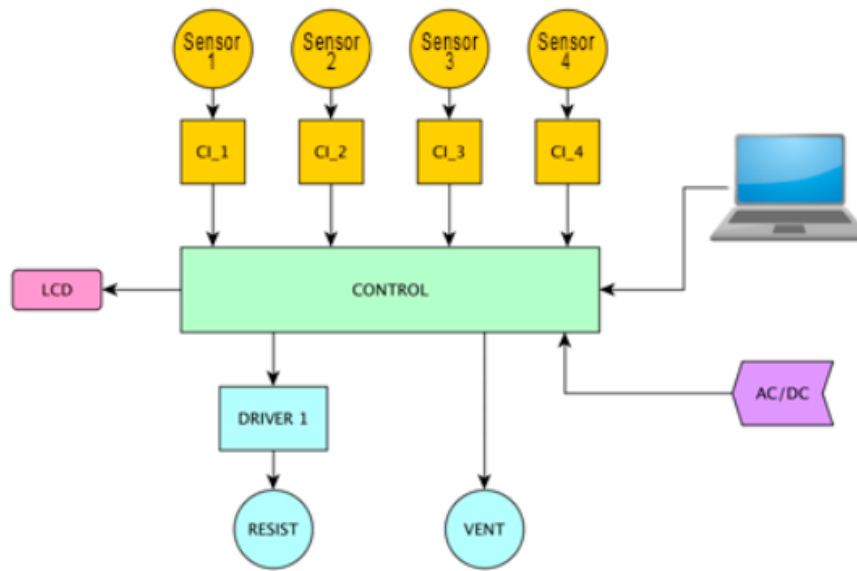


Figura 2 Diagrama del sistema a desarrollar

Todos los dispositivos del diagrama que conforman la maqueta se van a implementar en un bastidor hecho de aluminio, donde irá acoplada la cámara rectangular con medidas aproximadas de 24x12x20cm. Las paredes de dicha cámara van a estar hechas de policarbonato, ya que tiene unas propiedades térmicas que se ajustan a los objetivos inicialmente establecidos. Con un calor específico aproximado a $1200 \text{ J/ (K}\cdot\text{kg)}$, un coeficiente de expansión térmica de $65 \times 10^{-6} - 70 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ y con capacidad para trabajar en un rango de temperatura entre -100°C y 130°C . En la parte inferior de la cámara, donde se colocará la resistencia calefactora, habrá un taco de madera a modo de aislante térmico y para evitar una mayor dispersión del calor. La vaina de la resistencia calefactora estará insertada en un radiador que tendrá cuatro pequeños orificios para insertar, a su vez, las sondas correspondientes a los sensores de temperatura, favoreciendo el que se pueda considerar una misma temperatura de referencia para los cuatro a la vez a la hora de tomar medidas.

A continuación, se muestran varios diseños preliminares en 3D de una posible forma final para la maqueta.

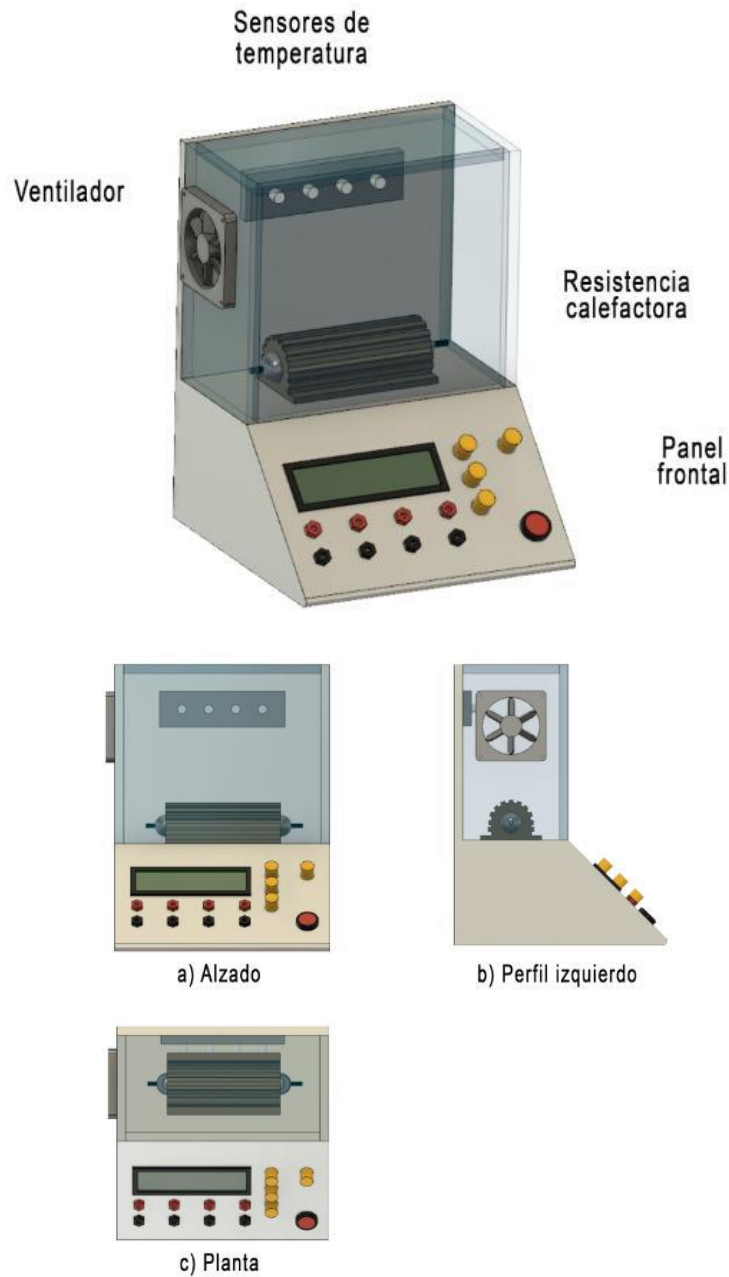


Figura 3 Perspectiva caballera de la maqueta y en 3D

Además, la maqueta tendrá incorporada en la parte frontal un panel de control, con los pulsadores, potenciómetros y el display necesario para ser controlada.

En el interior de la maqueta se dispondrá la fuente de alimentación, el driver de potencia, el microcontrolador y todas las conexiones necesarias para la instalación.



Figura 4 Bastidor de aluminio para el proyecto

3.2 Sensores de temperatura

Un sistema para sensor o medir la temperatura se basa en un sistema de adquisición adaptado al captador seleccionado. Antes de poder diseñarlo, primeramente, se debe elegir el sensor que se utilizará para ello. En el mercado existen cantidad de dispositivos y transductores como termopares, termorresistencias (RTD), diodos, termistores, circuitos integrados (CI), entre otros, los cuales pueden hacer esta tarea, pero dependiendo del proceso y aplicación se seleccionarán unos u otros.

3.2.1 Circuitos integrados

Los circuitos integrados como sensores de temperatura son dispositivos electrónicos fabricados de una forma similar a otros componentes electrónicos modernos semiconductores como los microprocesadores.

Los integrados para medir temperaturas son comercializados por un sin fin de fabricantes y a diferencias de los termopares o RTDs no hay tipos genéricos, aunque un número de dispositivos se hacen por más de un fabricante. Los LM35 y los AD590 han sido los dispositivos más populares, pero en los últimos años han salido nuevas alternativas al mercado.

Todos estos sensores tienen en común algunas características como salidas lineales, rango de temperaturas relativamente pequeño (-40°C , 120°C), bajo coste, buena exactitud

y sobre todo que la mayoría son dispositivos lineales. Sin embargo, también tiene sus inconvenientes, como la necesidad de una fuente de alimentación, su lentitud y el autocalentamiento. [2]

Este tipo de sensores se suelen recomendar para aplicaciones empotradas, es decir, aplicaciones dentro del equipo. Esto se debe a que eléctrica y mecánicamente son más delicados que otros dispositivos de medida de temperatura. Sin embargo, tienen aplicaciones efectivas en muchas áreas, de ahí su cada vez mayor utilización. [3]

3.2.2 Termopares

El termopar es el sensor de temperatura comúnmente más utilizado en la industria, asimismo son baratos, robustos y tienen una estabilidad bastante buena a lo largo del tiempo. Debido a su pequeño tamaño, responden rápidamente a los cambios de temperatura.

Un termopar se construye con la unión de dos metales de distinto material unidos en un extremo (soldados generalmente). Al aplicar temperatura en la unión de los metales se genera un voltaje muy pequeño (efecto Seebeck) el cual aumenta linealmente con la temperatura. Esa diferencia de potencial, es función de la diferencia de temperatura entre uno de los extremos denominado “punto caliente” y el otro llamado “punto frío”. [4]

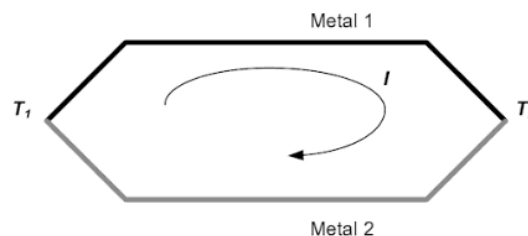


Figura 5 Efecto Seebeck

Las principales ventajas de los termopares es que son económicos, intercambiables, tienen conectores estándar y son capaces de medir un amplio rango de temperaturas. La limitación que tienen se debe a su baja exactitud, ya que es fácil obtener errores del sistema cuando se trabaja con precisiones inferiores a un grado Celsius, debido a su poca estabilidad y sensibilidad. [2]

3.2.3 Termorresistencias

Los dispositivos RTD o termorresistencias más comunes están construidas con una resistencia de platino (Pt), llamadas también PRTD. Típicamente tienen una resistencia

entre 20Ω y $20k\Omega$. La ventaja más importante es que son lineales dentro del rango de temperatura entre -200°C y 850°C .

El metal RTD tiene una respuesta definida por un polinomio:

$$R(t)=R_0(1+at+bt^2+ct^3)$$

Donde R_0 es la resistencia a 0°C , “t” la temperatura en grados centígrados, y “a”, “b” y “c” son constantes dependientes de las características del metal. Esta ecuación, en la práctica, es estable pero no tiene un ajuste perfecto para la mayoría de los RTDs, así que a menudo se deben hacer leves modificaciones. Comúnmente, las características de temperatura de un RTD se especifican como un solo número (el parámetro α), representando el coeficiente medio de temperatura sobre 0 hasta 100°C de rango de temperatura calculado por: [5]

$$\alpha = \frac{R_{100} - R_0}{100R_0} [\Omega/^{\circ}\text{C}]$$

Las principales ventajas de los RTDs son la alta linealidad en comparación con los termopares y, además, destaca su estabilidad y precisión en la medición. Por el contrario, su precio, la necesidad de una fuente de corriente, su baja ΔR y su autocalentamiento son sus principales inconvenientes. [2]

3.2.4 Termistores

Un termistor es un dispositivo semiconductor cuya resistencia varía en función de la temperatura. Existen dos clases de termistores: NTC (Negative Temperature Coefficient), que es una resistencia variable cuyo valor tiene un decremento a medida que aumenta la temperatura; y PTC (Positive Temperature Coefficient), cuyo valor de resistencia eléctrica aumenta cuando aumenta la temperatura. [6]

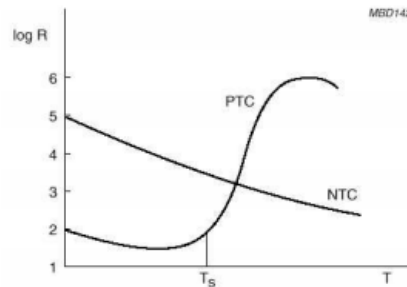


Figura 6 Comparación entre las características de NTC y PTC

Los termistores se rigen por la ecuación de Steinhart-Hart, un modelo para la resistencia del termistor a diferentes temperaturas:

$$T = \frac{1}{A_0 + A_1 \cdot \ln(RT) + A_3 \cdot \ln(RT)^3}$$

$$\ln(RT) = B_0 + B_1/T + B_3/T^3$$

Donde:

A_0, A_1, A_3, B_0, B_1 y B_3 son los contenidos provistos por el fabricante del termistor.

T = la temperatura en kelvin [K]

RT = la resistencia del termistor a temperatura T [Ω]

Su alta sensibilidad, lo convierten en un sensor muy interesante para mediciones de alta precisión. Presentan ventajas como su alta velocidad de respuesta y sensibilidad, pero presentan también algunos inconvenientes como son su baja linealidad, su limitado rango de medición, el autocalentamiento y su fragilidad. [2]

Algunos de los usos más comunes son en los termómetros digitales, en los coches para medir la temperatura del aceite y refrigerante, y en aparatos electrodomésticos tales como hornos y refrigeradores, pero también se encuentran en casi cualquier aplicación que requiera control de calefacción o refrigeración circuitos impresos de electrónica.

3.3 Actuadores

La maqueta a desarrollar en este proyecto incorpora una resistencia calefactora, que será la responsable de proporcionar calor al sistema e incorporará también un ventilador, que permitirá introducir perturbaciones en el sistema para analizar sus reacciones posteriores.

3.3.1. Elemento calefactor

Se empleará una resistencia calefactora de una potencia tal que permita realizar los ensayos a una velocidad relativamente rápida, pero no tan elevada que pudiera poner en riesgo la integridad de la maqueta o la seguridad de la persona usuaria. Una resistencia calefactora es aquel dispositivo que a través de un estímulo de energía eléctrica logra transformarla en calor.

En la elección de la resistencia calefactora hay que tener en cuenta diversos factores, por una parte, que la resistencia tenga un dimensionado apropiado para que quepa bien dentro de la maqueta (24x12x20cm) y que deje un margen en los bordes para que el calor se propague debidamente. Por otra parte, hay que seleccionar minuciosamente sus valores P y R, dado que $P=R \cdot I^2$. Si el valor de R es bajo, la corriente ascenderá y, si bien la relación cuadrática entre intensidad y potencia aumentaría la velocidad de respuesta del sistema, las altas corrientes complejizarían y encarecerían el diseño de las etapas de potencia y provocarían un autocalentamiento de los dispositivos electrónicos.

Teniendo en cuenta estos condicionantes se optó inicialmente por una resistencia calefactora fija para montaje en panel de la casa Arcol, concretamente una resistencia de potencia axial con carcasa de aluminio con capacidad para soportar temperaturas entre -55°C y 200 °C. Su potencia nominal es de 300W a corriente continua, pero para lograr ese rendimiento máximo de potencia, viene equipado con un disipador térmico. Se trató de adquirir dicho componente, pero no se encontró disponible en el momento requerido, por lo que finalmente se utilizó una resistencia de similares medidas, pero de 200W y con un alcance de hasta 450°C, se trata de un calentador de cartucho de la casa RS PRO.



Figura 7 Resistencia calefactora de cartucho
(Fuente: RS Components)

3.3.2. Ventilador

La maqueta tiene incorporada en un lateral un ventilador axial del fabricante Sunon y va impulsado por un motor de 12V de corriente continua y un consumo de potencia reducido de 0,8W. Para que no ocupe mucho espacio en la maqueta sus dimensiones son de 40x40x10mm y es capaz de hacer fluir el aire con una velocidad 9m³/h. Gracias a su diseño, su nivel de ruido es muy reducido (18.2dB), siendo un ventilador silencioso.



Figura 8 Ventilador axial 12V DC

(Fuente: RS Components)

Su función principal es introducir una perturbación en el sistema para después observar el comportamiento y su posterior recuperación ante una perturbación externa. Para crear las perturbaciones es necesario encender el ventilador y quitar las dos tapas que tiene la maqueta, para que haya corriente de aire con el exterior. Igualmente, con las tapas cerradas, también sirve para homogeneizar el aire del interior de la maqueta y así conseguir que el sistema se equilibre rápidamente.

El accionamiento del ventilador se efectuará mediante un interruptor dispuesto a tal efecto en el panel frontal.

El funcionamiento del ventilador da versatilidad al sistema, ya que depende de sus modos de uso se pueden generar diferentes resultados en el sistema:

- Al iniciar el sistema se activará la resistencia calefactora para el calentamiento del sistema, con las tapas cerradas para evitar el escape de calor. También se activará el ventilador para llevar a cabo un proceso de calentamiento forzado, es decir, el ventilador acelerará el calentamiento y la distribución del aire en todo el espacio.

- Cuando se alcanza la temperatura deseada se desactivará la resistencia calefactora y con el ventilador activo y las tapas cerradas comenzará el descenso de la temperatura gradualmente.

- Las tapas laterales de la maqueta se podrán abrir en cualquier momento y con el ventilador activo se producirá un proceso de enfriamiento forzado, al ser intercambiadas la temperatura baja del exterior con la del interior.

3.3.3. Pantalla LCD

Una pantalla de cristal líquido o LCD (Liquid Crystal Display) es una pantalla delgada y plana formada por un número de píxeles en color o monocromos colocados delante de una fuente de luz o reflectora. Son dispositivos diseñados para mostrar información en forma gráfica. La base del funcionamiento de este tipo de pantallas está en el cristal líquido, es un material que presenta al menos una fase de estado intermedia entre la líquida y la sólida cristalina en función de la temperatura y/o de la concentración en un determinado disolvente.

En este estado las moléculas mantienen su orientación, pero se pueden mover a otras posiciones. Una cualidad de los cristales líquidos es que se ven afectados por la corriente eléctrica perdiendo su conformación. Este tipo de cristal líquido es usado en las pantallas, porque su reacción a la corriente es modelable y permite controlar el paso de luz. Los LCD se basan en tres principios:

- La luz se puede polarizar
- Los cristales líquidos pueden transmitir y cambiar la luz polarizada
- La estructura de un cristal líquido puede ser cambiada por corriente eléctrica

El cristal líquido en una pantalla LCD se sitúa entre dos placas de vidrio polarizado. La dirección de la polarización de cada placa debe estar en ángulo recto una de otra, es decir, una de ellas tiene surcos horizontales, la otra los tiene verticales. Entre los dos vidrios polarizados se aplican capas sucesivas de moléculas de cristal líquido, las cuales se alinean a sí mismas con estos surcos. Cada capa tiene su propia orientación y se debe tener en cuenta que la orientación de las moléculas debe ir cambiando de ángulo entre capa y capa.

Se aplican capas sucesivas hasta completar un giro de 90 grados. El resultado de este proceso es la creación de una celda helicoidal de cristal líquido. [7]

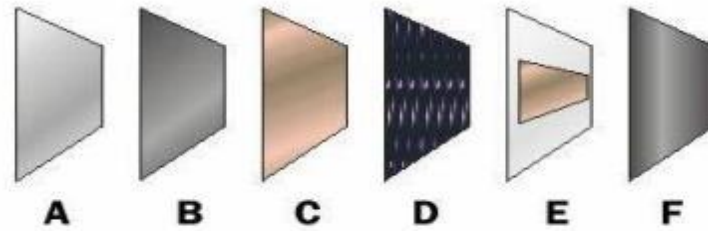


Figura 9 Partes de una pantalla LCD

3.4 Controlador proporcional integral derivativo (PID)

Un PID (Proporcional Integral Derivativo) es un mecanismo de control por realimentación que calcula la desviación o error entre un valor medido y el valor que se quiere obtener, para aplicar una acción correctora que ajuste el proceso.

El control PID es con diferencia el algoritmo de control más común, siendo utilizado en el 95% de los lazos de control que existen en la industria.

3.4.1 Estructura del PID

Las tres componentes de un controlador PID son: la acción proporcional, acción Integral y la acción derivativa. A continuación, se muestra el diagrama de bloques con el que se representa este controlador. [8]

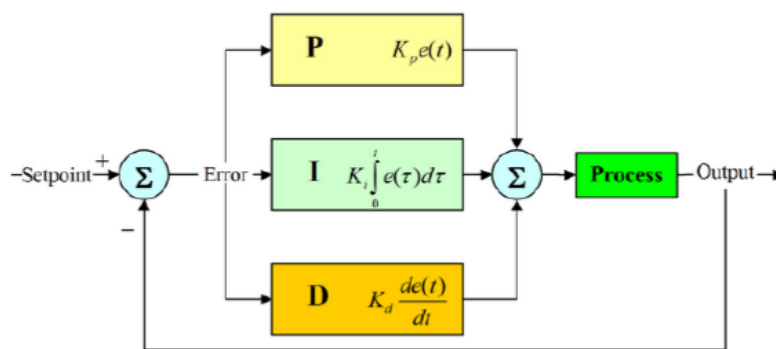


Figura 10 Estructura PID

$$Error = Consigna - Valor medido$$

$$u(t) = K_p e + \frac{K_i}{T_i} \int_0^{\infty} e(t) dt + K_d T_d \frac{de(t)}{dt}$$

3.4.1.1 Acción de control proporcional

El objetivo de esta acción es que una vez ajustado el error en estado estacionario sea cero respecto a una referencia fija. La salida que obtenemos de ella es proporcional al error siendo esta $u(t)=Kp \cdot e(t)$, por lo tanto, la función de transferencia de la acción proporcional será nada más que una ganancia ajustable. $Cp(s)=Kp$

Esta acción no corregirá el error en estado permanente. En la siguiente figura podemos ver el funcionamiento de un controlador P.

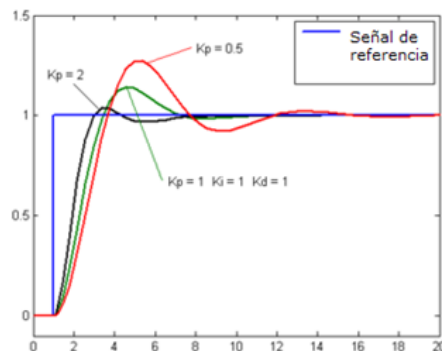


Figura 11 Respuesta de un sistema ante diferentes Kp

Como se puede ver en la figura el error estacionario disminuye a medida que la constante aumenta, la velocidad de este también en mayor pero las sobreoscilaciones y oscilaciones aumentan tardando más en oscilar.

3.4.1.2 Acción de control integral

La salida de este controlador es proporcional al error acumulado, por lo tanto será de respuesta lenta. Las fdt de la salida del controlador y del error son:

$$u(t) = K_i \int_0^t e(t) dt \quad C_i(s) = \frac{K_i}{s}$$

La finalidad de esta acción es que la salida concuerde con la referencia en estado estacionario, pudiendo ésta cambiar sin tener que cambiar la K_i , a diferencia del control proporcional. Se produce un mejor ajuste que con la acción proporcional por que con ésta un pequeño error con el tiempo se hace grande por lo que se tiende a corregir.

Las características de la acción integral se pueden ver en la siguiente figura en la que representamos un control PI en el que variamos la parte proporcional.

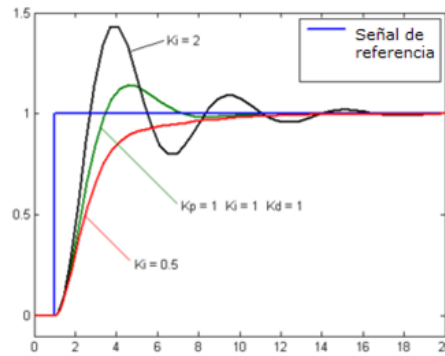


Figura 12 Respuesta del sistema ante diferentes valores de T_i

Siendo $T_i=1/K_i$, por lo tanto, cuanto mayor sea la constante, mayor será la rapidez del sistema, pero también mayor serán sus amortiguaciones pudiendo llegar a desestabilizarse si ésta es demasiado grande.

3.4.1.3 Acción derivativa

Esta acción actúa cuando hay un cambio en valor absoluto del error. Por lo tanto, no se empleará nunca ella sola ya que solo corrige errores en la etapa transitoria. Es una acción predecible por lo tanto de acción rápida.

Su objetivo es corregir la señal de error antes de que se haga demasiado grande. La predicción se hace por la extrapolación del error de control en la dirección de la tangente a su curva respectiva, como se muestra en la figura.

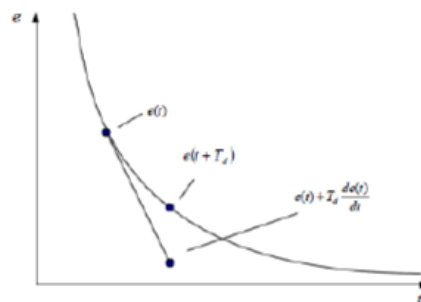
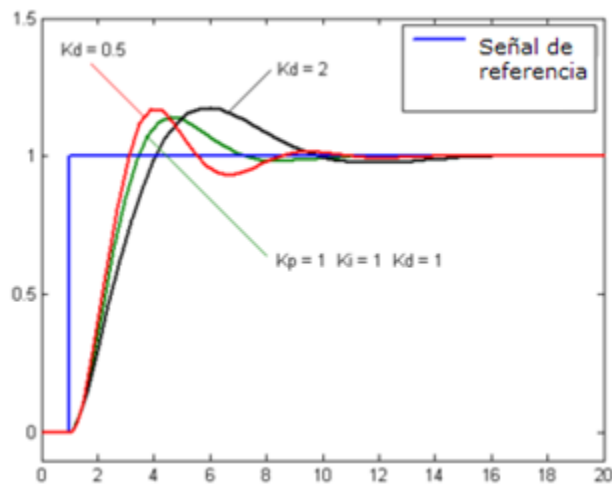


Figura 13 Extrapolación del error de control

Tiene la desventaja de amplía las señales de ruido pudiendo provocar saturación en el controlador. Puede emplearse en sistemas con tiempo de retardo considerables, porque permite una repercusión rápida de la variable después de presentarse una perturbación en el proceso.

Las características de la acción derivativa se pueden ver en la siguiente figura en la que representamos un control PID en el que variamos la parte derivativa.

Figura 14 Respuesta de un sistema ante diferentes valores de K_d

3.4.2 Sintonización del controlador PID

No siempre se usan las tres acciones del controlador PID, normalmente suele aparecer la acción proporcional acompañada solamente de la integral o la derivativa. De esta forma conforman el controlador PI y el PD. Estos junto al controlador PID son los que más comúnmente nos encontramos. El control PI se puede demostrar que funcionará de forma correcta en sistemas con dinámicas de primer orden.

Para su correcto funcionamiento es necesaria la sintonización de sus constantes. Esto se puede hacer de varias formas, en la actualidad existen programas que permiten un ajuste prácticamente automático, pero también se puede hacer manualmente. Para ello existen reglas y procedimientos que facilitan esta labor. A continuación, se verán las reglas propuestas por Ziegler-Nichols.

3.4.3 Reglas para sintonizar controladores PID de Ziegler-Nichols

Ziegler y Nichols propusieron unas reglas para determinar los valores de ganancia proporcional K_p , del tiempo integral T_i y del tiempo derivativo T_d .

Existen dos métodos denominados reglas de sintonización de Ziegler-Nichols. En ambos se pretende obtener un 25% de sobrepaso máximo en la respuesta escalón.

3.4.3.1 Primer método

La respuesta de la planta a una entrada escalón unitario se obtiene de manera experimental. Si la planta no contiene integradores ni polos dominantes complejos conjugados, la curva de respuesta escalón unitario puede tener forma de S (si la respuesta

no exhibe una curva con forma de S, este método no es pertinente). Tales curvas de respuesta escalón se generan experimentalmente o a partir de una simulación dinámica de la planta.

La curva con forma de S se caracteriza por dos parámetros: el tiempo de retardo L y la constante de tiempo T . El tiempo de retardo y la constante de tiempo se determinan dibujando una recta tangente en el punto de inflexión de la curva con forma de S y determinando las intersecciones de esta tangente con el eje del tiempo y la línea $c(t)=K$, como se aprecia a continuación.

En este caso, la función de transferencia $C(s)/U(s)$ se aproxima mediante un sistema de primer orden con un retardo de transporte del modo siguiente:

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{Ke^{-Ls}}{T_s + 1}$$

Ziegler y Nichols establecieron los valores de K_p , T_i y T_d de acuerdo con la siguiente tabla:

Tabla 1 Método de Ziegler y Nichols – Método 1

Tipo de Controlador	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{T}{KL}$	∞	0
PI	$0.9 \frac{T}{KL}$	$\frac{T}{0.3}$	0
PID	$1.2 \frac{T}{KL}$	$2L$	$0.5L$

3.4.3.2 Segundo método

Este método se realiza con el sistema en lazo cerrado. Primero se establece $T_i=\infty$ y $T_d=0$. Usando sólo la acción de control proporcional, se incrementa K_p de 0 a un valor crítico K_c en donde la salida exhiba oscilaciones sostenidas (si la salida no presenta oscilaciones sostenidas para cualquier valor que pueda tomar K_p , no se aplica este método).

Por tanto, la ganancia crítica K_c y el periodo P_c , que es el periodo de estas oscilaciones, se determinan experimentalmente. Ziegler-Nichols sugirieron que se

establecieran los valores de los parámetros K_p , T_i y T_d de acuerdo con la fórmula que aparece en la siguiente tabla.

Tabla 2 Método de Ziegler y Nichols – Método 2

Tipo de Controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0.5 K_c$	∞	0
PI	$0.45 K_c$	$\frac{1}{1.2} P_c$	0
PID	$0.6 K_c$	$0.5 P_c$	$0.125 P_c$

3.5 Modulación por anchura de pulsos (PWM)

La modulación por ancho de pulsos (PWM de su definición en inglés Pulse Width Modulation) de una señal o fuente de energía es una técnica en la que se modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica, ya sea para transmitir información a través de un canal de comunicaciones o para controlar la cantidad de energía que se envía a una carga.

La señal PWM consiste básicamente en variar los tiempos de encendido y apagado, es decir T_{on} (VCC) y T_{off} (GND). Al cambiar el valor de un PWM, en realidad se están modificando estos tiempos. La característica que varía la PWM es el ciclo de trabajo (Duty Cycle):

$$DC = \frac{T_{ON}}{T} \cdot 100$$

El PWM tiene varias aplicaciones, pero para este proyecto interesa simular una salida analógica con una salida digital, ya que normalmente los microcontroladores no suelen tener una salida analógica como tal. El control digital se usa para crear una onda cuadrada, una señal que conmuta constantemente entre encendido y apagado. Este patrón de encendido-apagado puede simular voltajes entre 0 (siempre apagado) y 5 voltios (siempre encendido) simplemente variando su ciclo de trabajo.

En la siguiente figura se puede ver como el aumento del ciclo de trabajo es proporcional al aumento de la salida:

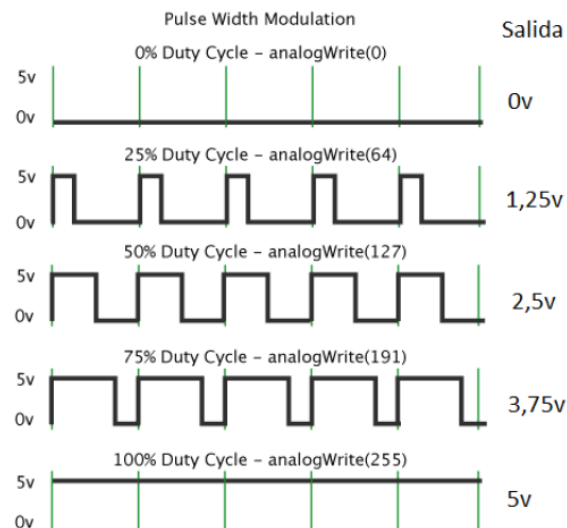


Figura 15 Funcionamiento de la señal PWM en Arduino

Cuanto mayor sea el ciclo de trabajo, mayor tiempo estará la señal de tensión en alto, sin variar el periodo, esto es, mayor será la energía que transferirá la resistencia al sistema. Por consecuencia, como el periodo no varía y la suma de Ton y Toff si, el tiempo de encendido aumenta, mientras que el tiempo de apagado disminuye.

Por otra parte, para la determinación de la frecuencia de la señal PWM se buscará un compromiso entre velocidad (algo que no es crítico en el caso de las cargas resistivas) y pérdidas en los interruptores de potencia.

3.6 Arduino

Para la implementación del sistema de control, de acuerdo con la filosofía del presente proyecto, se ha optado por la utilización de una de las placas de desarrollo de Arduino.

Arduino es una placa de desarrollo electrónico que surgió en 2003 en la forma de una compañía open source y open hardware, así como un proyecto y comunidad internacional. Se dedican al diseño y manufactura de placas de desarrollo de hardware para construir dispositivos digitales y dispositivos interactivos que permitan sensor y controlar objetos del mundo real. Arduino se enfoca en acercar y facilitar el uso de la electrónica y programación de sistemas embebidos en proyectos multidisciplinarios.

Los diseños de las placas Arduino contienen distintos tipos de microcontroladores ATMELE y permiten una fácil y asequible programación de los mismos por cualquier persona usuaria. Además, su amplísima difusión y su filosofía open knowledge permiten contar con

un ingente procomún de conocimiento en la red que facilita enormemente el abordaje de cualquier desarrollo electrónico.

Las placas de Arduino se pueden utilizar de diferentes maneras, ya sean alimentadas a través de USB por medio del ordenador o con una pequeña batería sin necesidad de conectarse con el ordenador. Arduino se programa a través de un programa gratis que se descarga a través de la página web de Arduino, y a través de éste, se transfiere el programa que se escriba desde el ordenador a la placa, estos programas utilizan un lenguaje de programación propio de Arduino basado en *Wiring*. Pero también se puede utilizar Arduino con otros programas, como, por ejemplo, *Simulink* de Matlab (tiene librerías para utilizar Arduino), pero siempre cargando un programa a la placa que interacciona correctamente con *Simulink*, suelen ser programas básicos que vienen con la librería de Matlab, o con la librería del programa que quieres utilizar.

Arduino puede tomar información del entorno a través de sus pines de entrada de toda una gama de sensores y puede interactuar con aquello que le rodea controlando luces, motores y otros actuadores.

Arduino dispone de diferentes placas dependiendo de la necesidad que tenga el proyecto. [9]

3.6.1 Arduino Mega2560

Para el desarrollo de este trabajo se ha optado por la utilización como dispositivo controlador de una placa Arduino Mega 2560.

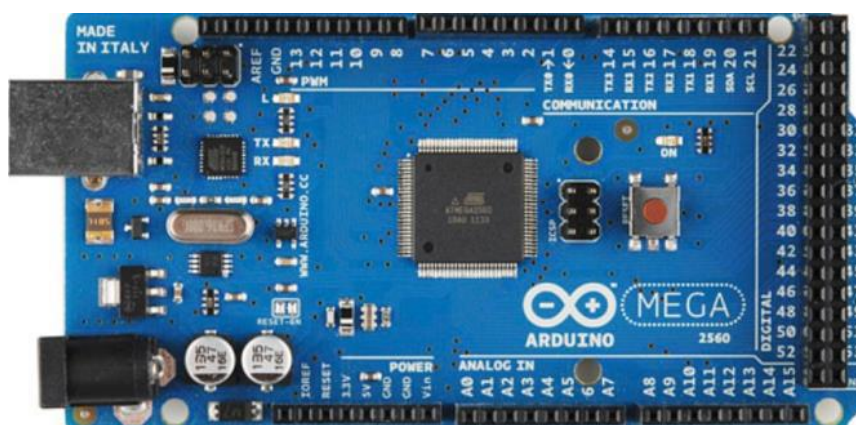


Figura 16 Placa Arduino MEGA 2560

Arduino Mega es una tarjeta de desarrollo open-source construida con un microcontrolador modelo Atmega2560 que posee pines de entradas y salidas (E/S),

analógicas y digitales. Esta tarjeta es programada en un entorno de desarrollo que implementa el lenguaje Processing/Wiring.

Características de la Placa Arduino Mega 2560:

- Microcontrolador: ATmega2560.
- Voltaje de operación: 5 V.
- Voltaje de entrada límite: 6 - 20 V.
- Voltaje de entrada recomendado: 7 - 12 V.
- 54 pines de E/S digitales (15 pueden ser utilizados como PWM).
- 16 entradas analógicas.
- Intensidad DC por cada pin E/S: 40mA
- Intensidad DC por cada pin 3.3V: 50Ma
- 4 UARTs (puertos serie).
- Memoria flash: 256kB.
- EEPROM: 4kB
- SRAM: 8kB.
- Frecuencia del Reloj: 16MHz.

4 ANÁLISIS DE ALTERNATIVAS Y CRITERIOS DE ELECCIÓN

4.1 Sensores de temperatura

La elección de un sensor depende de diversos factores, tales como la precisión, el rango de temperaturas, la velocidad de respuesta, el entorno de trabajo, la sensibilidad y el coste.

4.1.1 Circuito integrado a elegir

Existen una amplia variedad de integrados sensores de temperatura. Estos sensores se pueden agrupar en cinco grandes categorías: con voltaje de salida, con corriente de salida, con resistencia de salida, con salida digital y diodos simples diseñados para medición de temperaturas.

4.1.1.1 Análisis comparativo de circuitos integrados para la medición de temperatura

a) Sensores de temperatura con voltaje de salida

Los sensores de la siguiente tabla dan a su salida un voltaje con una impedancia relativamente baja de salida. Por lo general requieren de una fuente de alimentación y son lineales.

Tabla 3 Sensores de temperatura con voltajes de salida

Sensor	Salida	Rango de Temperaturas	Precisión	Precio	Comentario
LM35	10mV/°C	-55°C a 150°C	±0.5°C	6.22€/10u	Necesita una fuente negativa para temperaturas <2°C
TMP36	$\frac{10mV}{°C}$ 500mVoffset	-40°C a 150°C	±2°C	2.3€/u	medir temperaturas bajo cero sin necesidad de suministrar una voltaje negativo
TC74		-40°C a 125°C	±2°C	25€/5u	Sensor digital, menos sensibilidad al ruido

(Fuente: <https://programarfacil.com/podcast/82-escoger-mejor-sensor-temperatura-arduino/>)

b) Sensores de temperatura con corriente de salida

Los sensores con corriente de salida actúan como reguladores de corriente de alta impedancia y que circula típicamente 1mA por grado Kelvin y necesitan una fuente de voltaje de entre 4 y 30 V.

Tabla 4 Sensores de temperatura con corriente de salida

Temperaturas					
AD590	1 μ V/K	-55°C a 150°C	$\pm 5.5^\circ\text{C}$ a $\pm 10^\circ\text{C}$	10.90€/u	Se deben considerar las corrientes de pérdida del cable
TMP17	1 μ V/K	-40°C a 105°C	$\pm 1^\circ\text{C}$ a $\pm 3.5^\circ\text{C}$	6.07€/u	Un AD590 térmicamente más rápido
LM134 LM234 LM334	Programable 0.1 μ V/K a 4 μ V/K	-25°C a 100°C	$\pm 3^\circ\text{C}$ a $\pm 20^\circ\text{C}$	9.86€/u	Con calibración puede ser efectivo

(Fuente: http://robots-argentina.com.ar/Sensores_integradost.htm)

c) Sensores de temperatura con resistencia de salida

La temperatura contra las características de resistencia másica de los materiales del semiconductor permite la fabricación de los sensores de temperatura simples usando el equipo estándar de fabricación de semiconductores de silicio. Esta construcción puede ser más estable que otros sensores semiconductores, debido a la mayor tolerancia de circulación de iones.

Tabla 5. Sensores de temperatura con resistencia de salida

Sensor	Salida	Rango de Temperaturas	Precisión
KTY81 KTY82 KTY83 KTY84 KTY85	1K o 2K a 25°C	-55°C a 150°C	$\pm 1^\circ\text{C}$ a $\pm 12^\circ\text{C}$
KYY10 KYY11 KYY13	1K o 2K a 25°C	-50°C a 150°C	$\pm 1^\circ\text{C}$ a $\pm 3.5^\circ\text{C}$

(Fuente: http://robots-argentina.com.ar/Sensores_integradost.htm)

d) Sensores de temperatura con salida digital

El sensor de temperatura de salida digital es el primer sensor que integra en su interior un sensor de temperatura y un ADC aun solo chip en un solo chip de silicio. Generalmente no se suelen emplear para dispositivos de medida estándar por su no

estandarización de sus interfaces digitales. Su aplicación común es la de gestión térmica de chips de microprocesadores.

Tabla 6 Sensores de temperatura de salida digital

Sensor	Salida	Rango de Temperaturas	Precisión	Comentario
LM56	2 comparadores con umbral definible	-40°C a 125°C	±3°C y ±4°C	Termostato con dos salidas con histéresis
TMP03 TMP04	Modulación por ancho de pulsos	-25°C a 100°C	±4°C	Salida nominal con 35Hz
DS1620	Serie de cable con resolución entre 0.5°C	-55°C a 125°C	±0.5°C y ±5°C	Buena tolerancia sin calibrar

(Fuente: http://robots-argentina.com.ar/Sensores_integrados.htm)

4.1.1.2 Selección justificada del sensor a emplear

Para la elección del sensor integrado se ha realizado un análisis de selección con los parámetros empleados en las tablas anteriores, es decir, la resolución de salida, el rango de temperatura capaz de medir, la precisión con la que opera y finalmente su precio en el mercado.

Entre todos los sensores integradores que hay en el mercado se optó en un principio por la elección de un sensor de temperatura con salida de voltaje, concretamente el circuito integrado LM35, debido a que este sensor tiene una interfaz sencilla y un tiempo de respuesta rápido, pero finalmente se decantó la balanza por el AD590, un sensor que, aunque tiene un precio mayor otorga un mayor rango de temperatura de medición y que tiene más fiabilidad. Una de sus principales ventajas es, que, su salida analógica puede ser conectada directamente a un microcontrolador.

Su desventaja está únicamente en el precio, ya que, aunque se haga mención a las pérdidas en el cable, en este caso concreto de uso van a ser despreciables, por lo que es perfectamente válido.

4.1.2 Termopar a elegir

4.1.2.1 Análisis comparativo de termopares para la medición de temperatura

Debido a que los termopares miden en rangos de temperatura muy amplios y son relativamente resistentes, los termopares se utilizan muy a menudo en la industria. Los siguientes criterios son utilizados en la selección de un termopar: [10]

- Rango de temperatura
- La resistencia química del termopar o material de vaina
- Resistencia de abrasión y vibración
- Requisitos de instalación (tienen que ser compatibles con equipos existentes)

El tipo de termopar se define por la combinación de metales que utiliza. Los más comunes son los tipos J, K, T, E, pero existen otros que utilizan metales exóticos y raros que tiene un costo mayor, pero permiten la lectura de temperaturas más altas, ideales para las fundidoras e industrias similares. [6]

Para realizar el análisis comparativo vamos a comparar los más comunes, que son:

Tabla 7 Tipos de termopares y sus características

Tipos de Termopar	Conductor	Rango de temperatura	Termopotencia	Entorno de aplicación
Tipo J	Hierro-Constantan	0°C a 760°C	51 μ V/°C	Oxidante, inerte, vacío, reductor
Tipo K	Chromega-Alomega	-200°C a 1260°C	40 μ V/°C	Completamente inerte
Tipo T	Cobre-Constantan	-200°C a 371°C	40 μ V/°C	Corrosivo, húmedo
Tipo E	Chromega-Constantan	-200°C a 900°C	60 μ V/°C	Oxidante, inerte, vacío

(Fuente: Microchip.com)

4.1.2.2 Selección justificada del sensor a emplear.

Analizando los diferentes termopares empleados en el mercado se ha optado por emplear el termopar tipo J, concretamente el de la casa RS Pro. Se ha elegido debido a su bajo coste, resistencia a diferentes atmosferas y amplio rango de operación (-50°C a 400°C) con una sensibilidad de 51 μ V/°C (a 25°C). (Ver hoja de anexos)



Figura 17 Termopar tipo J

4.1.3 Termorresistencia a elegir

4.1.3.1 Análisis comparativo de termorresistencias para la medición de temperatura

La tabla siguiente proporciona una comparación aproximada entre los tipos de sensores de temperatura: [3]

Tabla 8 Tipos de RTDs dependiendo del metal de fabricación

Metal	Material	Rango de Temperatura	Alfa	Comentarios
Cobre	Cu	-200 °C a 260 °C	0.00427	Bajo coste
Molibdeno	Mo	-200 °C a 200 °C	0.00300 0.00385	Bajo coste, alternativa al platino para rangos bajos de temperatura
Níquel	Ni	-80 °C a 260 °C	0.00572	Bajo coste, rango limitados de temperaturas
Platino	Pt	-240 °C a 660 °C	0.00385 0.00292 0.00277	Buena precisión, rango amplio de temperaturas disponible hasta 1000 °C

4.1.3.2 Selección justificada del sensor a emplear.

El RTD a emplear va a ser el de platino, concretamente el PT100, ya que es en gran medida el material más común de los RTD, sobre todo debido a su estabilidad a largo plazo en el aire. Hay dos tipos estándares de sensor de platino, cada uno con un nivel diferente de cantidad de "impurezas".

4.1.4 Termistor a elegir

4.1.4.1 Análisis comparativo de termistor para la medición de temperatura

Como se ha mencionado en el anterior apartado existen dos tipos de termistores, los PTC y NTC. La resistencia NTC es una cuyo valor óhmico depende de la temperatura. Este tipo de termistores se caracterizan por su disminución del valor óhmico a medida que aumenta la temperatura, por tanto, presenta un coeficiente de temperatura negativo.

El coeficiente de temperatura (α) es el % que disminuye su valor óhmico por cada grado de aumento de temperatura, se obtiene de la siguiente expresión:

$$\alpha = -\frac{\beta}{T^2}$$

Los NTCs se emplean en sistemas de regulación, compensación de temperaturas, estabilizadores de tensión, como sensores para alarmas o termostatos.

El caso de la resistencia PTC, es similar a la NTC, también se trata de una resistencia cuyo valor óhmico depende de la temperatura. Pero ésta se caracteriza por el aumento del valor óhmico a medida que aumenta la temperatura, por tanto, presenta un coeficiente de temperatura positivo, caso contrario a la NTC.

En la figura, se observan las variaciones del valor óhmico de la resistencia PTC al aumentar la temperatura. Al principio la resistencia no experimenta casi ninguna variación, se sigue aumentando la temperatura, hasta llegar a producirse un aumento considerable de la resistencia, pero si seguimos aumentando la temperatura, el valor óhmico vuelve a disminuir.

Si la temperatura llega a ser demasiado alta, la resistencia PTC pierde sus propiedades y puede comportarse eventualmente de una forma similar a una resistencia NTC. Por lo tanto, las aplicaciones de una resistencia PTC están restringidas a un determinado margen de temperaturas.

Las resistencias PTC se utilizan en una gran variedad de aplicaciones: limitación de corriente, sensor de temperatura, desmagnetización y para la protección contra el recalentamiento de equipos tales como motores eléctricos. [11]

Las principales diferencias son las siguientes:

Tabla 9 Principales diferencias entre PTC y NTC

PTC	NTC
$\Delta R/\Delta T$ es pequeña	$\Delta R/\Delta T$ es grande
$\Delta R/\Delta T$ es una ley de primer orden	$\Delta R/\Delta T$ es una ley exponencial
R_0 tiene una tolerancia baja <1%	R_0 tiene variaciones de elemento a elemento
$T_{max} \approx 600^\circ\text{C}$	$T_{max} \approx 200^\circ\text{C}$

4.1.4.2 Selección justificada del sensor a emplear

Se ha optado por la elección del NTC, principalmente debido a su bajo costo y a su facilidad de uso. Además, son los termistores empleados para aplicaciones basadas en el calentamiento externo del termistor, es decir, en medición de temperatura de precisión. Los PTC son más adecuado para aplicaciones de conmutación. [12]

Asimismo, en el caso del PTC la relación entre el valor de la resistencia y la temperatura es difícil de expresar mediante una fórmula matemática, a diferencia del NTC; teniendo que basarse los cálculos en métodos gráficos; esto acarrea que la curva característica sea más complicada.

Una vez argumentado, el termistor que se va a emplear para la medición de temperatura va a ser concretamente el modelo NTCLE305E4202SB de la casa *Vishay* con una resistencia de 2K06 y una precisión de $\pm 0.5\%$ hasta los 80°C , aunque su rango de medida es de -40°C a 125°C .

4.2 Actuadores

4.2.1 Elección del circuito de control de potencia del elemento calefactor

4.2.1.1 Análisis comparativo de circuitos para el control de potencia sobre carga resistiva

La electrónica de potencia trata sobre la operación y aplicaciones de dispositivos electrónicos utilizados para el control y conversión de la potencia eléctrica.

Los circuitos electrónicos de potencia permiten convertir la potencia eléctrica de una forma a otra, trabajando en condiciones de conmutación entre los estados abierto y cerrado para realizar estas conversiones.

En este apartado se analizan diferentes soluciones para el control de una carga resistiva con DC. Se ha optado por usar corriente continua ya que se obtienen mayores mejoras que en AC, debido a que se reduce la RMS y la corriente pico a pico. Estas

reducciones permiten que aumente la vida útil de la carga a controlar y también, el decrecimiento del ruido y la disminución de las pérdidas de cobre y hierro. [13]. Las soluciones a analizar son:

- a) Un variador DC empleando un TRIAC y un puente rectificador
- b) Un variador DC empleando un IGBT y un puente rectificador

a) Un variador DC empleando un TRIAC y un puente rectificador

En esta solución se ha optado por la utilización de un TRIAC, un dispositivo bidireccional de la familia de los tiristores.

a.1.) El TRIAC

El TRIAC (Triodo de corriente alterna) es un dispositivo semiconductor de tres terminales: los terminales principales MT1 y MT2, y un electrodo de control denominado puerta G que permite controlar la corriente entre MT1 Y MT2. Tiene la particularidad de ser bidireccional, es decir, para dispositivos típicos la corriente puede fluir en ambas direcciones entre los terminales principales MT1 y MT2 a partir de una corriente aplicada entre el terminal MT1 y la puerta G o entre el terminal MT2 y puerta. El TRIAC puede ser disparado por una polarización positiva o negativa de la puerta y que puede considerarse eléctricamente como dos tiristores en antiparalelo. [14]

Se bloquea invirtiendo la tensión o disminuyendo la corriente por debajo del valor de la corriente de mantenimiento. Es un dispositivo de baja velocidad de conmutación.

En la siguiente figura se muestra su estructura básica:

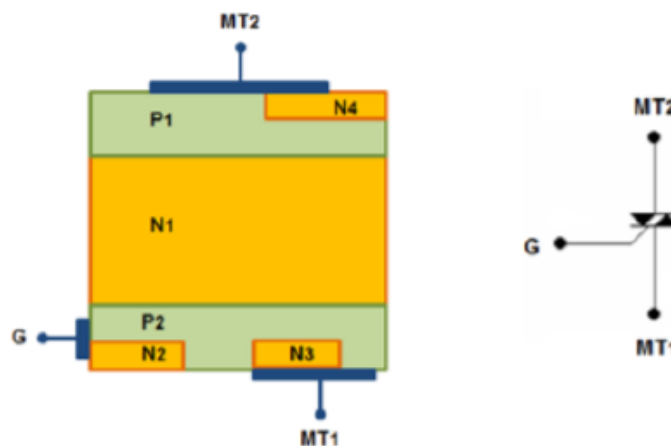


Figura 18 Estructura y símbolo esquemático de un TRIAC

Siempre funciona una estructura de cuatro capas. Desde MT2 a MT1 las capas son: P1 N1 P2 N3, y desde MT1 a MT2 las capas son: P2 N1 P1 N4. La capa N2 es la que permite el disparo con tensiones de puerta negativas.

El TRIAC se puede disparar en cualquier cuadrante según las polaridades aplicadas a la puerta G y al terminal MT2. En la Figura 20 se representan todos los posibles disparos.

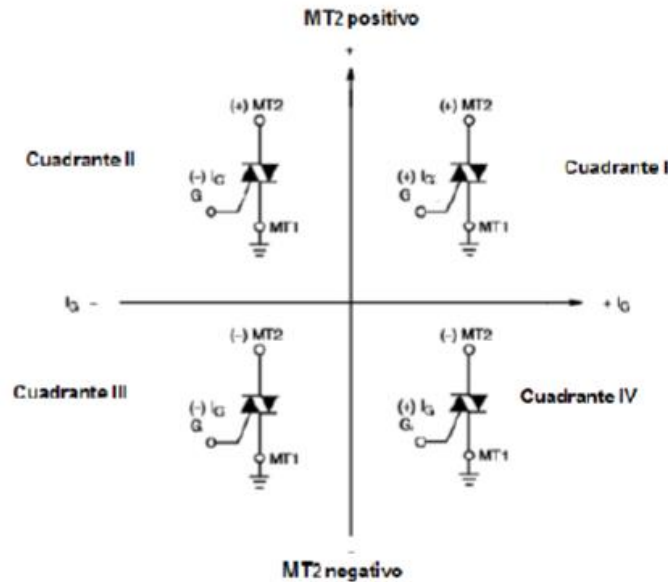


Figura 19 Formas de disparo del TRIAC

En la práctica, los distintos cuadrantes no tienen las mismas sensibilidades al disparo. Se obtiene la mayor sensibilidad en el primer y tercer cuadrante con tensión de puerta positiva y negativa, respectivamente.

En el funcionamiento del primer cuadrante, que suele designarse I (+), la tensión aplicada al terminal MT2 y la tensión aplicada a la puerta G son positivas respecto al terminal MT1. La corriente de la puerta G circula internamente hasta MT1, en parte por la unión P2 N3 y en parte a través de la zona P2. Se produce una inyección de electrones desde N3 a P2, favorecida por la caída de tensión que produce en P2 la circulación lateral de la corriente de puerta, representada por (+ -) en la capa P2. Los electrones inyectados se difunden desde P2 hacia N1 produciendo el inicio de la conducción desde MT2 a MT1.

En el funcionamiento del tercer cuadrante, que suele designarse III (-), la tensión aplicada al terminal MT1 y la tensión aplicada a la puerta G son negativas respecto al terminal MT2. La conducción se realiza por las capas P2 N1 P1 N4. N2 inyecta electrones en P2 haciendo más conductora la unión P2 N1. La tensión positiva aplicada a MT1 polariza más positiva la región cercana a P2 N1 que la más cercana a la puerta G, permitiendo la inyección de huecos desde P2 hacia N1 que llegan a P1 y se inicia la conducción. [15]

Una vez analizado el funcionamiento y las características del TRIAC, se ha utilizado el siguiente circuito teórico como control de potencia de la carga resistiva. Al se le añade un puente de diodos para alimentar con corriente continua la carga. Entonces, cuando la corriente del TRIAC cruza cero la corriente de la carga a controlar se transmite a través del puente de diodos. Asimismo, se le añade un filtro RfCf para evitar disparos falsos cuando ocurren grandes interferencias en la red. [13].

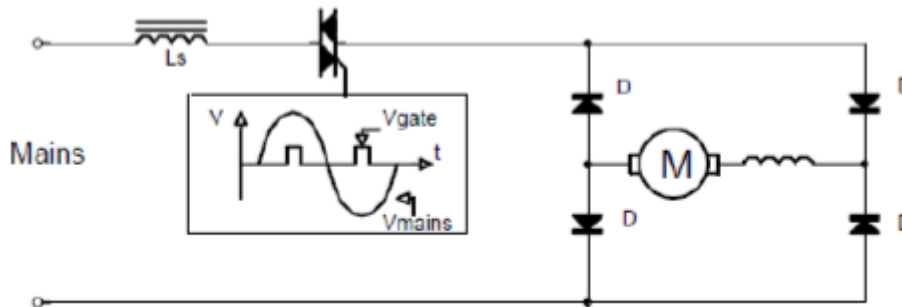


Figura 20 TRIAC controlando carga en modo DC

(Fuente: ST Microelectronics)

b) Un variador DC empleando un IGBT/MOSFET y un puente rectificador

Para esta solución se ha optado por usar un transistor de potencia; que son dispositivos semiconductores utilizados en aplicaciones de conmutación que presentan una pequeña caída de tensión en estado de conducción. Si bien presentan velocidades de conmutación mayores que los tiristores, poseen menores rangos de tensión y de corriente máximas, siendo utilizados en aplicaciones de baja a pequeña potencia.

Dentro de esta familia de dispositivos, se encuentran: el transistor bipolar de unión (BJT), el transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor (MOSFET) y el transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT, Insulated Gate Bipolar Transistor).

b.1) MOSFET de potencia

Los transistores MOSFET de potencia trabajan en forma similar a los dispositivos para pequeña señal. Aplicando tensión entre la puerta G y la fuente S, se controla la formación y altura del canal conductor entre la fuente S y el drenador D. Al aplicar una tensión VDS adecuada, se controla el flujo de carga que atraviesa el dispositivo. Difieren en sus características constructivas de los MOSFET de baja potencia.

Cuando se aplica una tensión VGS positiva, se atraen electrones del sustrato P y se acumulan en la superficie bajo la capa de óxido. Si VGS es mayor o igual al potencial umbral

VT, se acumula una cantidad suficiente de electrones para formar un canal N, y puede circular corriente entre drenador y fuente, si se aplica una tensión entre estos terminales.

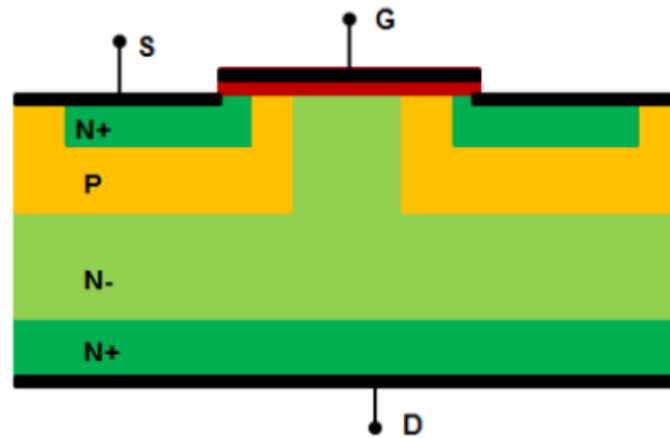


Figura 21 Estructura de un MOSFET de potencia

Los MOSFET de potencia presentan alta velocidad de conmutación y muy pequeña corriente de entrada. Son muy sensibles a las descargas electrostáticas requiriendo sistemas de protección y cuidado en su manejo. Como ventaja se pueden conectar fácilmente en paralelo.

El MOSFET de potencia presenta un diodo interno llamado diodo de cuerpo, conectado entre la fuente y el drenador. Debido a su extensa área de unión, los valores de corriente y resistencia térmica de este diodo son los mismos que el MOSFET de potencia, limitando el comportamiento en conmutación en altas frecuencias debido a su gran tiempo de recuperación inversa. [15].

b.2) IGBT

El IGBT (transistor bipolar de puerta aislada) es un dispositivo semiconductor que se usa como interruptor controlado en circuitos de electrónica de potencia. Este dispositivo posee las características de un MOSFET y un BJT, es decir, posee las características de las señales de puerta de los transistores de efecto campo con la capacidad de alta corriente y bajo voltaje de saturación de los transistores bipolares; combinando una puerta aislada FET y un transistor bipolar como interruptor.

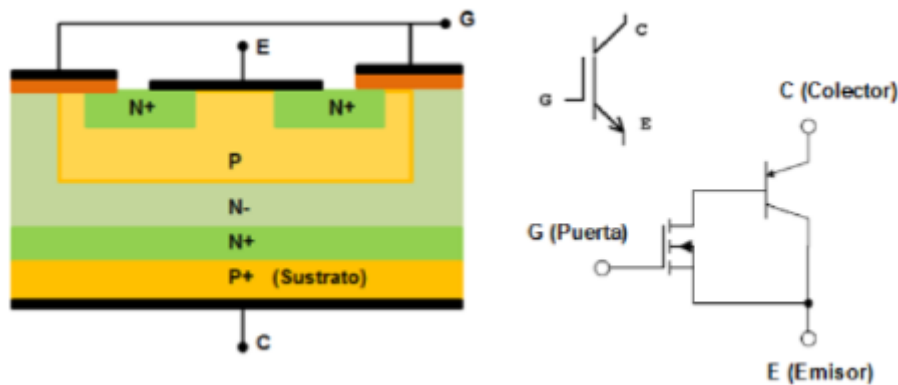


Figura 22 Estructura, símbolo y modelo equivalente de IGBT

El IGBT permite controlar grandes cargas a corriente elevadas y es apropiado para controlar dispositivos a baja tensión continua, por ello permite controlar mayores potencias que el MOSFET. Asimismo, permite mejorar las prestaciones de conmutación, dicho de otro modo, aporta más ganancia y más velocidad de conmutación (la transición desde el estado de conducción al de bloqueo se puede considerar de unos dos microsegundos).

El funcionamiento del IGBT en estado de bloqueo, la tensión V_{GS} es nula. Al aplicarle un voltaje V_{GS} en la puerta comienza a conducir y la corriente I_D aumenta a medida que se aumenta la tensión aplicada a dicha puerta, siempre y cuando el drenador (D) esté polarizado positivamente frente al surtidor (S). Si eso no ocurre, V_{DS} será negativa y entonces el IGBT trabajará en la zona de corte, es decir, su corriente será nula.

La ventaja del IGBT es que la energía aplicada a la puerta que activa el transistor es pequeña, con una corriente del orden de los nanoamperios. Esta pequeña potencia necesaria para conmutar el dispositivo, hace que pueda ser controlado con circuitos integrados. [16].

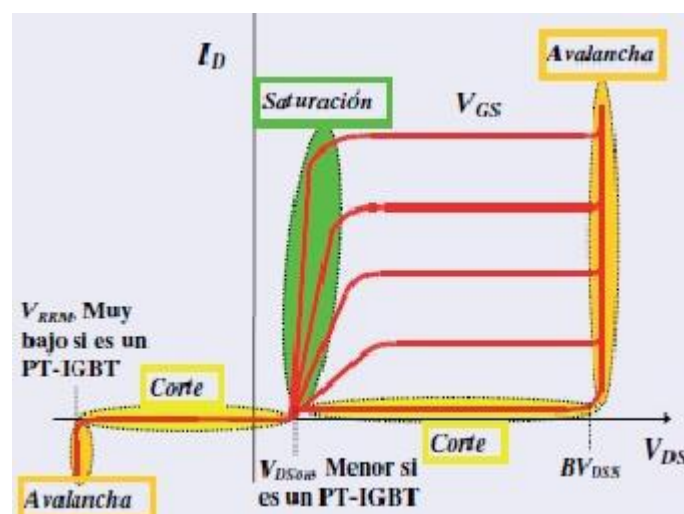


Figura 23 Curva de funcionamiento del IGBT

Una vez se han analizado los dos tipos de transistores de potencia posibles a emplear el circuito teórico es el siguiente:

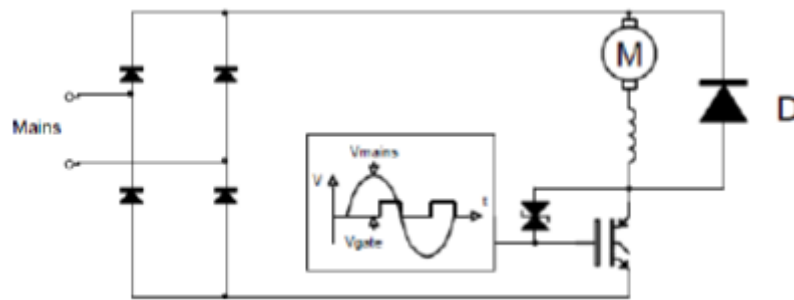


Figura 24 IGBT controlando carga en modo DC
(Fuente: ST Microelectronics)

La conmutación del IGBT se controla mediante su puerta y obteniendo una conmutación controlada se pueden reducir las interferencias producidas por altas frecuencias y así reducir el costo del filtro. En este caso, la diferencia está en ancho de pulsos de salida, donde, en el caso de cargas inductivas, la señal debe mantenerse en estado alto hasta que se detecte corriente nula en la red. [13]

4.2.1.2 Selección justificada del circuito a emplear

Debido a las diferencias de aplicabilidad respecto a la utilización de los dispositivos expuestos para el control de la potencia, se debe seleccionar el tipo más adecuado de componente electrónico según la función y las especificaciones del sistema a desarrollar.

Teniendo en cuenta las cualidades de cada dispositivo se ha decidido descartar desde un primer momento el TRIAC, debido a que no dispara de manera simétrica en ambas mitades de la onda y esto provoca que la conmutación aumente el nivel de los armónicos. Además, si lo comparamos con los transistores de potencia, su velocidad de conmutación es menor, es decir, opera con una menor frecuencia y tensión.

Respecto a los MOSFETs e IGBTs, ambos tienen sus pros y sus contras y los dos necesitan sistemas de protección por su sensibilidad a las descargas electrostáticas. A pesar de que el IGBT tiene mayores pérdidas en conmutación, puede trabajar con cargas y corriente mucho más elevadas que el MOSFET, es decir, puede controlar mayores potencias. Asimismo, su tecnología le permite ser controlado por circuitos integrados, debido a que la corriente necesaria para ser conmutada es en comparación menor.

Por otra parte, en los transistores MOSFET, donde los efectos capacitivos del mismo, unidos a la limitación de corriente de las salidas digitales, frecuentemente harán que se

necesite un driver de amplificación previo para evitar que el transistor trabaje en zona activa. Con lo cual, se ha optado por emplear un IGBT para el circuito de potencia.

4.2.2 LCD a elegir

4.2.2.1 Análisis comparativo de LCDs

Hay una amplia gama de pantallas LCDs que son compatibles con Arduino. Aparte de las funcionalidades extra que nos puedan dar cada una de ellas, las podemos diferenciar principalmente por el número de filas y columnas, su tamaño.

Importantes factores que se deben considerar al evaluar una pantalla de cristal líquido: [17]

- **Resolución:** Las dimensiones horizontal y vertical son expresadas en píxeles.
- **Ancho de punto:** Es la distancia entre los centros de dos píxeles adyacentes: cuanto menor sea el ancho de punto, menor granularidad tendrá la imagen. El ancho de punto suele ser el mismo en sentido vertical y horizontal, pero puede ser diferente en algunos casos.
- **Tamaño:** El tamaño de un panel LCD se mide a lo largo de su diagonal generalmente expresado en pulgadas desde 7" hasta 58" (coloquialmente llamada área de visualización activa).
- **Tiempo de respuesta:** Es el tiempo que demora un píxel en cambiar de un color a otro.
- **Brillo:** La cantidad de luz emitida desde la pantalla; también se conoce como luminosidad.
- **Contraste:** La relación entre la intensidad más brillante y la más oscura.
- **Aspecto:** La proporción de la anchura y la altura.

En el mercado se pueden encontrar muchos tipos de displays diferentes, estas diferencias están marcadas fundamentalmente por el tipo de display, que va a determinar cómo van a ser mostrados los datos y por la conexión que se usa para mostrar los datos en el display.

a) Display LCD de líneas

Los displays LCD (liquid crystal display) son pantallas delgadas formadas por una serie de pixeles de color monocromo que usualmente se colocan delante de una luz reflectora. Este tipo de displays se utilizan en infinidad de dispositivos debido a su bajo consumo y a que tienen una vida útil muy grande. Son los displays más comunes a la hora de trabajar con Arduino, ya que además de ser unos displays muy sencillos de usar son muy asequibles.



Figura 25 Display y LCD de líneas

Al comprar displays de este tipo lo que hay que tener en cuenta es el tipo de dato que se va a mostrar, ya que solo permiten mostrar caracteres y algunos símbolos dentro de una posición definida para el carácter. Por ello, todo lo que se quiera mostrar debe caber dentro de la matriz del carácter, las letras, números e incluso caracteres especiales que se programen.

Dentro de los displays LCD de líneas hay un gran número de variantes, se pueden encontrar con diferente número de líneas, mayor o menor número de caracteres por línea, retroiluminados en algún color concreto o incluso sin retroiluminar. De todas estas variantes, actualmente los más comunes son los displays de 2x16 (2 líneas y 16 caracteres por línea) y de 4x20 (4 líneas y 20 caracteres por línea). Dentro de estos dos tipos podemos encontrarnos la retroiluminación en diversos colores, según el fabricante.

Los displays mostrados anteriormente son muy usados desde hace bastantes años, pero tenían el inconveniente de necesitar demasiadas conexiones, lo que en muchas ocasiones limitaba el poder controlarlos con un microcontrolador de gama baja ya que requerían que al menos 6 pines del microcontrolador estuvieran dedicados al display. Para solucionar esto, se desarrolló una interface que acoplado al display hace que este reciba la información mediante un conector I2C, reduciendo la conexión a 2 hilos (más otros dos para la alimentación).



Figura 26 Adaptador I2C

b) Display LCD en matriz de puntos

Este es un tipo de display muy conocido por la gente que se dedica al mundo de la impresión 3D, ya que la mayoría de las impresoras incorporan uno como este. Este display es igual que el display LCD de líneas con la diferencia que en este no existen las líneas. Todo el display es una matriz de puntos y de igual forma que en el de línea, se puede activar cualquier punto de la matriz para formar el carácter. El display de matriz de puntos tiene una mayor resolución de pixeles. Un display muy común es el de 128x64 lo que nos permite dibujar menús y elementos gráficos que hacen mucho más agradable la interface gráfica de cara al usuario.



Figura 27 Display LCD en matriz de puntos

c) Display OLED

Este tipo de display es muy interesante para aplicaciones donde el tamaño importa, por lo general son displays muy pequeños con una gran resolución y consumos muy bajos. El nombre OLED proviene del inglés (organic light-emitting diode) y tiene este nombre porque los LEDs con los que se compone la pantalla tienen componentes orgánicos que al paso de una corriente eléctrica emiten luz por sí mismos.



Figura 28 Display OLED

La principal ventaja de estos displays reside en la luz que emiten, ya que al emitir luz propia son mucho más luminosos que los LCD dando un mayor contraste, además de eso tienen un consumo menor.

Estos displays se encuentran formando matrices de puntos en la totalidad de su superficie y es posible encontrarlos en varios colores, incluso con la posibilidad de iluminarse en diferentes colores. [18]

4.2.2.2 Selección justificada de la LCD a emplear

Los requerimientos para este trabajo en cuanto al display, son que tenga un bajo coste para no encarecer el total de la maqueta, usar dispositivos con una programación no muy complicada y además los datos que se necesitan visualizar en la pantalla son bastante reducidos en cuanto cantidad.

Dicho esto, se ha decidido descartar el display OLED debido a su coste, en comparación con el resto y también se ha descartado el display LCD en matriz de puntos, ya que no está muy extendido en aplicaciones con Arduino porque complica bastante el mostrar información en la pantalla.

Se ha optado por elegir el display LCD de líneas por su bajo coste, su compatibilidad con Arduino, su facilidad a la hora de programar y porque su resolución es aceptable para este trabajo. Concretamente se ha escogido una pantalla LCD de 20x4, tiene 4 filas de 20 caracteres cada una. Asimismo, para no utilizar tantos pines del Arduino, el LCD viene

equipado con el conector I2C, reduciendo la conexión a 2 hilos (más otros dos para la alimentación).

5 DISEÑO DE LA ELECTRÓNICA

5.1 Medición de la temperatura

5.1.1 Cálculo y diseño del circuito acondicionador para el AD590

El AD590 actúa como fuente de corriente constante, produciendo una corriente de salida que es proporcional a la temperatura absoluta, que requiere sólo una fuente de tensión dc.

Las características principales del AD590 son:

- Salida de corriente lineal: $1 \mu\text{A}/\text{K}$
- Rango de temperatura de medida: -55 a $+150$ °C
- Fuente de alimentación: $+4$ V a $+30$ V dc

El patillaje del AD590 se muestra en la siguiente imagen. El pin central es el GND del sensor, mientras que el pin extremo pegado a la muesca en el encapsulado, es Vcc (en este caso a 5V), el pin sobrante no requiere de conexión.



Figura 29 Patillaje del AD590

Para este sensor normalmente no se suelen emplear componentes externos de acondicionamiento de señal, pero en este caso como el incremento del AD590 es de $1 \mu\text{A}/\text{K}$ y para las posteriores lecturas del voltaje mediante el pin analógico del Arduino se quiere aprovechar toda la resolución para una lectura de la temperatura más precisa, puesto que el rango de voltajes en el microcontrolador es de 0V a 5V. Se va a implementar un filtro pasa bajo de primer orden para atenuar las frecuencias más altas y un amplificador para tener una señal que sea más fácilmente medible.

El filtro paso-bajo se ha diseñado para una frecuencia de corte de 5Hz, para ello se han empleado una $R3=4k7$ y un condensador cerámico de $C=680nF$, utilizando la siguiente formula:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

El circuito diseñado es el siguiente:

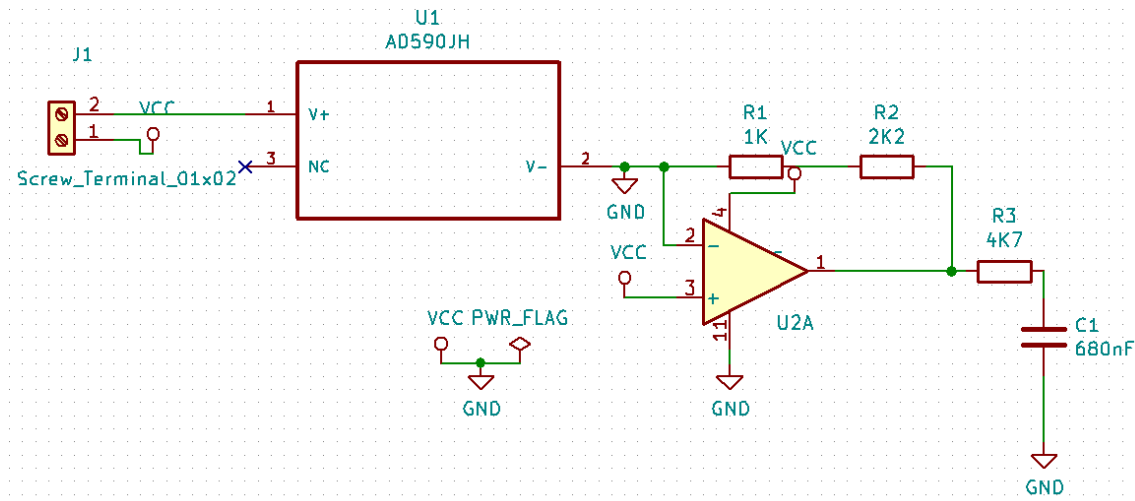


Figura 30 Circuito de acondicionamiento para el sensor AD590

5.1.2 Cálculo y diseño del circuito acondicionador para el Termopar Tipo J

El hecho de que los termopares sean dispositivos de bajo nivel de tensión, a la vez que, de baja impedancia, hace que el acondicionador de señal sea totalmente imprescindible. Existen circuitos integrados que realizan todas las etapas del acondicionamiento de señal como, por ejemplo, el AD594 de Analog Devices, el cual se emplea para termopares tipo J y es el dispositivo que se planteó inicialmente emplear para el acondicionamiento de la señal, por su fiabilidad y relativo bajo costo. [19]

Pero finalmente se optó por modificar este planteamiento y en vez de utilizar el AD594, que es un amplificador de instrumentación que realiza la compensación de temperatura en la junta del termopar (punto de hielo) y produce un nivel de salida de voltaje alto a partir de la señal proveniente del termopar. Se decidió realizar el diseño de un circuito de amplificación de instrumentación clásico, que ayuda a en el planteamiento inicial del proyecto en el que se desarrollan los conceptos aprendidos en varias de las asignaturas del grado. Y, de cara al planteamiento didáctico, aporta un valor añadido el desarrollar un

circuito propio antes que hacer uso de un componente electrónico comercial que ya haga esta tarea. El circuito diseñado es tal que:

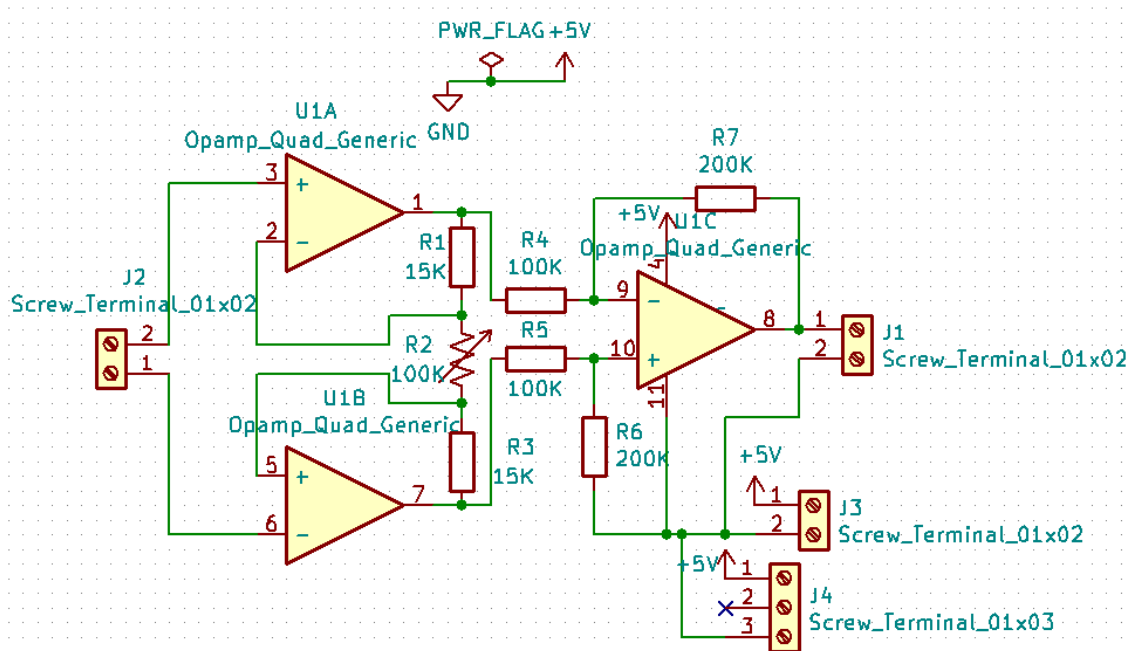


Figura 31 Esquema para montaje con termopar tipo J

Para tener una medida de referencia se va a utilizar el sensor de temperatura que se descartó inicialmente, el circuito integrado LM35, que posee unas características muy adecuadas para este tipo de sistemas de medición. Por lo que se tiene:

$$V_{J1/1} = \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot \left(\frac{R_7}{R_4}\right) \cdot (V_{J2/1} - V_{J2/2})$$

Ajustando R_2 a 20K

$$V_{J1/1} = \left(1 + 2 \cdot \frac{15}{20}\right) \cdot \left(\frac{200}{100}\right) \cdot (V_{J2/1} - V_{J2/2}) = 5(V_{J2/1} - V_{J2/2})$$

En un termopar de tipo J se tiene una sensibilidad de $S=0.055\text{mV}/^\circ\text{C}$

$$V_{J1/1} = 5 \cdot (V_{J2/1} - V_{J2/2}) = 5 \cdot S \cdot (T_C - T_F) = 0.275 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}} (T_C - T_F)$$

En el LM35 se tendrá que:

$$V_{LM35} = 10 \cdot \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}} \cdot T_F$$

Se desea que el equipo diseñado sea insensible a T_F y que la sensibilidad de todo el sistema sea de $10\text{mV}/^\circ\text{C}$, por lo que:

$$V_s = K_1 \cdot 0.275 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}} (T_C - T_F) + K_2 \cdot 10 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}} T_F$$

Si se quiere que V_S sea insensible a $T_F \rightarrow \frac{dV_S}{dT_F} = 0$

$$\frac{dV_S}{dT_F} = -K_1 \cdot 0.275 \frac{mV}{^{\circ}C} + K_2 \cdot 10 \frac{mV}{^{\circ}C} = 0$$

$$0.275K_1 = 10K_2$$

Para tener una sensibilidad de todo el conjunto de $10mV/^{\circ}C$ se tendrá que $\frac{dV_S}{dT_C} = \frac{10mV}{^{\circ}C}$

$$\frac{dV_S}{dT_C} = K_1 \cdot 0.275 \frac{mV}{^{\circ}C} = 10 \frac{mV}{^{\circ}C}$$

$$K_2 = \frac{0.275}{10} K_1 = 1$$

$$K_1 = \frac{10}{0.275} = 36.36$$

Así que la ecuación general quedará tal que:

$$V_S = K_1 \cdot 0.275(T_C - T_F) + 10T_F$$

5.1.3 Cálculo y diseño del circuito acondicionador para la PT-100

Como bien se ha explicado en el apartado anterior, la termorresistencia a emplear será la PT100, para la cual será necesario implementar un circuito acondicionador.

El modelo lineal para un RTD es: $R_{td}(T) = R_0(1 + \alpha T)$ y $R_0 = 100\Omega$ y $\alpha = 0.00385\text{ }^{\circ}C^{-1}$

Entre los circuitos más usuales para acondicionar la señal de una PT100 se encuentran: la fuente de corriente constante y el puente de Wheatstone.

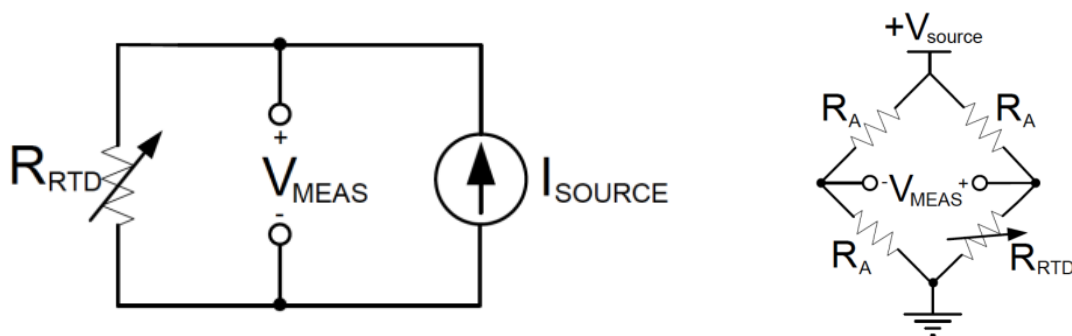


Figura 32 Circuitos de acondicionamiento

a) Fuente de corriente

b) Puente de Wheatstone

(Fuente: Texas Instruments)

En este proyecto, dado que el puente de Wheatstone introduce un factor de no linealidad y, además, precisa del uso de amplificadores diferenciales de instrumentación, se ha optado por emplear el circuito basado en una fuente de corriente constante.

Para la implementación de la fuente de corriente constante, existen también numerosas topologías. En este caso se ha optado por la topología recomendada por el fabricante Microchip en su Application Note 687 "Precision Temperature-Sensing With RTD Circuits".

El circuito se implementa mediante amplificadores operacionales single supply lo cual, a su vez, simplificará el circuito final al no ser necesario implementar una fuente de alimentación simétrica. Dado que además de la fuente de corriente de corriente constante, será necesario implementar un circuito para la compensación de la resistencia de los terminales de la PT100 y un filtro pasa bajo con una cierta ganancia, se ha optado por un amplificador single supply cuádruple de alta precisión, bajo offset y rail to rail para poder implementar todo el circuito con un único circuito integrado. En concreto se ha seleccionado el MCP609 de la casa Microchip. (Ver hoja de características en anexos)

La fuente de corriente constante se implementa mediante dos de los amplificadores operacionales integrados en el MCP609.

Analizando la malla de salida del amplificador operacional U1B e igualando las corrientes que atraviesan R3 y R4, se obtiene la diferencia de tensión fija en la resistencia de referencia:

$$\frac{V_2 - \frac{V_1}{2}}{R_4} = \frac{\frac{V_1}{2} - 2.5}{R_3} \rightarrow \{R_3 = R_4\} \rightarrow V_1 - V_2 = 2.5V$$

Dado que la resistencia de referencia es de 2K5, este circuito constituye una fuente de corriente constante de 1mA

$$I_{Ref} = \frac{V_1 - V_2}{R_{Ref}} = 1mA$$

La tensión de referencia de 2,5V, necesaria para la determinación del offset de los amplificadores operacionales single supply se obtendrá de un regulador de tensión LM4040.

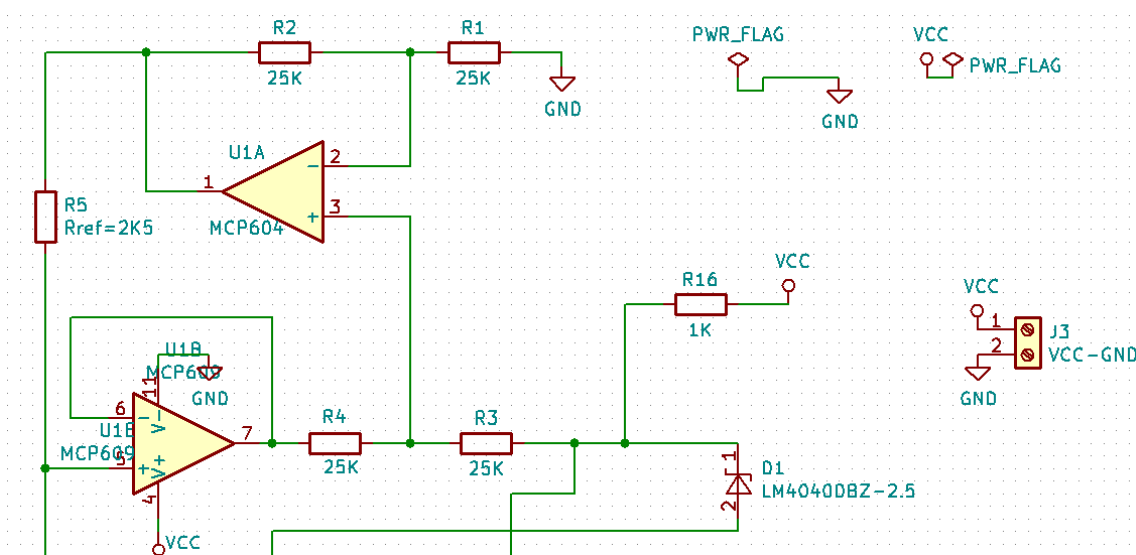


Figura 33 Fuente de corriente constante

Esta corriente constante de referencia se ha escogido de este valor tan bajo para evitar los efectos del calentamiento de la RTD debido a la propia corriente del circuito acondicionador. A continuación, se emplea el amplificador operacional U1C (integrado también en el mismo MCP609) para implementar el circuito de compensación de la resistencia de los hilos de la PT-100.

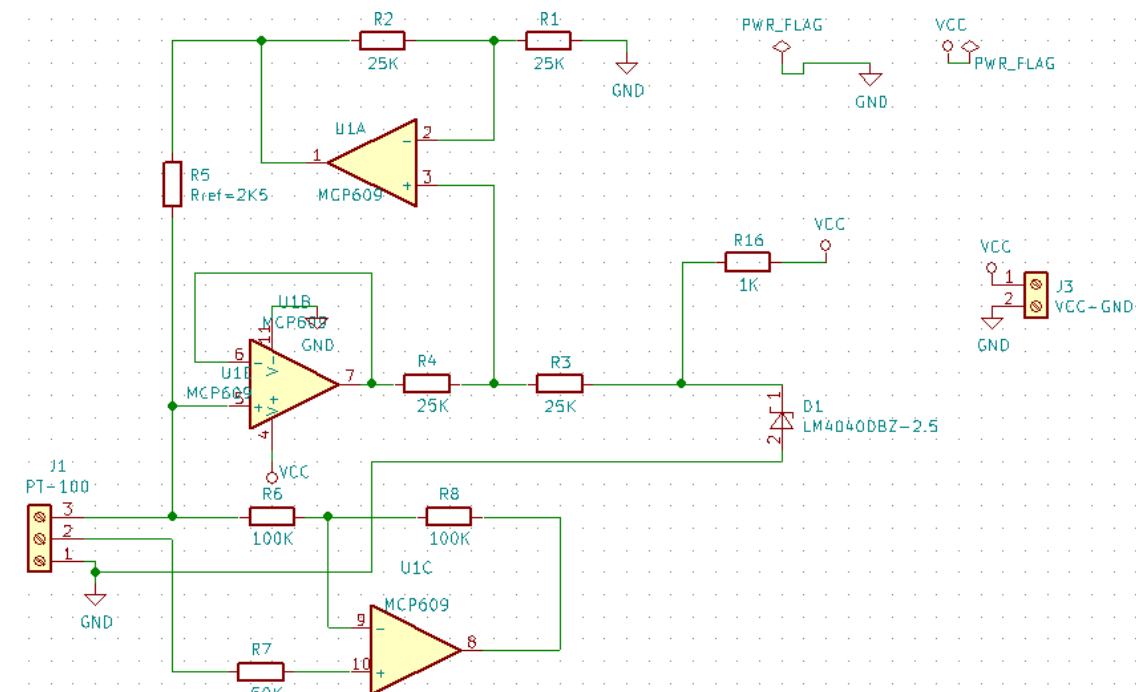


Figura 34 Fuente de corriente constante con compensador de tres hilos

Analizando el circuito compensador, puede deducirse que su función de transferencia es:

$$V_0 = 2V_b - V_a$$

Incorporando las resistencias de los cables, supuestas estas iguales ($R_{W1}=R_{W2}=R_{W3}$):

$$\begin{cases} V_b = (RTD + R_W) \cdot I \\ V_a = (RTD + 2R_W) \cdot I \end{cases}$$

Se deduce la función de transferencia:

$$V_o = 2 \cdot RTD \cdot I + 2 \cdot R_W \cdot I - RTD \cdot I - 2 \cdot R_W \cdot I = RTD \cdot I$$

En la que se comprueba que la tensión de salida es independiente de la resistencia de los hilos de conexión de la RTD.

Para un rango de temperaturas comprendidas entre 0°C y 150°C, a partir de la ecuación de la PT100 y con el valor de corriente de 1mA, se obtendrán tensiones de salida de:

Tabla 10 Obtención tensiones de salida (rango 0°C y 150°C) PT-100

T	$R_{td}(T) = R_0(1 + \alpha T)$	$V_o = R_{td}(T) \cdot I$
0°C	100Ω	0,1V
150°C	157,75Ω	0,158V

Para este rango de tensiones de entrada se va a implementar un circuito acondicionador que aumente el rango de tensión lo más cerca posible del rango del convertidor analógico digital.

Existen múltiples formas de realizar este circuito, en este caso se ha optado por un montaje que, si bien invierte la pendiente de la recta, emplea muy pocos componentes y permite ajustar fácilmente la tensión de referencia aprovechando los 2,5V que ya se emplean para el offset de los amplificadores single supply.

El circuito empleado es el que se muestra en la siguiente figura:

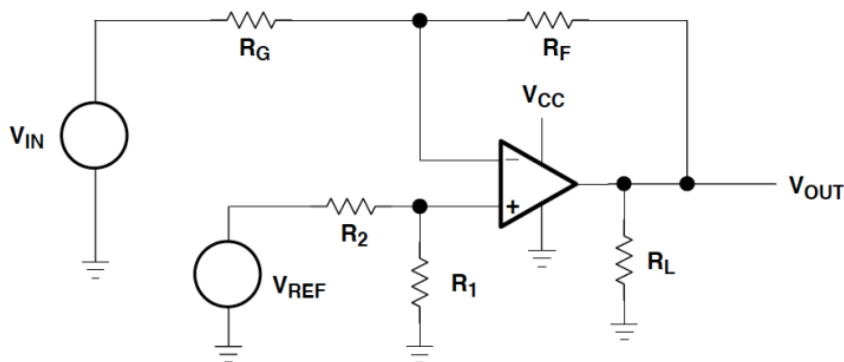


Figura 35 Circuito acondicionador para AO single supply

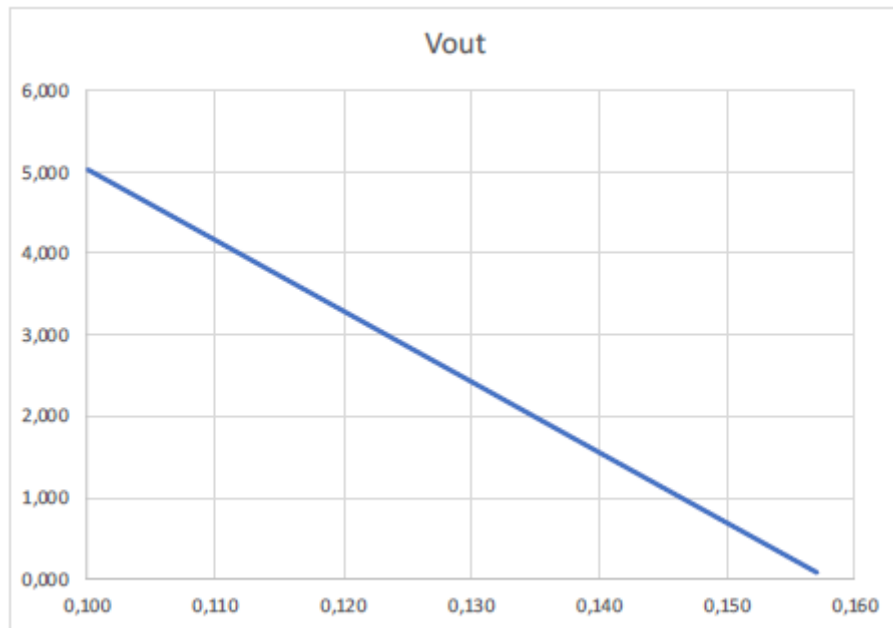


Figura 37 Recta de salida del circuito

5.1.4 Cálculo y diseño del circuito acondicionador para la NTC

El termistor se usa en tres diferentes modos de operación:

- Modo resistencia VS temperatura: Estos circuitos realizan mediciones de precisión de temperatura, control y compensación. Dependen de que el termistor funcione en una condición de "potencia cero", es decir, el consumo de energía del termistor tiene un efecto insignificante en la resistencia de los elementos. Esta condición implica que no hay autocalentamiento del termistor como consecuencia de la excitación de corriente o voltaje.

- Modo voltaje VS corriente: usan uno o más termistores que operan en una condición de estado estable de autocalentamiento.

- Modo corriente VS tiempo: dependen de la constante de disipación del paquete del termistor, así como de la capacidad calorífica del elemento.

En este caso se va a utilizar la resistencia del termistor para lograr la temperatura del sistema y, además, se requiere de una cierta precisión en las medidas, con lo cual se va a utilizar el modo resistencia VS temperatura. [12]

El NTC seleccionado trabaja en un rango de temperaturas de -40°C a 125°C y los valores para el rango de temperatura deseados son de:

$$\begin{cases} T = 25^{\circ}\text{C} \rightarrow R(T) = 2060\text{K}\Omega \\ T = 125^{\circ}\text{C} \rightarrow R(T) = 98.13\Omega \end{cases}$$

Teniendo en cuenta esos valores de resistencia, se le va a aplicar una fuente de corriente constante y para ello se va a aprovechar el diseño que se ha usado para la PT-100 en el apartado 4.1.3. Esta corriente constante de 1mA se ha escogido de este valor tan bajo para evitar los efectos del calentamiento del NTC.

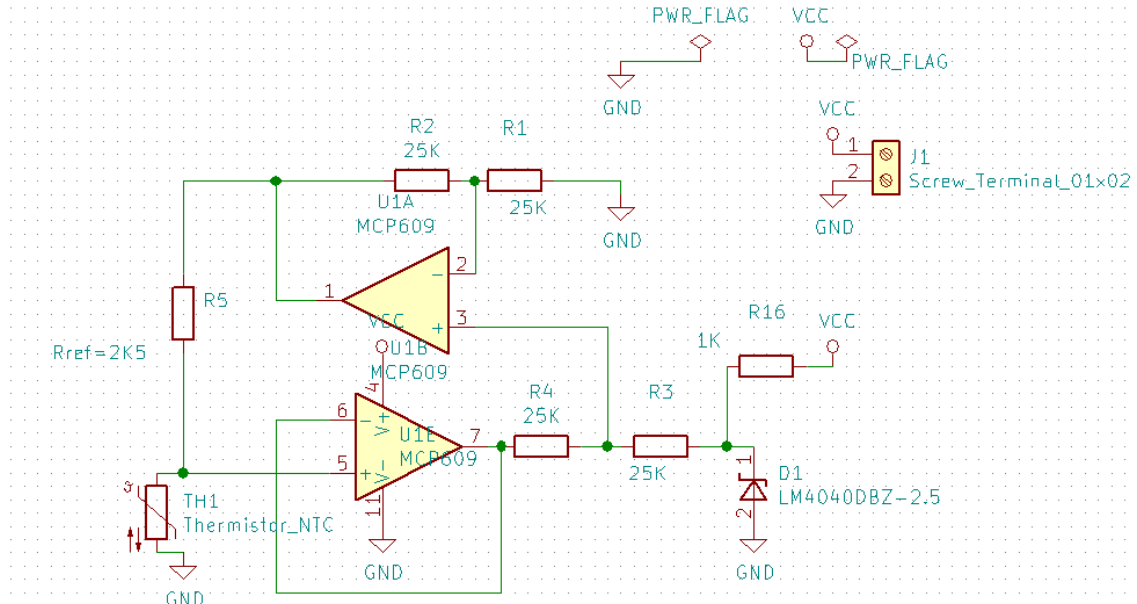


Figura 38 Circuito de la fuente de corriente constante y NTC

Con esos valores de corriente y resistencia se conseguirían los valores de tensión deseados para conectar a los pines de entrada analógicos de Arduino y de esa forma aprovechar al máximo la resolución del ADC:

Tabla 11 Obtención de tensiones de salida NTC (rango 0°C y 125°C)

T	$R_{NTC}(T)$	$V_0 = R_{NTC}(T) \cdot I$
25°C	2060Ω	2.06V
125°C	98.13Ω	0.098V

Esos valores son los que se van a conectar directamente a la entrada analógica del Arduino, como el rango de tensión es de 0V a 5V no es necesario un circuito amplificador.

5.2 CONTROL DE POTENCIA

5.2.1 Cálculo y diseño del circuito de potencia

El objetivo de este circuito es controlar la potencia de la resistencia calefactora mediante una señal PWM. De esta forma se conseguirá aumentar o reducir el calor interno de la maqueta para después poder analizar la respuesta del sistema.

Para el control de potencia de la resistencia calefactora se ha diseñado el siguiente circuito:

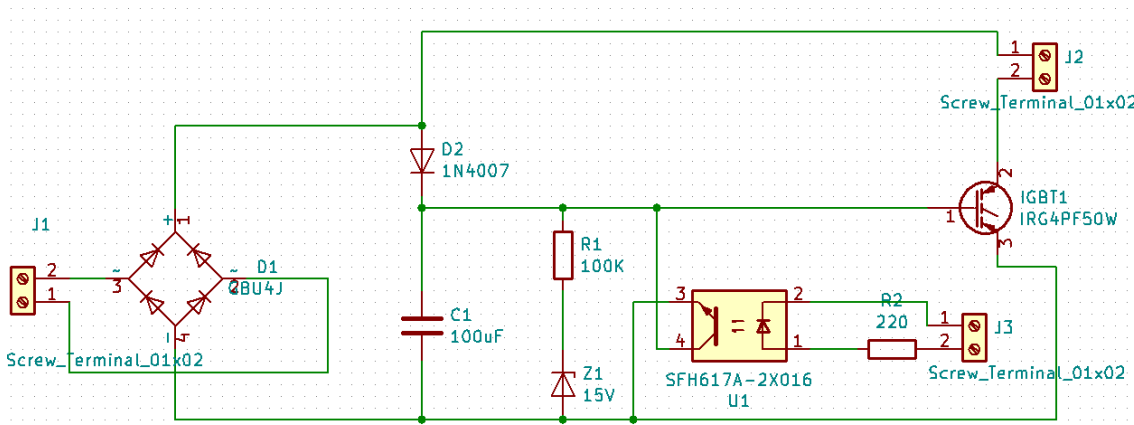


Figura 39 Circuito de control de la resistencia calefactora

El circuito está formado por la resistencia calefactora (load), encargada de aportar calor al sistema, la señal con modulación de ancho de pulsos (PWM) que controlará dicha resistencia y, además, para el funcionamiento apropiado del circuito de potencia se han añadido un optoacoplador, un IGBT, un puente rectificador de diodos, un condensador y un Zener.

Como puede observarse en el circuito, el diodo D2, el condensador C2, la resistencia R14 y el diodo Zener D3 se encargan de proporcionar los 15 voltios necesarios entre la fuente y la puerta que garantizan que el transistor IGBT de potencia entre en conducción. La forma de cortar este transistor será poniendo a cero la diferencia de tensión entre la puerta y la fuente del transistor. Esto se consigue excitando el emisor del optoacoplador el cual a su vez satura el fototransistor conectado entre estos dos terminales del IGBT.

El Zener permite que haya una tensión estable de 15V, aunque atravesase una corriente mayor o menor, esto es, aunque las I_{MAX} e I_{MIN} que permite pasar el condensador varíen, consiguiendo los 15V que necesita el IGBT para funcionar, evitando así fluctuaciones en la red.

El circuito también dispone de un optoacoplador, el optoacoplador empleado es el K1010 de Cosmo ya que es apropiado para circuitos de excitación con transistores IGBT. Este dispositivo aísla y protege la electrónica de la etapa de control, empleando luz para conectar dos circuitos eléctricos, sin existir un contacto eléctrico real entre ellos.

Con este tipo de estructura se invierte la señal PWM, pero más adelante se tendrá en cuenta esa inversión, a la hora de genera esa señal en Arduino. [20]

5.3 VISUALIZACIÓN DEL LCD

5.3.1 Diseño del circuito de conexión apropiado para el LCD

La comunicación entre Arduino y la pantalla LCD la facilita la librería LiquidCrystal de Arduino. En este caso se utiliza una pantalla LCD de 4 filas por 20 columnas (20x4), esto quiere decir, que se pueden imprimir caracteres en 4 fila, en las cuales caben 20 caracteres.



Figura 40 Display LCD de líneas 20x4

El PINOUT de la LCD dispone de 16 pines:

- Pin 1 – *VSS* o *GND*
- Pin 2 – *VDD* o alimentación (+5V)
- Pin 3 – Voltaje de contraste. Se conecta a un potenciómetro.
- Pin 4 – Selección de registro. Aquí se selecciona el dispositivo para su uso.
- Pin 5 – Lectura/Escritura. Dependiendo del estado (*HIGH* o *LOW*), se podrá escribir o leer datos en el LCD.
- Pin 6 – *Enable*. Es el pin que habilita o deshabilita el LCD.
- Pin 7 hasta Pin 14 – Son los pines de datos por donde se envía o recibe información.
- Pin 15 – El ánodo del LED de iluminación de fondo (+5v).

- Pin 16 – El cátodo del LED de iluminación de fondo (*GND*).

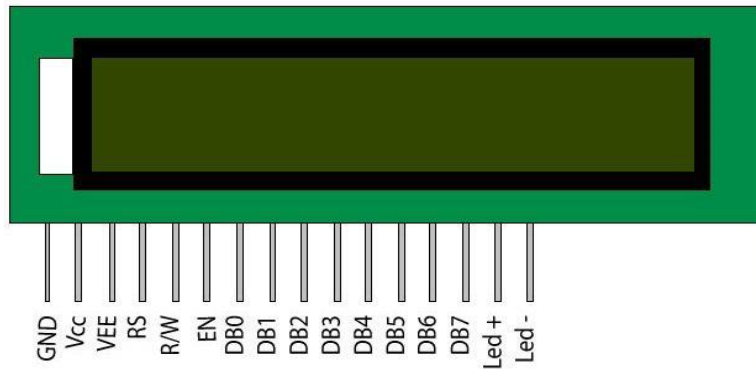


Figura 41 Nombre de los pines del LCD

Para utilizar la pantalla LCD con Arduino se deben hacer las siguientes conexiones:

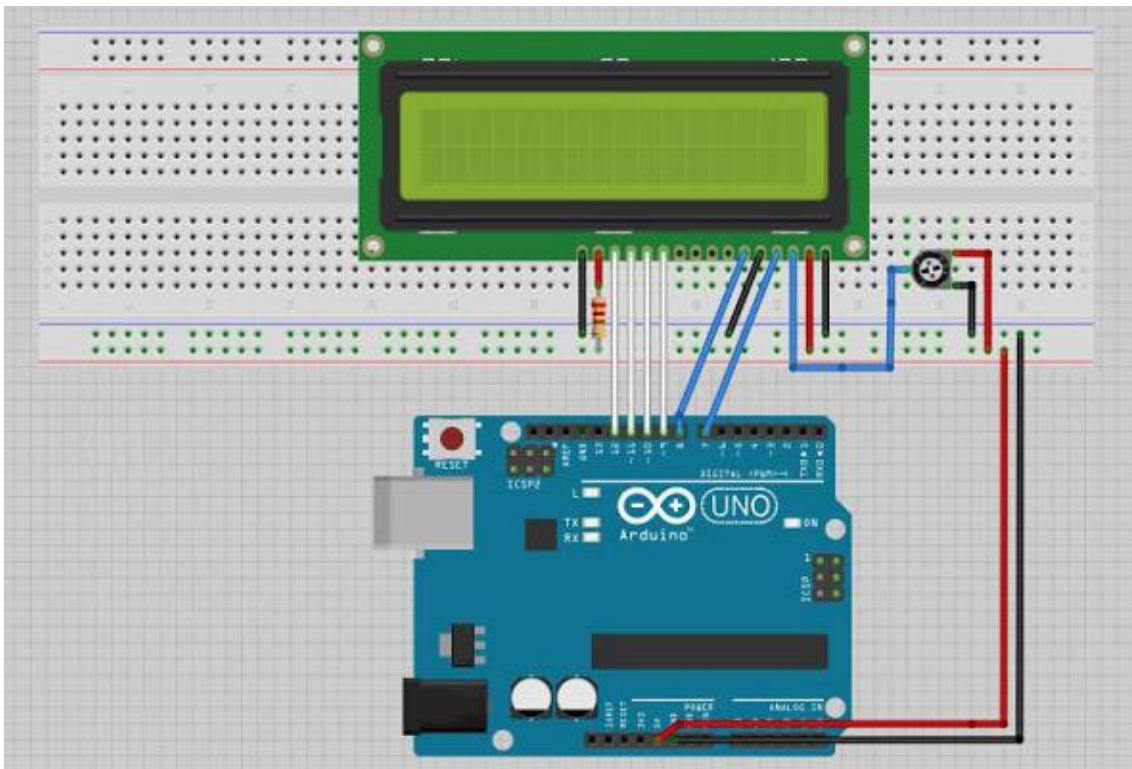


Figura 42 Conexión entre Arduino y LCD 20x4

El potenciómetro de 10K se utiliza para ajustar el contraste de la pantalla y la resistencia de 220Ω permite regular el voltaje de la entrada de alimentación de la LCD.

Esta configuración se puede usada con cualquier tipo de placa Arduino y se debe tener en cuenta lo siguiente:

Tabla 12 Conexión entre Arduino y LCD 20x4

PIN LCD	FUNCIÓN	ENLACE
1	V _{SS}	GND
2	V _{DD}	V _{cc} =5V
3	V ₀	Pin central del potenciómetro
4	RS	Pin 8 Arduino
5	R/W	GND
6	E	Pin 9 Arduino
7-10	D0-D3	No conectado
11	D4	Pin 4 Arduino
12	D5	Pin 5 Arduino
13	D6	Pin 6 Arduino
14	D7	Pin 7 Arduino
15	A	V _{cc} =5V
16	K	GND

Aunque el display LCD de 20x4 tiene una capacidad de 4 filas y 20 caracteres por fila, no es suficiente para mostrar todos los datos. Por ello se ha acoplado al circuito un pulsador, el cual permite cambiar los datos de la pantalla.

Este pulsador tendrá conectado una resistencia de 1K Ω en su patilla para evitar que se queme. La otra patilla estará conectada a V_{cc} y también habrá una conexión para comunicar al Arduino (pin2 digital) si está en V_{cc} o en GND, depende de eso cambiará de pantalla o no.

5.4 PLACA DE CIRCUITO IMPRESO (PCB)

Si bien en el primer proyecto de esta serie, dado que poseía principalmente un carácter teórico, no se alcanzó la fabricación completa de la maqueta, en éste se ha diseñado y fabricado cada uno de los circuitos de sensorización necesarios, junto con el correspondiente a la etapa de potencia.

Tanto los circuitos esquemáticos como el PCB se han elaborado empleado el software libre *KiCAD*, y todas las placas PCB se han diseñado para ser fabricadas a una cara. Principalmente por abaratar costes y porque los circuitos necesarios no resultan de una complejidad tal que sean necesarias estas placas. Con realizar el diseño inicial y

posteriormente optimizarlo, ya fue suficiente para la fabricación de las placas PCB funcionales.

La disposición de los elementos en el esquema no sigue el planteamiento original de realizarla a modo de *Shield* de Arduino para mayor facilidad de montaje, ya que al tener que realizar más de una placa, no iba a ser posible este tipo de montaje. Así que se optó por seguir el criterio libre de diseño optimizando el tamaño de la placa a utilizar.

En los siguientes apartados se mostrarán los circuitos PCB y fotografías tomadas en distintos puntos de las construcciones correspondientes para poder ver distintos aspectos de cada uno de ellos.

5.4.1 Circuito de Potencia

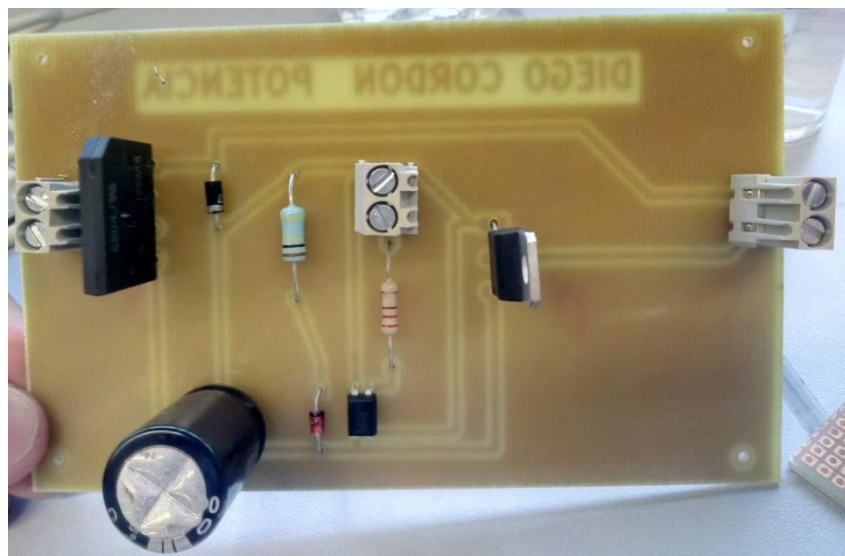
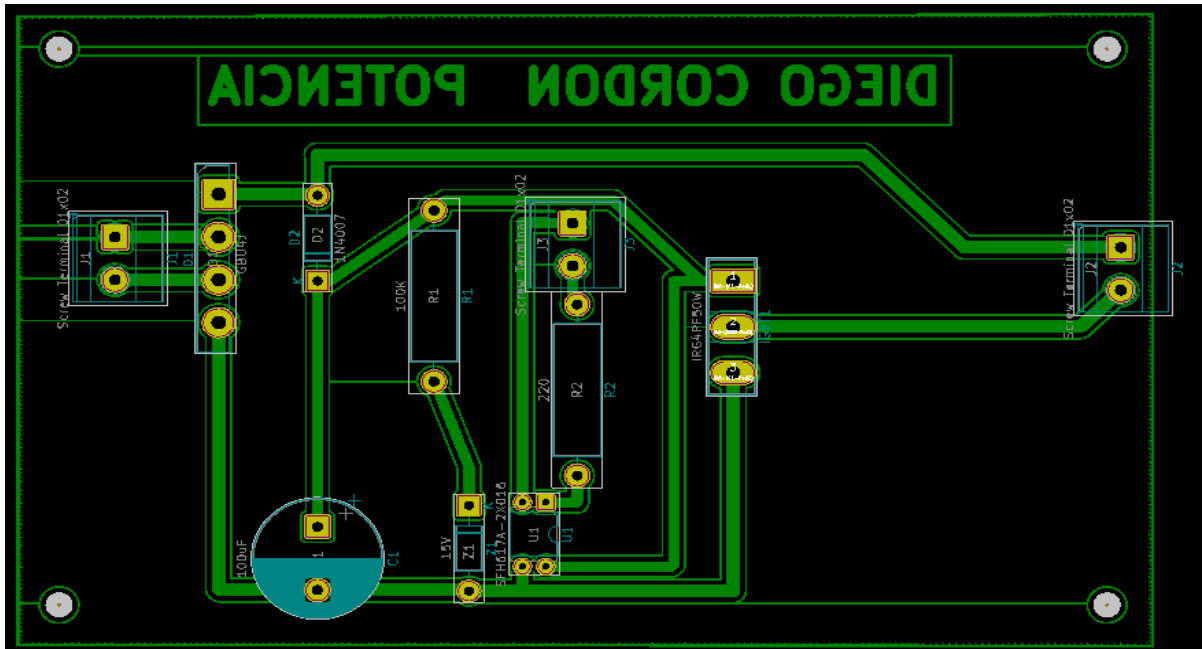
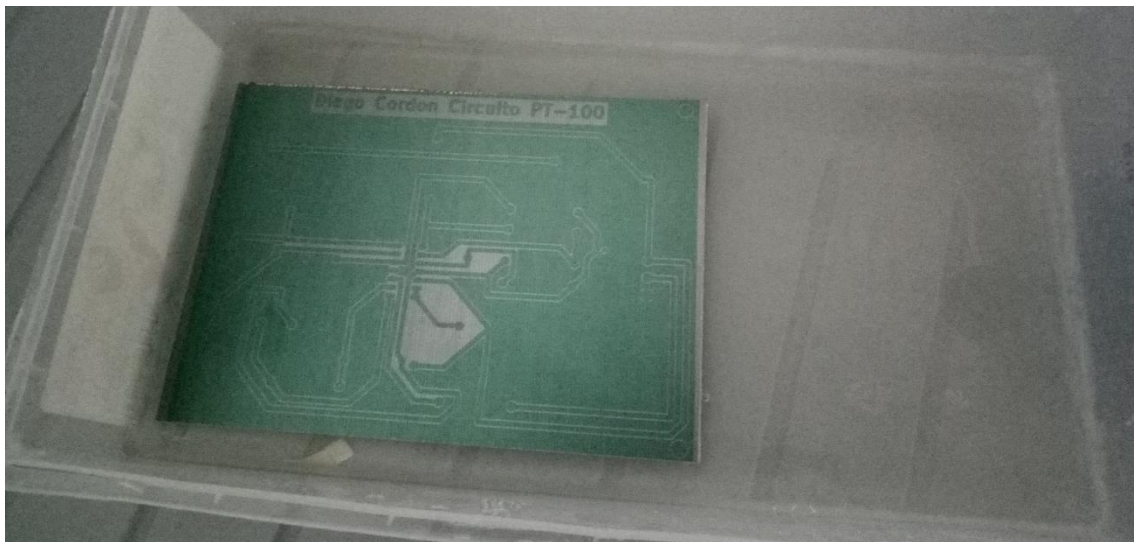
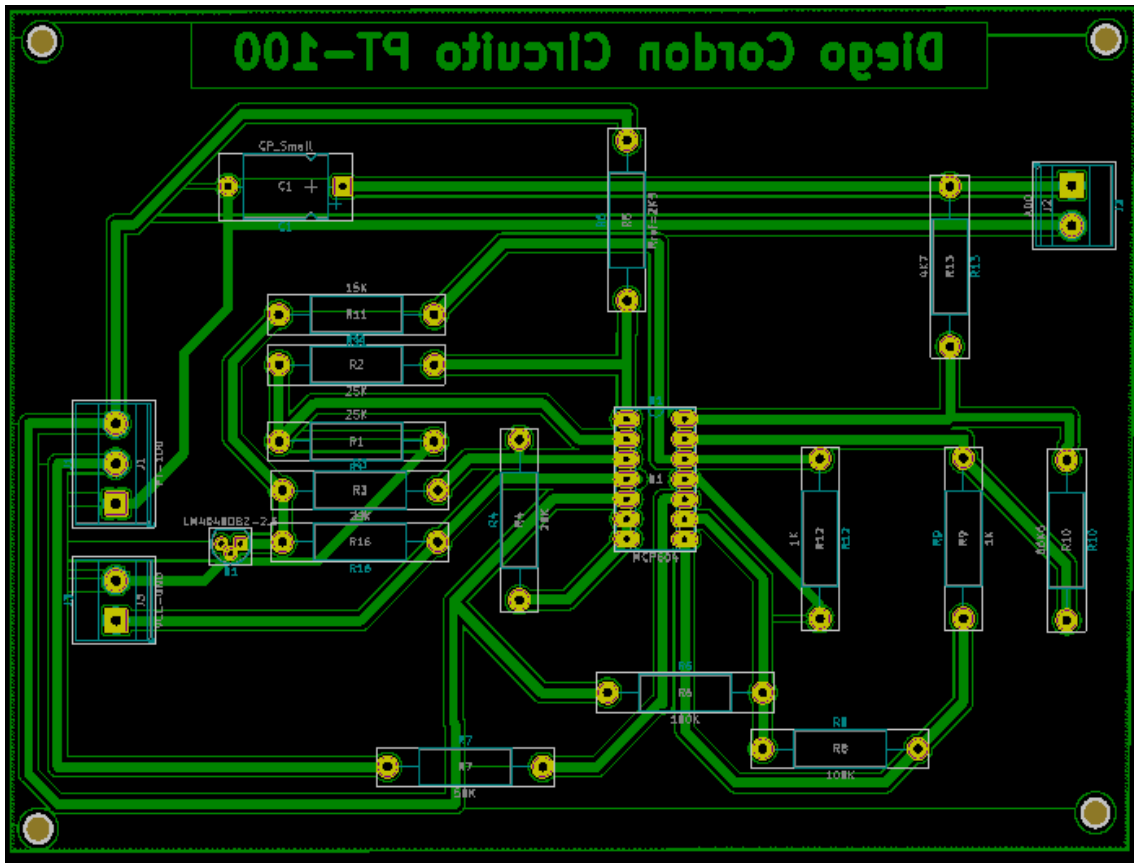




Figura 43 Circuito de potencia

En este circuito se han tomado fotografías del estado previo a ser revelado con productos químicos para poder dejar hacer el atacado de la placa y una vez los componentes fueron insertados y soldados. Se aprecia que es una de las primeras placas a realizar puesto que el espacio entre componentes es excesivo, pudiendo ser minimizado su tamaño. Su ancho de pista es de 1.5mm, un valor superior al que el software *KiCAD* proporciona por defecto, el motivo es para facilitar el taladrado de la placa, la soldadura y con motivo de seguridad ante una posible corriente anormalmente alta.

5.4.2 Circuito de PT-100



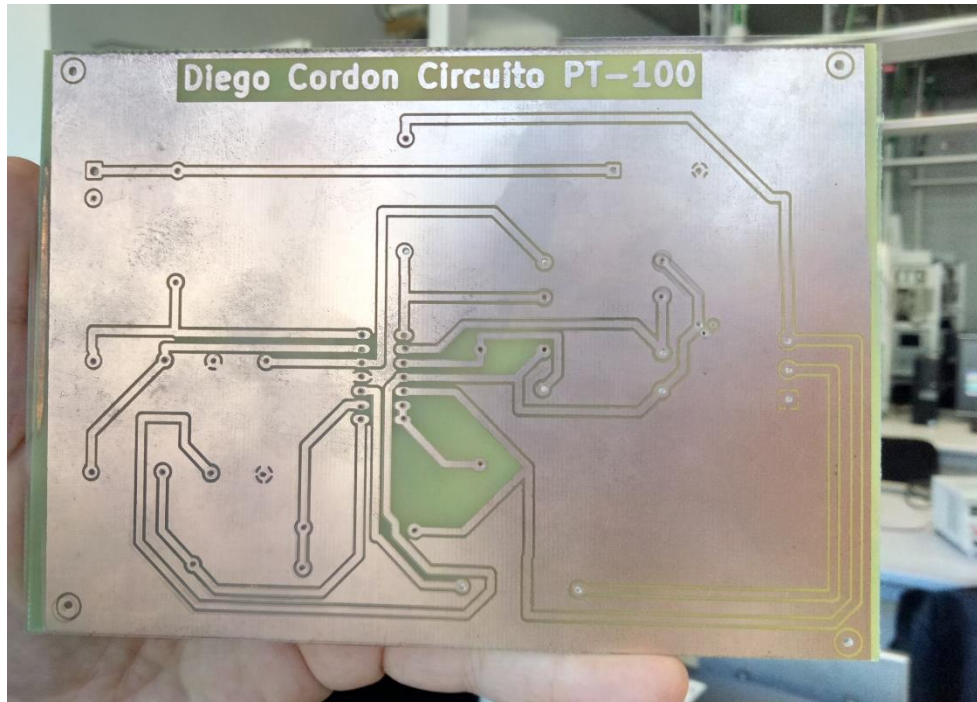
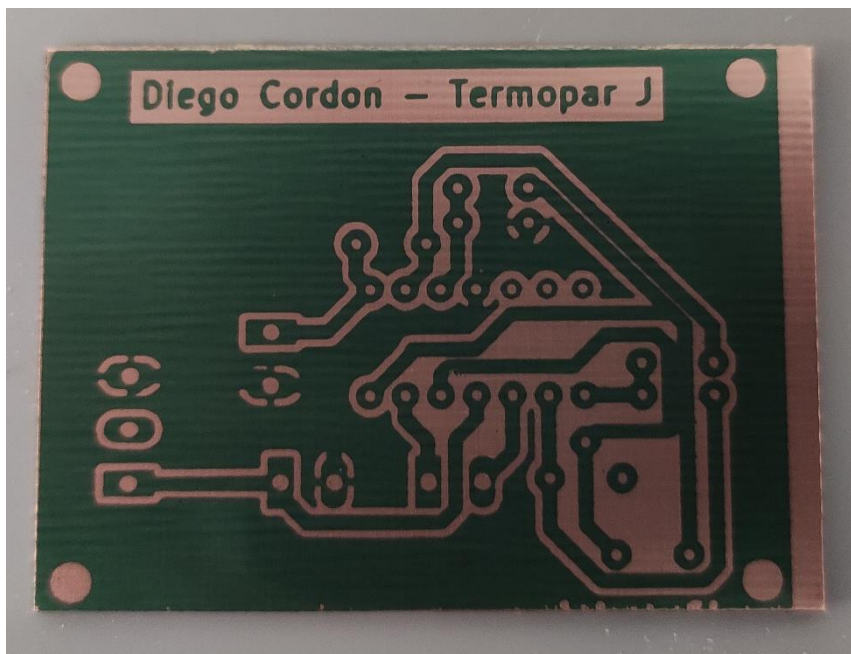
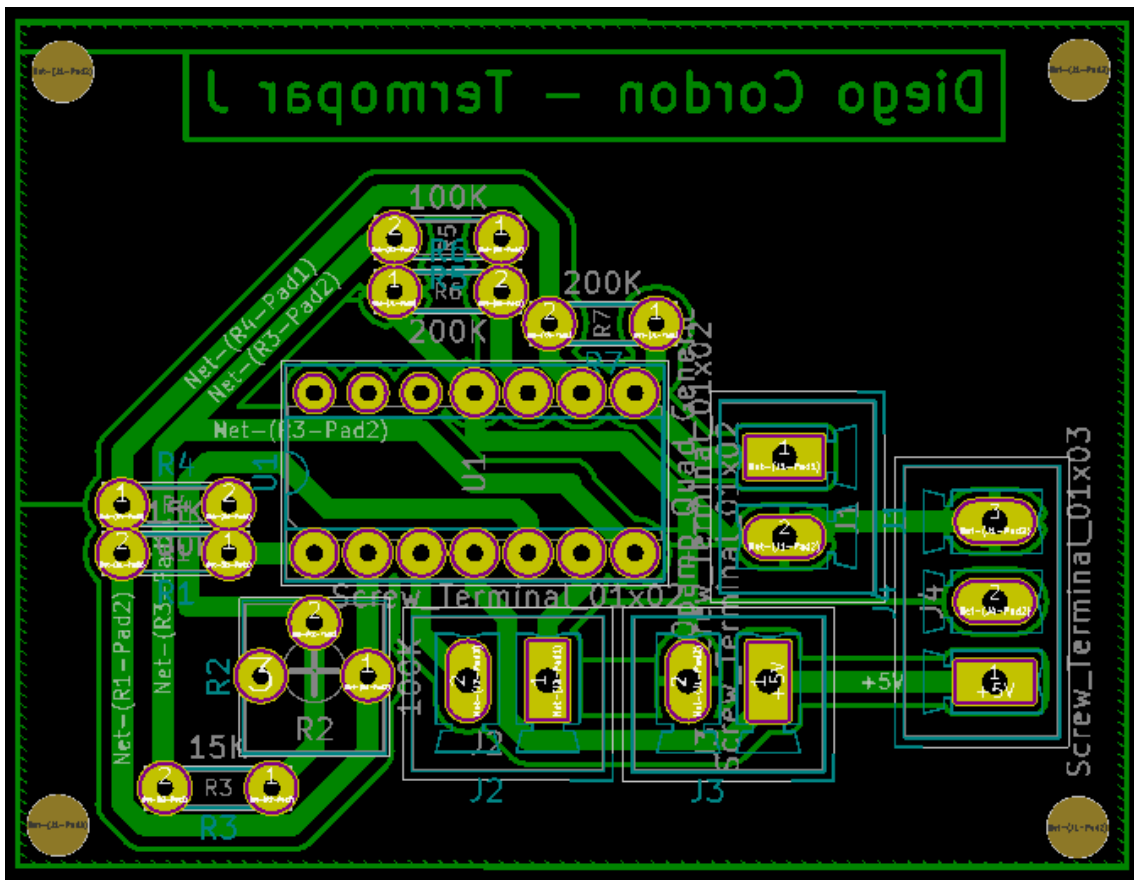


Figura 44 Circuito PT-100

El circuito correspondiente a la sensorización mediante el uso de la PT-100, fue el segundo circuito en construirse. Hecho observable en el tamaño que tiene la placa PCB en su estado final, pudiendo ser optimizada en un futuro, pero en este caso concreto el espacio no ha sido un aspecto crítico a tener en cuenta. Se puede observar la placa sumergida en un agente revelador, dentro de una cubeta en el laboratorio, paso previo a ser atacada con químicos y, finalmente, una vez lista para ser taladrada e insertar los componentes necesarios. En este caso el ancho de pista se redujo a 1mm, ya que se había adquirido más precisión en el proceso de taladrado y soldadura.

5.4.3 Circuito de Termopar tipo J



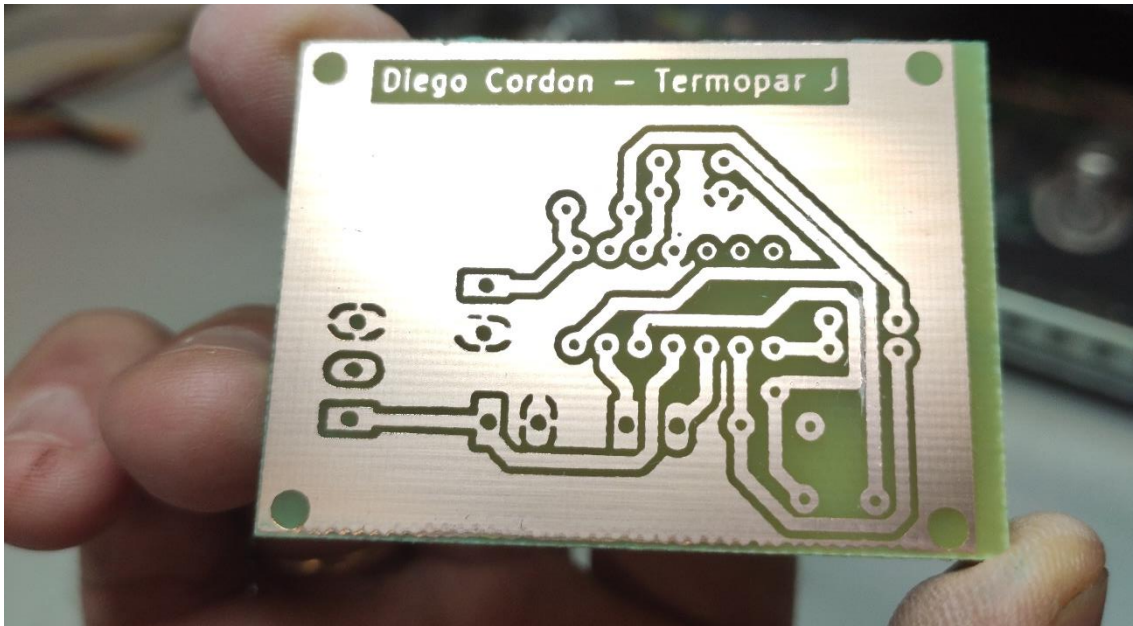
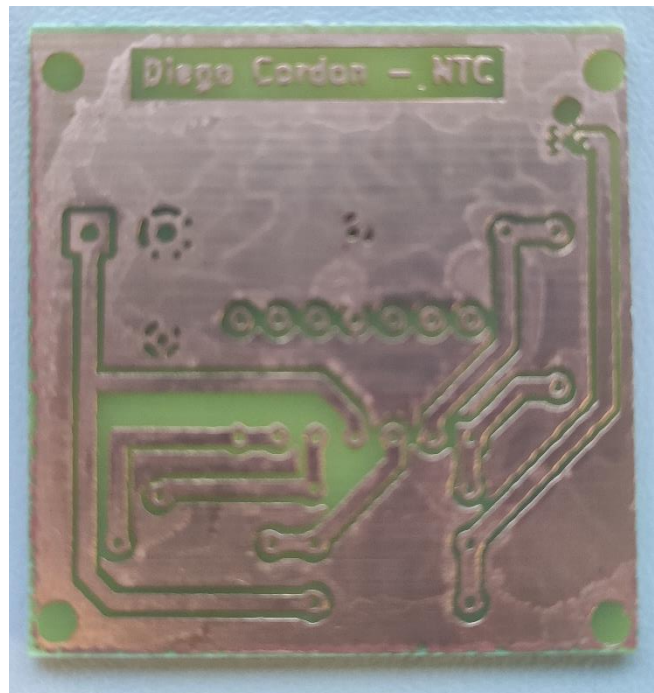
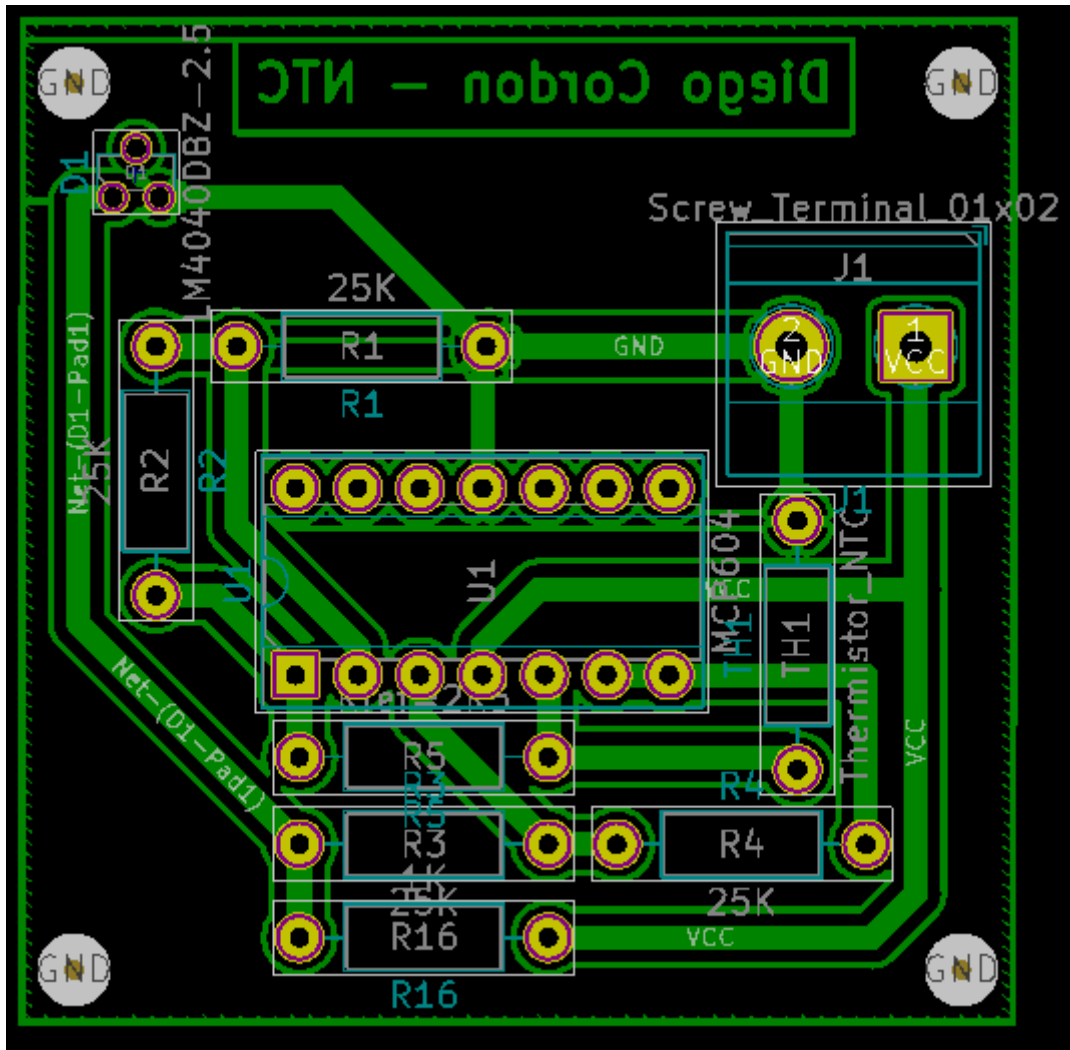


Figura 45 Circuito de termopar tipo J

En esta serie de imágenes se puede apreciar cómo el tamaño ha sido reducido considerablemente debido a un mayor uso de la herramienta de diseño de placas *KiCAD*. También se muestra una imagen de cómo queda la placa PCB tras ser tratada con el agente revelador, viéndose el típico tono rojizo sobre ella, pudiendo ser atacada posteriormente. En la imagen final se ve el resultado de este proceso y de una pequeña limpieza con disolvente para eliminar distintas impurezas que pudiesen quedar tras el proceso. Cabe mencionar que las distancias entre pistas pueden ser optimizadas, ya que a criterio personal se realizaron así, pero como se puede ver, se tuvo que realizar una pequeña muesca para asegurar la separación. El resultado teórico mostrado en el circuito desarrollado mediante *KiCAD* y el final puede variar ligeramente en anchuras y tamaños debido a los productos químicos, que no siempre aseguran el resultado esperado, por lo que se tomó nota y en los circuitos siguientes se mejoró este aspecto.

5.4.4 Circuito de NTC



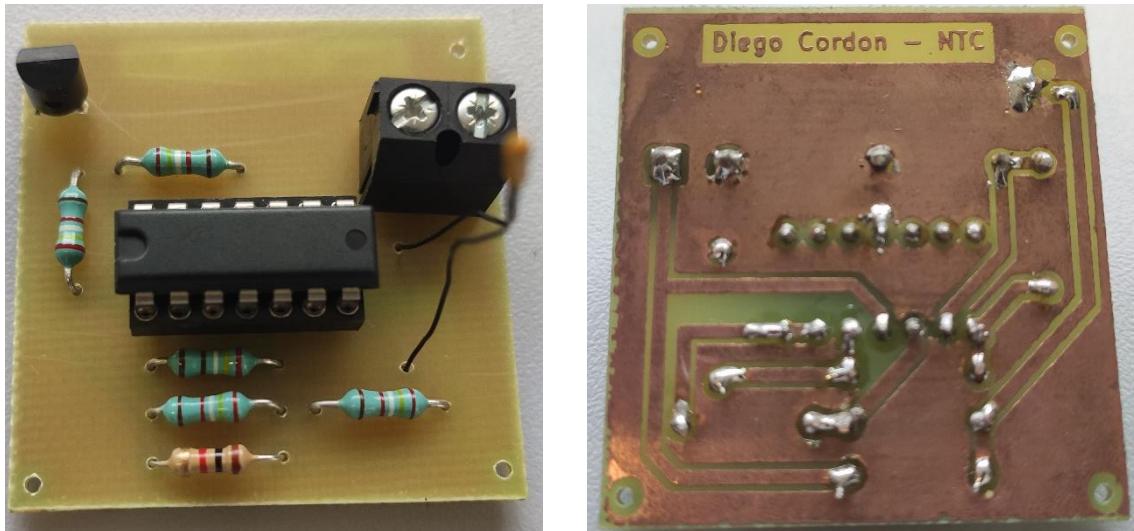


Figura 46 Circuito de NTC

En el caso del circuito correspondiente a la NTC se han seleccionado una fotografía previa al proceso de lacado y habiendo usado un poco de disolvente para quitar posibles remanentes de productos químicos. También se han seleccionado las posteriores a inserción y soldadura de los componentes requeridos, como se puede ver, el proceso de soldadura no está en perfectas condiciones, pero sí es más que suficiente para el uso requerido. Una fuente de errores habitual es la propia punta del soldador y la cantidad de estaño aportado, si no es lo suficientemente fina y/o se aporta estaño en exceso, puede hacer que se generen cortocircuitos. Por este motivo, una vez soldados todos los componentes, se debe comprobar la continuidad eléctrica en todo ello. En los casos de componentes muy próximos entre sí y colocados en serie, no es necesario, en caso de que ocurra, deshacer la soldadura del punto común. Ya que va a estar de la misma forma conectado eléctricamente a través de la pista e intentar solventar ese fallo puede generar problemas asociados a ello.

5.4.5 Circuito de AD590

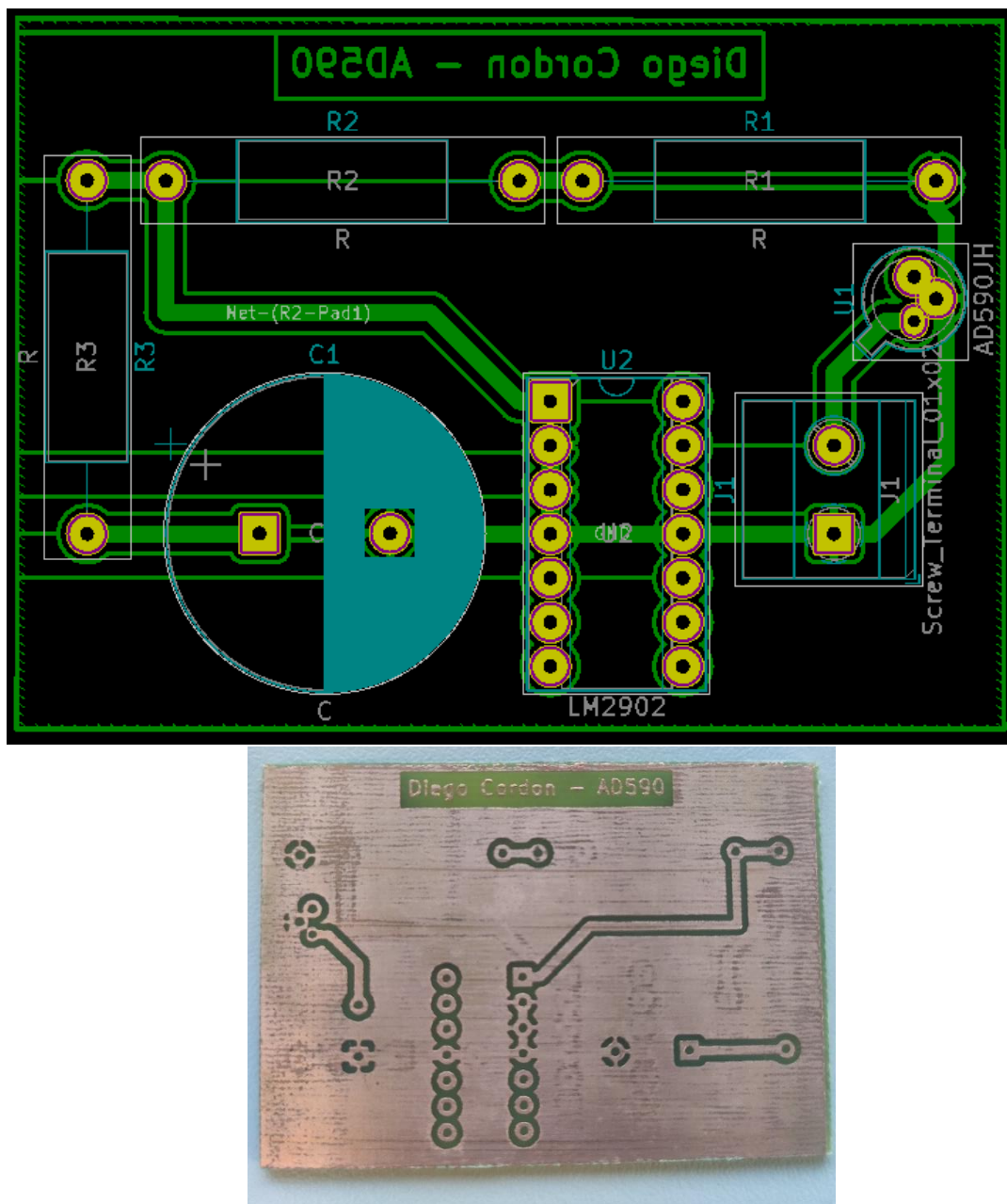


Figura 47 Circuito de AD590

Se ha elegido esta fotografía representativa del circuito correspondiente al integrado AD590 para mostrar el efecto de un error de no menos de un par de segundos. Se puede observar el cobre con las pistas, pero también se ve una ligera sombra o marcas de pads y pistas sobre la placa. Esto se debe a que en el momento de insolar la placa se puso en sentido contrario, “a modo espejo”, fue un leve error que rápidamente fue subsanado, pero su efecto es permanente. Para futuras construcciones puede ser de ayuda ver en esta guía tanto los aciertos como los errores realizados

6 MODELADO DE LA MAQUETA

El modelado de la maqueta a realizar va estar dominado por diversos procesos térmicos, es decir, procesos de transferencia de calor. Para poder analizar dichos procesos es necesario explicar primero los diferentes fenómenos físicos que se darían de una forma real en la maqueta.

6.1 PROCESOS DE TRANSFERENCIA DE CALOR

Según las leyes de la termodinámica cuando ocurre una diferencia de temperatura, la energía siempre se intercambia del espacio-cuerpo de mayor temperatura al de menos temperatura y estas leyes se aplican a sistemas en equilibrio.

Para comprender mejor como actúan los fenómenos físicos en la maqueta a realizar y para realizar un análisis completo es necesario mencionar las tres formas básicas de transmisión de calor que existen: radiación, conducción y convección.

6.1.1 Radiación

La radiación presenta una diferencia fundamental respecto a la conducción y la convección, las sustancias que intercambian calor no tienen que estar en contacto, sino que pueden estar separadas por un vacío. La radiación es un término que se aplica genéricamente a toda clase de fenómenos relacionados con ondas electromagnéticas. El estado de un cuerpo que nosotros apreciamos como caliente y cuya intensidad medimos como temperatura de este cuerpo, está originado por el movimiento de las partículas del mismo, es decir, de sus moléculas y átomos. Tanto en los cuerpos sólidos como en los líquidos, tales partículas oscilan de modo totalmente desordenado alrededor de puntos móviles o fijos, mientras que en un gas se desplazan libremente entrecruzándose en todas direcciones.

La radiación térmica es el proceso de transmisión de ondas o partículas a través del espacio o de algún medio; el término también se emplea para las propias ondas o partículas.

Las ondas y las partículas tienen muchas características comunes; no obstante, la radiación suele producirse predominantemente en una de las dos formas.

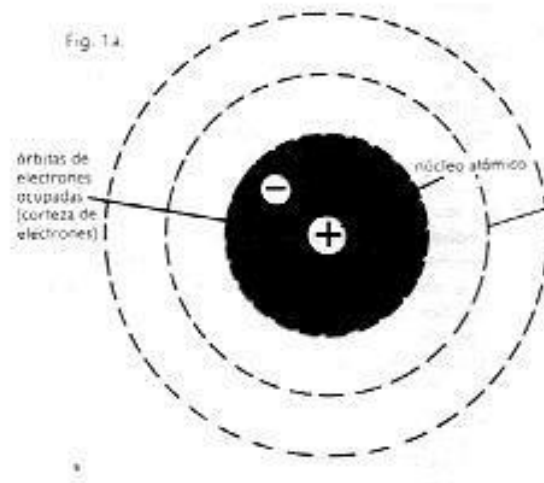


Figura 48 Radiación

La radiación térmica es una propiedad inherente a todos los cuerpos a cualquier temperatura y produce a expensas la energía interna del cuerpo. Al perder energía mediante la radiación y al mismo tiempo recibir energía debido a la absorción, los cuerpos llegan a un estado de equilibrio térmico o radiante y mantienen así su temperatura. Para valorar cuantitativamente los procesos de radiación y absorción se introduce el concepto de cuerpo negro, que consiste en una cámara cerrada con un pequeño orificio en la cara frontal. Al llevar el cuerpo a una determinada temperatura, se establece en su interior un estado de equilibrio de la radiación térmica correspondiente a dicha temperatura; una parte de la radiación se escapa a través del orificio y resulta así observable. Inversamente, el cuerpo negro absorbe todas las radiaciones que penetran en el exterior a través del orificio; por ello se ve del color negro.

Emite una cantidad de energía radiante de su superficie Q_r , dada por la ecuación:

$$Q_r = \sigma \cdot A \cdot T^4 = A \cdot E_b$$

en la que E_b es el poder emisor del radiador, viniendo expresado el calor radiante Q_r en W, la temperatura T de la superficie en K, y la constante dimensional σ de Stefan-Boltzman en unidades del SI, en la forma:

$$\sigma = 5.67 \cdot 10^{-8} \frac{W}{m^2} \cdot K^4$$

La ecuación anterior dice que toda superficie negra irradia calor proporcionalmente a la cuarta potencia de su temperatura absoluta. Aunque la emisión es independiente de las condiciones de los alrededores, la evaluación de una transferencia neta de energía radiante

requiere una diferencia en la temperatura superficial de dos o más cuerpos entre los cuales tiene lugar el intercambio.

Si un cuerpo negro a T_1 (K) irradia calor a un recinto que le rodea completamente y cuya superficie es también negra a T_2 (K), es decir, absorbe toda la energía radiante que incide sobre él, la transferencia de energía radiante viene dada por:

$$Q_r = \sigma \cdot A_1 \cdot (T_1^4 - T_2^4)$$

Si los dos cuerpos negros tienen entre sí una determinada relación geométrica, que se determina mediante un factor de forma F , el calor radiante transferido entre ellos es:

$$Q_r = \sigma \cdot A_1 \cdot F_{12} \cdot (T_1^4 - T_2^4)$$

Los cuerpos reales no cumplen las especificaciones de un radiador ideal, sino que emiten radiación con un ritmo inferior al de los cuerpos negros.

Si a una temperatura igual a la de un cuerpo negro emiten una fracción constante de la energía que emitirían considerados como cuerpo negro para cada longitud de onda, se llaman cuerpos grises. [21]

6.1.2 Conducción

La conductividad térmica es una propiedad física de los materiales que mide la capacidad de conducción de calor. En otras palabras, la conductividad térmica es también la capacidad de una sustancia de transferir el movimiento cinético de sus moléculas a sus propias moléculas adyacentes o a otras sustancias con las que está en contacto y puede realizarse en cualquiera de los tres estados de la materia.

Es elevada en metales y en general en cuerpos continuos, y es baja en los gases (a pesar de que en ellos la transferencia puede hacerse a través de electrones libres) y en materiales iónicos y covalentes, siendo muy baja en algunos materiales especiales como la fibra de vidrio, que se denominan por eso aislantes térmicos. Para que exista conducción térmica hace falta una sustancia, de ahí que es nula en el vacío ideal, y muy baja en ambientes donde se ha practicado un vacío elevado.



Figura 49 Transmisión de calor por conducción

En la conducción se utiliza la ecuación procedente de la Ley de Fourier para calcular la cantidad de energía que se transfiere por unidad de tiempo:

$$q = -kA \frac{dT}{dx}$$

El flujo real de calor depende de la conductividad térmica k , la cual es una propiedad física del cuerpo, en la que la superficie de intercambio A se expresa en m^2 , la temperatura en Kelvin, la x será la distancia en metros y la transmisión de calor en W ; con lo cual el calor estará expresado en W/mK . [22]

6.1.3 Convección

La convección se caracteriza porque se produce por intermedio de un fluido que transporta el calor entre zonas con diferentes temperaturas. La convección se produce únicamente por medio de materiales fluidos. Éstos, al calentarse, aumentan de volumen y, por lo tanto, disminuyen su densidad y ascienden desplazando el fluido que se encuentra en la parte superior y que está a menor temperatura. Lo que se llama convección en sí, es el transporte de calor por medio de las corrientes ascendente y descendente del fluido.



Figura 50 Convección

La transferencia de calor implica el transporte de calor en un volumen y la mezcla de elementos macroscópicos de porciones calientes y frías de un gas o un líquido. Incluye también el intercambio de energía entre una superficie sólida y un fluido o por medio de una bomba, un ventilador u otro dispositivo mecánico. Existen dos tipos de convección, la convección libre o natural y la convección forzada.

En la convección libre la fuerza motriz procede de la variación de densidad en el fluido como consecuencia del contacto con una superficie a diferente temperatura, lo que da lugar a fuerzas ascensionales. El fluido próximo a la superficie adquiere una velocidad debida únicamente a esta diferencia de densidades, sin ninguna influencia de fuerza motriz exterior.

Algunos ejemplos comunes son la transmisión de calor al exterior desde las paredes de una casa, la transferencia de calor que se da en un tanque que contiene un líquido en reposo en el que se encuentra sumergida una bobina de calefacción etc.

En la convección forzada en vez de partir de un fluido estacionario que se agita por el mero efecto de las diferencias de temperatura, forzamos el movimiento relativo con otros medios (con un ventilador en marcha, por ejemplo), tenemos lo que se conoce como convección forzada. Si la velocidad relativa de partida es lo bastante grande, la que sería provocada por los cambios de temperatura se hace irrelevante. La constante de convección del modelo del enfriamiento de Newton se hace muy insensible a la temperatura. Además de esto, como la velocidad relativa puede ser muy grande, la eficacia de la convección forzada puede ser mucho mayor que la de la convección natural. Esto es algo que se tiene en cuenta, por ejemplo, al diseñar sistemas de refrigeración para dispositivos.

La refrigeración por convección forzada puede funcionar cuando la convección natural ni siquiera es una opción, bien por cuestiones geométricas (quizá sería necesario un disipador enorme), bien por cuestiones físicas (como sucede en las cargas de pago de la Estación Espacial Internacional, donde la convección natural no es una opción por el entorno de microgravedad). [21]

La transferencia de calor por convección se expresa con la Ley del enfriamiento de Newton:

$$dQdt = hA_S \cdot (T_S - T_{inf})$$

Donde se tiene que:

h = coeficiente de convección

A_S = área del cuerpo en contacto con el fluido

T_S = la temperatura en la superficie del cuerpo

T_{inf} = la temperatura del fluido lejos del cuerpo.

6.2 MODELO MATEMÁTICO

Se sabe que para modelar la maqueta se tiene que hacer referencia a un sistema térmico. Los sistemas térmicos son aquellos que involucran la transferencia de calor de una sustancia a otra. Estos sistemas se analizan en términos de resistencia y capacitancia, aunque la capacitancia térmica y la resistencia térmica tal vez no se representen con precisión como elementos de parámetros concentrados, como, por lo general, están distribuidos en todas las sustancias. Para lograr análisis precisos, deben utilizarse modelos de parámetros distribuidos. Sin embargo, para simplificar el análisis, aquí se supondrá que un sistema térmico se representa mediante un modelo de parámetros concentrados, que las sustancias que se caracterizan por una resistencia al flujo de calor tienen una capacitancia térmica insignificante y que las sustancias que se caracterizan por una capacitancia térmica tienen una resistencia insignificante al flujo de calor. [23]

El objetivo de realizar un modelo matemático que se aproxime al comportamiento de la planta real es predecir el comportamiento del sistema y poder aplicar estrategias de control hasta obtener un resultado deseado que sea factible de aplicar a la planta real. Para esto, el modelo está basado en las leyes físicas que rigen la dinámica del proceso y los datos necesarios para complementar el modelo son tomados de las características del sistema.

Como se ha mencionado en el apartado anterior, el calor fluye de una sustancia a otra de tres formas diferentes: por conducción, por convección y por radiación. Aquí sólo se considerarán las pérdidas de calor a través de la pared con el objetivo de simplificar el modelo. Aparte la transferencia de calor por radiación sólo se aprecia si la temperatura del emisor es muy alta en comparación con la del receptor.

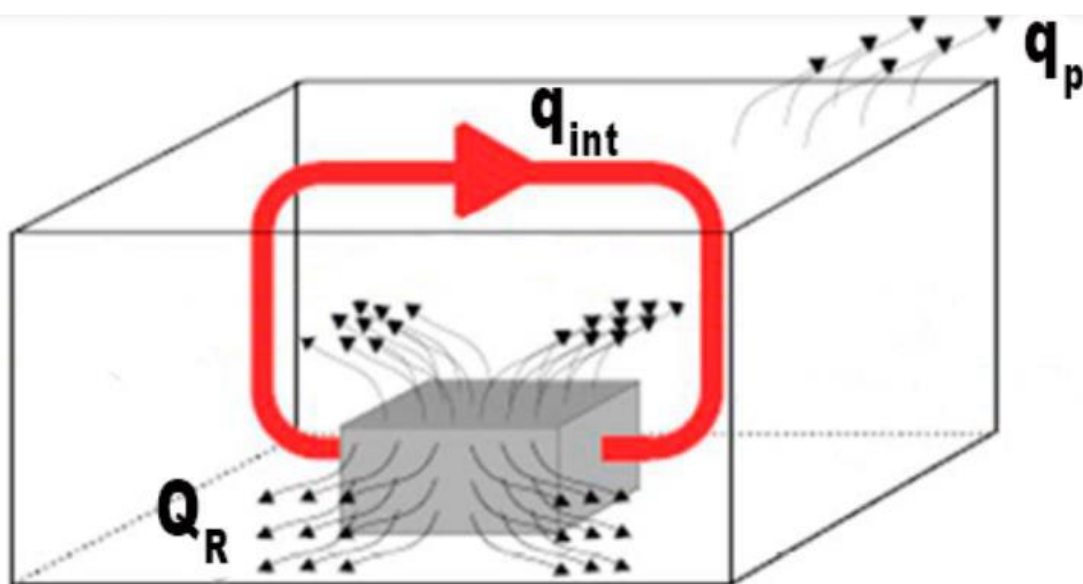


Figura 51 Esquema simplificado del proceso

Aplicando la analogía eléctrica para representar sistemas térmicos y las ecuaciones diferenciales se define el horno: [24]

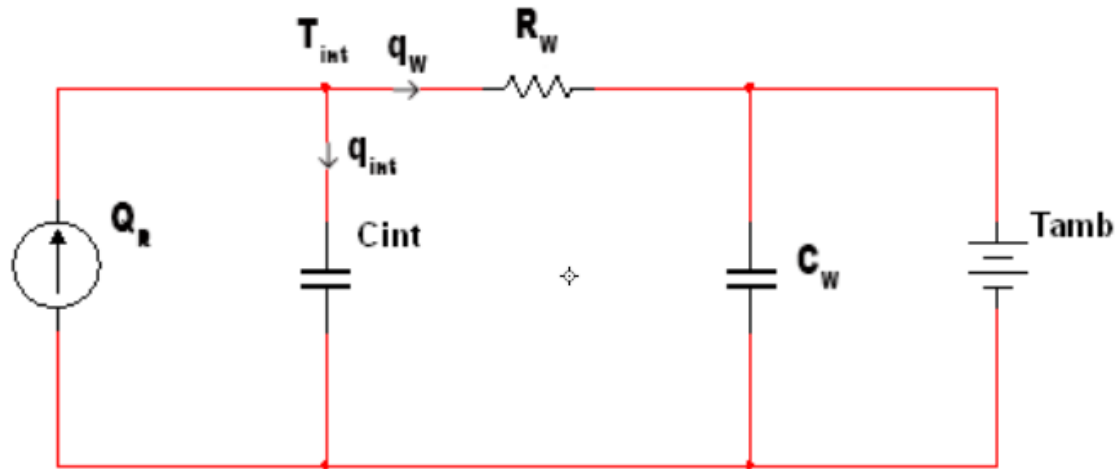


Figura 52 Analogía térmico-eléctrica del sistema

Las equivalencias térmico-eléctricas utilizadas en la figura anterior son: la tensión representa la temperatura (T), la corriente el flujo de calor (Q), mientras que la resistencia eléctrica es una resistencia térmica y el condensador es la capacitancia térmica de la cámara.

6.2.1 Determinación de funciones

El balance de energía, el calor aportado por la resistencia es igual a la suma entre el aire interior del horno (q_{int}) (temperatura y capacidad térmica de la resistencia) y el que se pierde por las paredes (q_w). [25]:

$$Q_R(t) = q_{int}(t) + q_w(t)$$

$$Q_R(t) = \frac{V^2}{R_{cal}} = V_i = V \frac{dq}{dt}$$

$$q_{int}(t) = C_{int} \frac{dT_{int}}{dt}$$

$$q_w = C_W \frac{dT_W}{dt} = \frac{T_{int} - t_{Amb}}{RW}$$

Donde se tiene que:

QR = Calor generado por la resistencia

q_{int} = Calor interior de la cámara

q_w = Perdida de calor a través de la pared

C_{int} = Capacidad térmica del elemento calefactor

CW = Capacidad térmica de la pared

T_{int} = Temperatura interior de la cámara

T_{amb} = Temperatura ambiente = 25°C

T_w = Temperatura de la pared

RW = Resistencia térmica de la pared

R_{cal} = Valor de la resistencia calefactora = 220Ω

V = La tensión que cae en la R del calefactor = 220Ω·1.17A=257.4V

Sumando todos los términos, la ecuación quedaría:

$$V \frac{dq}{dt} = C_{int} \frac{dT_{int}}{dt} + C_w \frac{dT_w}{dt}$$

Suponiendo una aproximación entre T_{int} y T_w :

$$V \frac{dq}{dt} = (C_{int} + C_w) \frac{dT_{int}}{dt}$$

Aislando T_{int} de la ecuación de q_w se obtiene:

$$T_{int} = R_w C_w \frac{dT_{int}}{dt} + T_{Amb}$$

Sustituyendo la ecuación previa en el balance de energía:

$$\frac{V}{(C_{int} + C_w)} \frac{dq}{dt} = R_w C_w \frac{d^2 T_{int}}{dt^2} + T_{Amb} \frac{dT_{int}}{dt}$$

6.2.2 Resistencia y capacitancia térmicas

La capacitancia térmica se define por:

$$C = \frac{\text{Cambio en el calor almacenado (Kcal)}}{\text{Cambio en la temperatura (°C)}} = m \cdot c_p$$

La resistencia térmica para la transferencia de calor se define como:

$$R = \frac{\text{Cambio en la diferencia de Temperatura (°C)}}{\text{Cambio en el flujo de calor (Kcal/seg)}} = \frac{1}{\lambda}$$

Donde se tiene que:

m = masa de la sustancia (kg)

c_p = calor específico de la sustancia (Wh/kg °C)

λ = conductividad térmica (Wh/ °C)

La capacitancia de la resistencia calefactora es la capacitancia del volumen de aire caliente que hay dentro de la cámara. Para el aire caliente a 100°C se sabe que $\rho_{aire}=0.94\text{kg}/\text{m}^3$ y que su calor específico es de $0.28\text{Wh}/\text{Kg} \text{ } ^\circ\text{C}$. Con lo cual:

$$C_{int} = m_{aire} \cdot c_p = \rho_{aire} \cdot Vol_{aire} \cdot c_{p_{aire}}$$

$$C_{int} = \frac{0.94\text{kg}}{\text{m}^3} \cdot 5.76 \cdot 10^{-3}\text{m}^3 \cdot \frac{0.28\text{Wh}}{\text{kg} \cdot ^\circ\text{C}} = 1.51 \cdot 10^{-3} \frac{\text{Wh}}{^\circ\text{C}}$$

La capacitancia de las paredes está hecha con policarbonato (PC) que tiene un calor específico de $0.33\text{Wh}/\text{kg} \text{ } ^\circ\text{C}$ y la masa es de 2.07kg , con lo cual:

$$m_{pc} = \rho_{pc} \cdot V_{PC} = \frac{1200\text{kg}}{\text{m}^3} \cdot 1.728 \cdot 10^{-3}\text{m}^3 = 2.07\text{kg}$$

$$C_W = m_{pc} \cdot c_{p_{pc}} = 2.07\text{kg} \cdot \frac{0.33\text{Wh}}{\text{kg} \cdot ^\circ\text{C}} = 0.68\text{Wh}/^\circ\text{C}$$

La resistencia térmica de la pared de policarbonato será el espesor de la pared dividido por la conductividad térmica de material:

$$RW = \frac{e}{\lambda} = \frac{0.001\text{m}}{0.2\text{W}/\text{m} \cdot ^\circ\text{C}} = 0.005\text{m}^2 \cdot ^\circ\text{C}/\text{W}$$

Reemplazando los valores de capacitancias y potencias se obtiene:

$$377.69 \frac{dq}{dt} = 3.4 \cdot 10^{-3} \frac{d^2 T_{int}}{dt^2} + 25 \frac{dT_{int}}{dt}$$

6.2.3 Función de transferencia

Aplicando la transformada de Laplace, se obtiene la función de transferencia teórica de la planta, un sistema de primer orden sin retardo:

$$\frac{T(s)}{Q(s)} = G(s) = \frac{377.69}{3.4 \cdot 10^{-3}s + 25}$$

La función de transferencia obtenida se va a discretizar usando Matlab por el método de Tustin, del plano s al plano z. Para ello se introduce la función de transferencia en lazo abierto, definiendo la ganancia del sistema y el denominador. También se define el tiempo de muestreo, es decir, cada cuanto leerá el microcontrolador la temperatura, en este caso cada 100ms.

```

DiscretizacionTustin.m x +
1 %%Introducir modelo
2 - K= 377.69; %meter la ganancia del sistema
3 - s = tf('s');
4 - den = 0.0034*s+25; %meter el denominador
5 - sys_LA = (K)/den %funcion de transferencia del sistema en lazo abierto
6
7 %discretizacion
8 - ts = 0.1; %Tiempo de muestreo (100ms)
9 - sys_LA_discreto = c2d(sys_LA,ts,'Tustin') |
    
```

Figura 53 Discretización por método Tustin mediante Matlab

Para la función de transferencia introducida nos da los siguientes valores discretizados:

$$G(z) = \frac{15.07z + 15.07}{z + 0.9946}$$

6.2.4 Sistema completo y obtención de los parámetros del PID

En el siguiente esquema se observa ya de una forma más clara las características del funcionamiento, de tal modo que: introducimos una consigna de entrada en temperatura, se compara con la salida que dan los sensores después de haber pasado por el ADC de Arduino y la diferencia de estas se introducen en el controlador, el controlador será de tipo PID y dará una salida de 8 bits de 0 a 255. Esa salida será la que se introduzca en actuador que en este montaje físico se refiere a la potencia que se le suministra a la resistencia calefactora mediante la señal PWM.

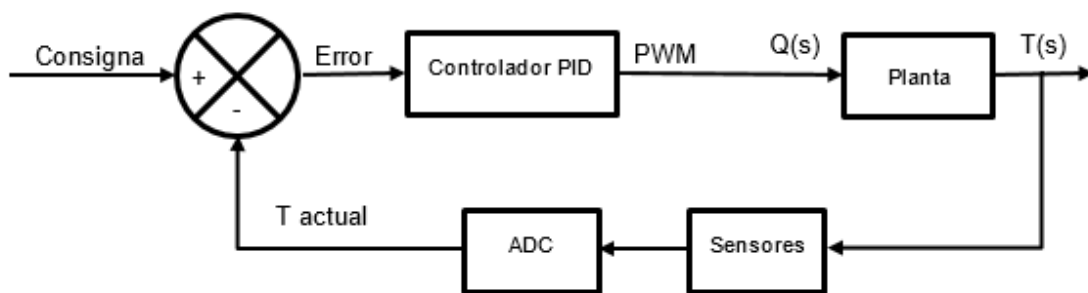


Figura 54 Sistema de control en lazo cerrado de la maqueta

A la función de transferencia discretizada obtenida se le añade la función de transferencia del controlador PID para obtener el modelo en lazo cerrado. También se le añade el valor de ganancia del sensor y del ADC, pero con son valores inversos desaparecen del sistema, siendo $H(s)=1$.

$$G_{PID}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s$$

Una vez explicado el sistema completo, para conseguir los valores K_p , K_d y K_i del controlador, se va a hacer utilizando el entorno de programación visual *Simulink*. Para ello se aplica la función Tune, la cual permite conseguir unos valores del controlador que logran el rendimiento deseado y cumplen con los requisitos de diseño. Se aplica una entrada de escalón unitario y el bloque *Zero-Order Hold* que permite la discretización de los parámetros del comparador. Se diseña el siguiente esquema:

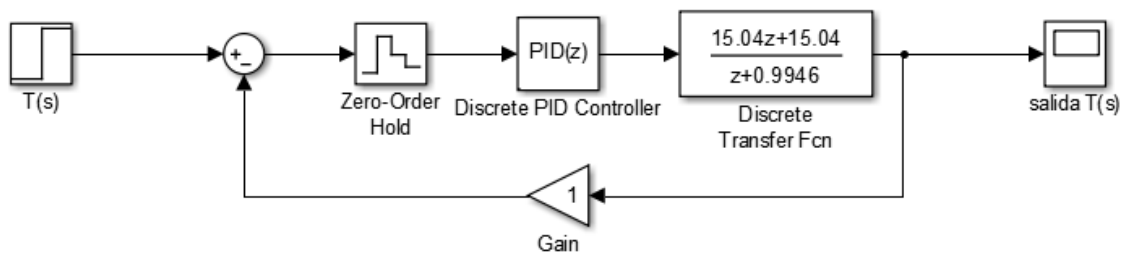


Figura 55 Obtención del PID utilizando Simulink

A partir del esquema anterior se consigue el siguiente gráfico para una consigna de 100°C, un tiempo de respuesta rápido y un comportamiento transitorio robusto:

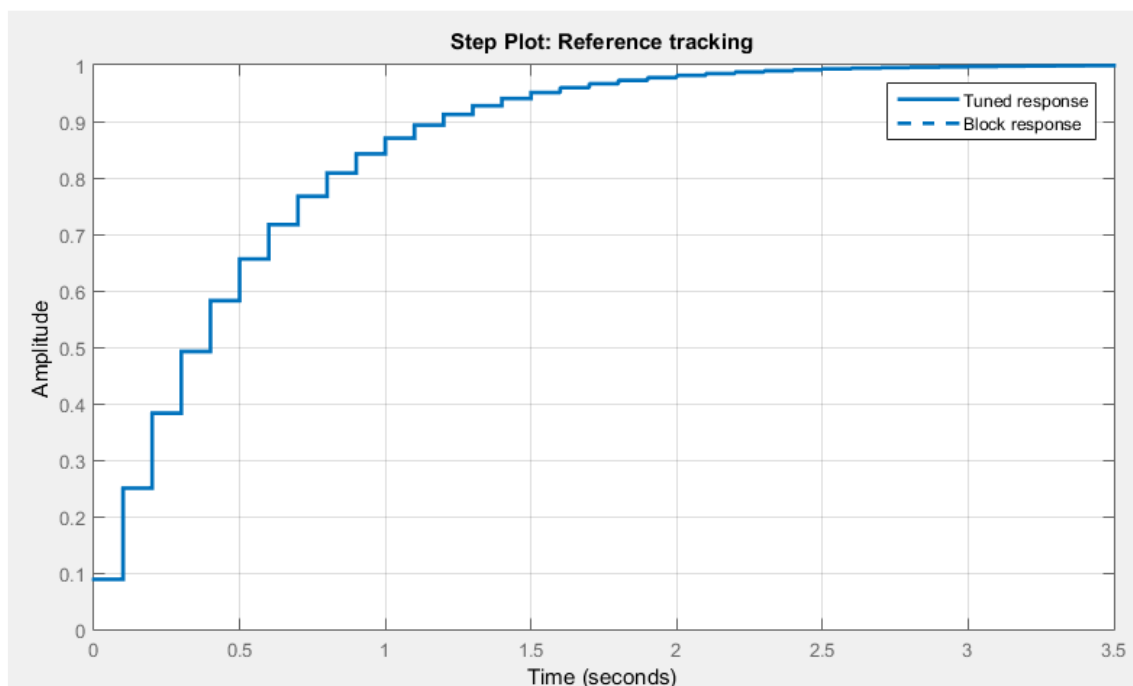


Figura 56 Respuesta del sistema

Para la respuesta conseguida en el anterior gráfico se obtienen los siguientes valores óptimos del PID:

$$K_p = 0.065$$

$$K_i = 0.129$$

$$K_d = 0$$

El elemento derivativo "anticipa" la respuesta de la planta en base al error anterior. El problema de este elemento, es que cuando el sensor tiene ruido o existen cambios bruscos en planta, el elemento derivativo anticipa que habrá un cambio repentino y responde con una señal de control brusca. Por lo que, con ruido, no es nada aconsejable. Para un control óptimo, se usará un PI, aunque existe la opción de añadir el término derivativo para realizar pruebas.

7 IMPLEMENTACIÓN DEL CÓDIGO

Para el control de la maqueta se va a usar la plataforma de prototipo electrónico de código abierto Arduino y su correspondiente microcontrolador de 8 bits ATmega2560 de Atmel, puesto que es una plataforma microcontroladora barata, multiplataforma, tiene un entorno de plataforma simple y claro, es de código abierto y permite software/hardware extensibles.

Para la realización del código se ha seguido el siguiente esquema. El error calcula la diferencia entre la temperatura deseada por el usuario y la temperatura actual, para luego pasarla por el controlador PID que controlara la señal PWM, para poder manejar la resistencia calefactora. Las medidas de las temperaturas del momento se hacen mediante los sensores de temperatura y luego gracias al conversor analógico digital el Arduino las interpreta, para hacer una conversión de tensión a temperatura (el código entero se puede ver en el apartado Anexos).

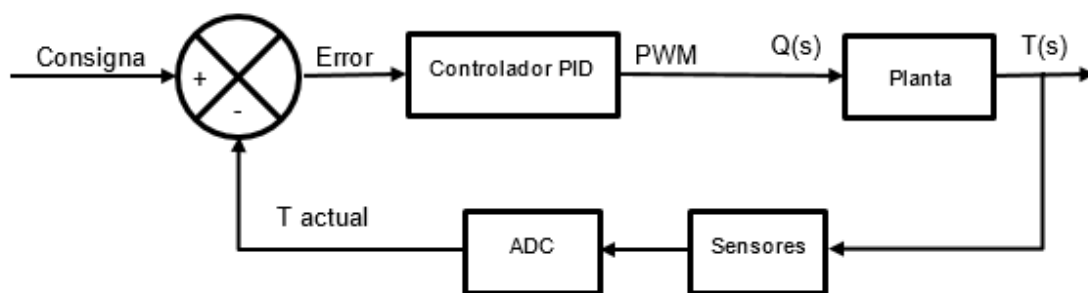


Figura 57 Diagrama de bloques del sistema

7.1 LECTURA DE LAS ENTRADAS ANALÓGICAS

Arduino dispone de 16 entradas analógicas, con 10 bits de resolución y usando la función *analogRead()* da un valor entre 0 y 1023, es decir, 1024 valores posibles; lo que a 5V supone una precisión de $\pm 2.44\text{mV}$. Si realizamos una medición a una señal que varía en un límite inferior a VCC estamos perdiendo precisión, no llegando a aprovechar todo el rango de medición, por eso se les han puesto circuitos de amplificación a los sensores de temperatura. [9]

7.1.1 Lectura de los sensores de temperatura

El objetivo es leer el valor de tensión analógico que proporcionan los sensores de temperatura y pasarlos por el conversor analógico-digital de Arduino para posteriormente descifrar la temperatura y mostrarla en una pantalla LCD.

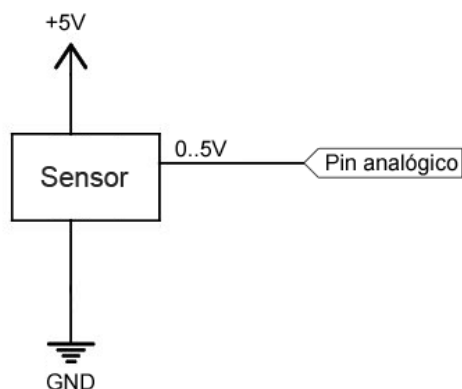


Figura 58 Esquema de conexión sensor - Arduino

Para la lectura se utilizan las entradas analógicas de Arduino A0, A1, A2 y A3. Esas lecturas se hacen en voltajes y se proporcionan en una escala de 0 a 1023, para después mediante programación conseguir el valor de las temperaturas.

En la mayoría de la programación los valores se leen mediante la función *analogRead()* y después se usa la función *map()*, la cual cambia un número de un rango a otro. En este caso se utilizan para pasar de la escala 0-1023 a el rango de temperaturas 0°C-150°C.

```
long map(long x, long in_min, long in_max, long out_min, long out_max) {
  return (x - in_min) * (out_max - out_min) / (in_max - in_min) + out_min; }
```

El caso del termopar tipo J es diferente, ya que la tensión que da su circuito no está dentro de la escala 0V-5V y entonces es necesario aplicar la fórmula calculada en el apartado 4.1.2., se pierde resolución por no aprovechar los 5V. El código empleado para la lectura de los sensores es el siguiente:

```

//***** CALCULO DE TEMPERATURA DE LOS SENSORES *****
sensorLM35 = analogRead(PinLM35); // realizar la lectura del LM35
T1 = map(sensorLM35, 0, 1023, 0, 150); // cambiar escala de temperatura
Serial.println(T1); // mostrar el valor por serial

sensorTipoJ = analogRead(PinTipoJ); // realizar la lectura del termopar tipo J
T2 = ((-0.049+0.098*sensorTipoJ)/1023.0)*5.0; // aplicamos la ecuación para obtener la T del termopar y la cambiamos de escala
Serial.println(T2); // mostrar el valor por serial

sensorRTD = analogRead(PinRTD); // realizar la lectura
T3 = map(sensorRTD, 0, 1023, 150, 0); // cambiar escala de temperatura, en este caso hay que invertirlas
Serial.println(T3); // mostrar el valor por serial

sensorNIC = analogRead(PinNIC); // realizar la lectura
T4 = map(sensorNIC, 0, 1023, 125, 5); // mostrar el valor por serial

```


7.1.2 Lectura de los valores mediante potenciómetros

El objetivo de este apartado es realizar la lectura de los diferentes valores que el usuario debe introducir mediante unos potenciómetros que se instalarán en el panel frontal de la maqueta. Los valores que se deben introducir son los siguientes:

- Consigna: Temperatura deseada
- DC: Ciclo de trabajo de la señal PWM
- Los valores del PID: K_p , K_d y K_i

Para la introducción de esos valores analógicos se utilizan los potenciómetros, dispositivos que permiten variar su resistencia de forma manual, entre un valor mínimo R_{\min} (0Ω) y un valor máximo R_{\max} ($10K\Omega$).

El potenciómetro tiene tres terminales, los dos extremos están unidos a ambos lados de la pista, por lo que siempre registrarán la resistencia máxima R_{\max} . El terminal restante corresponde con el contacto móvil. Este terminal varía su resistencia respecto a los otros dos terminales a medida que accionamos el potenciómetro, siendo la suma de la resistencia a los otros terminales igual a R_{\max} .

Para el esquema eléctrico se conectará un extremo a $V_{cc}=5V$, el otro extremo a GND y el restante a la entrada analógica de Arduino. El esquema será el siguiente:

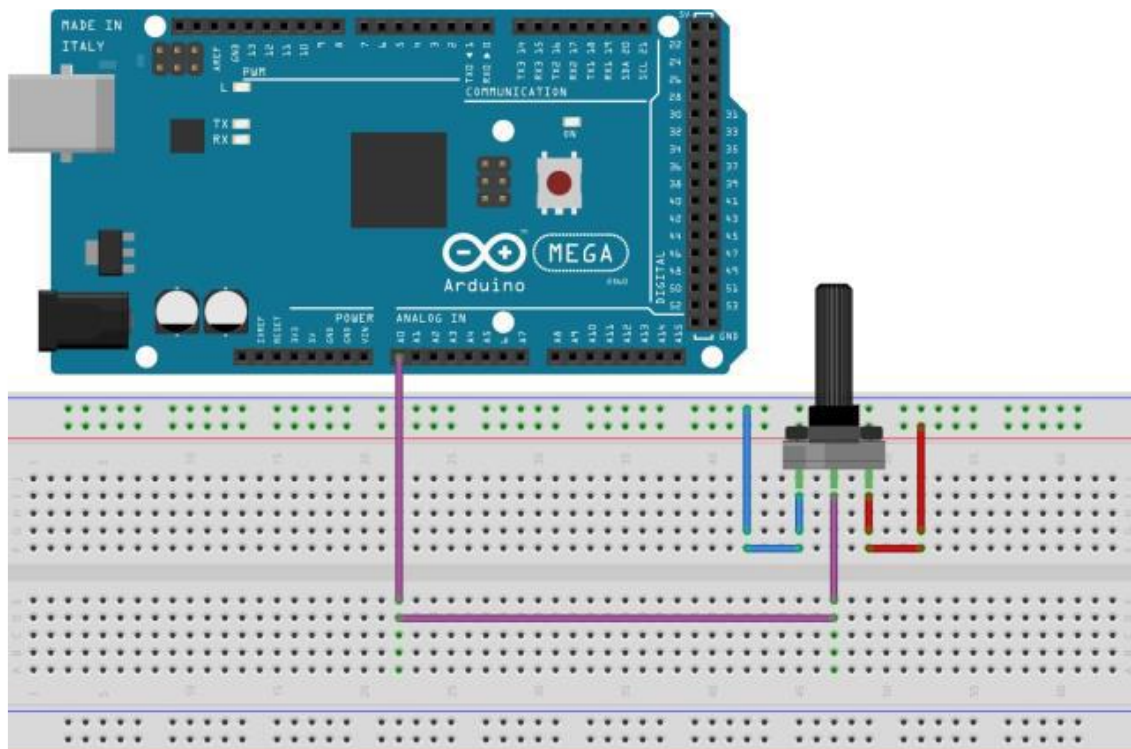


Figura 59 Esquema eléctrico entre Arduino MEGA 2560 y un potenciómetro

El código utilizado para la lectura se implementa mediante la función *analogRead()* que consigue unos valores entre 0 y 1023, para luego cada valor pasarlo a la escala mínima y máxima deseada.

```
***** CALCULO DE LOS VALORES DEL LOS POTENCIOMETROS *****  
consigna = analogRead(PinConsigna); // realizar la lectura analógica  
consigna = map(consigna, 0, 1023, 0, 150); // convertir a grados [0°C-150°C]  
Kp = analogRead(PinKp);  
Kp = map(Kp, 0, 1023, 0, 50);  
Kd = analogRead(PinKd);  
Kd = map(Kd, 0, 1023, 0, 50);  
Ki = analogRead(PinKi);  
Ki = map(Ki, 0, 1023, 0, 10);  
DC = analogRead(PinDC);  
DC = map(DC, 0, 1023, 0, 16000);  
delay(1000);
```

7.2 INTERRUPTIONES POR TIMER

Las interrupciones son un mecanismo muy potente y valioso en procesadores. Estas interrupciones son disparadas cuando se cumple un cierto tiempo establecido en el programa y se ejecutan cada un determinado tiempo, siendo dependientes del cristal oscilador y del tiempo de cada pulso del *clock* del Arduino. Su implementación se lleva a cabo haciendo uso de los temporizadores (*timers*) del microcontrolador.

Los *timers* son unos periféricos de los que disponen la práctica totalidad de microcontroladores que se emplean para implementar diversas funciones relacionadas con el tiempo y/o el contaje. En realidad, estos periféricos son contadores. Cuando lo que están contando es una frecuencia fija derivada del cristal oscilador del microcontrolador se denominan *timers* y cuando lo que están contando son eventos (flanco de subida o de bajada) en un determinado pin del microcontrolador, se denominan contadores.

Dependiendo del microcontrolador empleado, se dispondrá de más o menos *timers*. En el caso del ATMEGA 2560 se dispone de 5 *timers*.

Los *timers* tienen algo que se conoce como *prescaler*, son divisores de la frecuencia de reloj, cuando se divide la frecuencia se gana en tiempo, pero se pierde en precisión; la frecuencia del cristal se puede dividir entre 1, 8, 64, 256 y 1024.

En este proyecto se ha optado por emplear el *timer* 4 (de 16 bits) para la generación de la interrupción que garantizará un tiempo de muestreo fijo de la temperatura.

Si bien el lenguaje de alto nivel empleado por Arduino para la programación de sus placas de desarrollo permite realizar diversas operaciones con los *timers*, cuando se precisa de una mayor potencia y flexibilidad en el uso de los mismos es necesario programarlos a bajo nivel. Así pues, en este proyecto, el funcionamiento de los *timers* se ha determinado

programando los mismos a bajo nivel escribiendo directamente en los registros del microcontrolador destinados a tal efecto.

Las interrupciones se van a generar cada 100ms (10Hz) y para ello se utiliza el *timer* 4, configurado en modo CTC (*clear time on compare match*), esto es, cuando TCNT4 alcanza el valor de OCR4A se produce la interrupción y luego vuelve a 0. TCNT4 es el registro de 16 bits que almacena el valor del contaje de tiempo y el valor estará comprendido entre 0 y $2^{16}=65536$.

Para establecer las interrupciones cada 100ms es necesario definir ciertos valores de los registros de configuración del *timer* 4.

Tabla 13 Registros de configuración Timer 4

TCCR4A	COM4A1	COM4A0	COM4B1	COM4B0	COM4C1	COM4C0	WGM41	WGM40
TCCR4B	ICNC4	ICES4	-	WGM43	WGM42	CS42	CS41	CS40

Se han escogido los siguientes valores:

TCCR4A= 00000000

-Modo CTC con comparación en OCR4A

TCCR4B= 00001011

-*Prescaler*=64

Los valores del *prescaler* y OCR4A se fijan por la siguiente ecuación:

$$F_{interruption} = \frac{F_{osc}}{2 \cdot PS \cdot (OCR4A + 1)} \rightarrow 100ms = \frac{1}{F_{osc}} \cdot 2 \cdot PS \cdot (OCR4A + 1)$$

Dado que el valor máximo que se puede almacenar en OCR4A es 65536, se va a utilizar un *prescaler* de 64.

$$OCR4A=12499$$

7.3 CONTROLADOR PID

En la mayoría de proyectos relacionados con el control se requiere un mínimo de estabilidad en el proceso y el mínimo error posible. Por eso es necesario diseñar un control en bucle cerrado, para conocer el estado del sistema en todo momento y poder controlarlo.

El control PID se basa en la introducción de una consigna, que es el valor que nosotros queremos que se cumpla y el estado actual. Entonces el sistema actuara para

alcanzar el valor deseado realizando una medición del error, o de la diferencia entre el valor deseado y el valor actual.

$$\text{Error} = \text{consigna} - \text{valor actual}$$

Para calcular el valor del PID de salida primero hay que calcular los errores (proporcional, derivativo e integral) y después aplicar la ecuación del PID:

```
//***** Accion PID*****  
  
error_I = consigna - T3; //El error entre la consigna y la temperatura del sensor es la entrada al PID  
error_dif = error_I - error_T_ant; //Calculo de la derivada del error de temperatura  
error_int = error_int + error_I; //Calculo de la integral (integrar es sumar)  
  
salida_PID = Kp * error_I + Kd * error_dif + Ki * error_int;  
error_T_ant=error_I; //Guardamos la anterior lectura de error de posicion como anterior
```

Una vez calculado el valor del PID y sus correspondientes parámetros, el valor de salida del PID se guarda en la variable DC (duty cycle). Cuando hay error entre la consigna y el valor actual el valor PID fija el valor DC para meterle más calor al sistema y cuando el error sea 0 se dejará de meter calor, hasta que vuelva haber una diferencia entre consigna y valor actual.

```
DC = salida_PID;  
DC = constrain(DC,0,16000); //Se limita el valor de DC entre su valor max y min
```

7.4 CONTROL PWM

La mayoría de automatismos, Arduino incluido, no son capaces de proporcionar una auténtica salida analógica, necesaria en este caso para controlar la energía calorífica que se le inyecta a la resistencia calefactora mediante un circuito de potencia. Ni siquiera pueden suministrar una salida analógica discreta (es decir, a saltos) de tensión. Lo único que pueden proporcionar es una salida digital de -Vcc o Vcc (por ejemplo, 0V y 5V).

Para salvar esta limitación y simular una salida analógica la mayoría de los automatismos emplean una herramienta, que consiste en activar una salida digital durante un tiempo y mantenerla apagada durante el resto. El promedio de la tensión de salida, a lo largo del tiempo, será igual al valor analógico deseado.

Una de las formas más sencilla de hacer esa aproximación es mediante el control por modulación de ancho de pulsos (PWM), que tiene en cuenta la modificación del proceso de trabajo de una señal de tipo periódica, explicado en el apartado 2.5.

En el control de cargas resistivas la corriente está en fase con la tensión, con lo cual no da tantos problemas como con cargas inductivas, por ello no hace falta trabajar con frecuencias muy altas. Las frecuencias altas reducen el ruido, pero aumenta el número de

conmutaciones por segundo del transistor, aumentando las pérdidas por conmutación. En cambio, las frecuencias bajas tienen más ruido, pero menos pérdidas.

En Arduino hay diferentes formas de generar esta señal PWM, entre ellas está la de usar una función y la placa ATmega2560, con la señal de salida PWM (pines 2-13 y 44-46), suministrando una señal de frecuencia de 490Hz aproximadamente y que sólo nos permite cambiar el ciclo de trabajo utilizando la función *analogWrite(pin, dutycycle)*, donde el *Duty Cycle* tendrá un rango de valores de 0 a 255. El problema de esta solución es que no hay ningún control sobre la frecuencia de la señal. [9]

La forma de tener un mayor control y versatilidad en la configuración de la señal PWM es usando directamente los *timers* del microcontrolador. Para la generación de la señal PWM se va a usar un temporizador de la placa ATmega 2560, la cual cuenta con dos *timers* de 8 bits (*timer* 0 y 2) y cuatro temporizadores de 16 bits (*timers* 1, 3, 4 y 5). Los temporizadores cuentan a partir de una frecuencia fija derivada del cristal oscilador del microcontrolador, para este caso:

$$F_{osc} = 16MHz \rightarrow T_{osc} = \frac{1}{F_{osc}} = 62.5ns$$

En este caso se ha optado por establecer una frecuencia de la señal PWM de 500Hz, apropiada para controlar la carga resistiva del calefactor. Para conseguir esa frecuencia se va a emplear el *timer* 5 que está vinculado a los pines 46, 45 y 44 de la placa, puesto que esos pines están libres para crear la PWM, concretamente se va a utilizar el *DigitalPin46*.

Tabla 14 Relación Timer 5 con los pines de Arduino

	Nº de pin en el ATmega2560	Nº de pin en la placa ArduinoMega
OC5A	38	DigitalPin46 (PWM)
OC5B	39	DigitalPin45 (PWM)
OC5C	40	DigitalPin44 (PWM)

Según los valores que se escriban en los bits de los siguientes registros, se determinará la frecuencia del *timer*, su modo de funcionamiento y el comportamiento de los pines de salida asociado al mismo.

Tabla 15 Registros de configuración Timer 5

TCCR5A	COM5A1	COM5A0	COM5B1	COM5B0	COM5C1	COM5C0	WGM51	WGM50
TCCR5B	ICNC5	ICES5	-	WGM53	WGM52	CS52	CS51	CS50

Se han escogido los siguientes valores:

TCCR5A= 10101000

-Modo de PWM con control de fase y frecuencia, tope en ICR5A

-La salida OC5A se pone a "0" cuando se alcanza la comparación ascendente y se ponen a "1" al alcanzar la comparación descendente.

TCCR5B=00010001

-*Prescaler*=1

Los registros establecidos sirven para determinar la frecuencia de la señal PWM, que se ha fijado en 500Hz, usando la siguiente fórmula:

$$F_{PWM} = \frac{F_{OSC}}{2 \cdot PS \cdot ICR5} \rightarrow 500Hz = \frac{16MHz}{2 \cdot PS \cdot ICR5}$$

$$PS \cdot ICR5 = 16000$$

Como el valor máximo que se puede almacenar en ICR5 es 216=65535, no hace falta utilizar ningún *prescaler*, consiguiendo así una buena resolución. Se fijan estos valores:

$$PS = 1 \rightarrow ICR5 = 16000$$

7.5 VISUALIZACIÓN DEL LCD

Para la visualización del LCD de los diferentes sensores de temperatura se han utilizado las conexiones entre Arduino y el LCD (20x4) explicadas en el apartado 4.3.1.

El objetivo del LCD es mostrar diferentes datos adquiridos al usuario, entre ellos, las temperaturas de los sensores y los valores K_p , K_d , K_i , consigna (temperatura deseada), error (consigna-medida) y el ciclo de trabajo de la señal PWM.

La configuración del LCD en Arduino se hace mediante la librería exclusiva para LCDs <*LiquidCrystal.h*>. Asimismo, es necesario definir los valores de fila y columna del display y después usando el comando *LiquidCrystal*(RW, sincronización, d4, d5, d6, d7) se fijan los pines que se van a utilizar para enviar los datos.

La impresión de los datos se ha programado para que en todo momento se puedan ver los valores de K_p , K_d , K_i , consigna, error, DC y el valor de temperatura de un sensor. Para poder cambiar de sensor solo hay que presionar el pulsador que se ha configurado mediante la función *digitalRead()* y una variable de tipo *cont*.

8 Metodología

En este apartado se explica el procedimiento llevado a cabo para la realización de la investigación, es decir, como se ha pasado del tema a tratar a las conclusiones.

El primer proyecto de esta futura serie de proyectos fue realizado dándole un enfoque más teórico que práctico, puesto que la idea era conformar una base teórica para que alguien construyese una maqueta en el futuro. Por lo que este proyecto concreto ha tenido doble aspecto, tanto teórico como práctico.

Se han revisado los circuitos propuestos y han sido adaptados a las necesidades actuales, tanto de eficacia como de tiempos. Posteriormente, se ha aprendido a utilizar de cero la herramienta *KiCAD*, basada en la filosofía *OpenSource* para poder facilitar el que cualquier persona continúe las líneas de diseño creadas actualmente sin la necesidad de pagar licencias de uso para un software de diseño. Una vez dominada dicho programa, se pasó al diseño real de cada una de las placas PCB necesarias para cada circuito de sensorización y para el de potencia. Posteriormente, se construyeron en el laboratorio, insolando el cobre con el negativo del circuito diseñado, atacándolo con los productos químicos necesarios y haciendo un lacado final de la placa. Una vez construidas, se fueron insertando los componentes necesarios y soldándolos en las mismas para poder hacer diferentes ensayos y pruebas de funcionamiento.

Finalmente se han extraído las conclusiones y las vías futuras de mejora.

8.1 Flujograma de tiempos

Con el fin de programar y planificar las tareas de este proyecto a lo largo de todo el periodo determinado, se ha hecho un flujograma de tiempos. El flujograma permite hacer un seguimiento y un control del progreso del proyecto, la duración de cada tarea y las posibles complicaciones que se puedan dar.

Las siguientes figuras representan de manera simplificada las tareas que están limitadas por esos intervalos de tiempo, en especial marcando cuando empieza una tarea. Esto no quiere decir que las anteriores fases no estén finalizadas, puesto que se van a tener que introducir modificaciones y mejoras; realizando muchas tareas en paralelo.

Tabla 16 Flujograma de tiempos

TAREA	DURACIÓN (días)	COMIENZO	FIN
INICIO	141	16/09/19	11/02/20
GUÍA DE CONSTRUCCIÓN	141	16/09/19	11/02/20
Sensor (circuito integrado)	7	23/09/19	29/09/19
Análisis comparativo	3	23/09/19	25/09/19
Selección justificada	1	25/09/19	25/09/19
Cálculo y diseño del circuito	3	26/09/19	29/09/19
Sensor (termopar)	7	30/09/19	06/10/19
Análisis comparativo	3	30/09/19	02/10/19
Selección justificada	1	03/10/19	03/10/19
Cálculo y diseño del circuito	3	04/10/19	06/10/19
Sensor (termopar)	7	07/10/19	13/10/19
Análisis comparativo	3	07/10/19	09/10/19
Selección justificada	1	10/10/19	10/10/19
Cálculo y diseño del circuito	3	11/10/19	13/10/19
Circuito control de potencia (calefactor)	7	14/10/19	20/10/19
Análisis comparativo	3	14/10/19	16/10/19
Selección justificada	1	17/10/19	17/10/19
Cálculo y diseño del circuito	3	18/10/19	20/10/19
Circuito control de potencia (ventilador)	7	21/10/19	27/10/19
Análisis comparativo	3	21/10/19	23/10/19
Selección justificada	1	24/10/19	24/10/19
Cálculo y diseño del circuito	3	25/10/19	27/10/19
Circuito de visualización (LCD)	7	28/10/19	3/11/19

Análisis comparativo	3	28/10/19	30/10/19
Selección justificada	1	31/10/19	31/10/19
Cálculo y diseño del circuito	3	01/11/19	03/11/19
Diseño PCB	77	04/11/19	20/01/20
Desarrollo circuito AD590	14	04/11/19	17/11/19
Construcción	5	04/11/19	08/11/19
Pruebas	9	09/11/19	17/11/19
Desarrollo circuito PT100	14	18/11/19	01/12/19
Construcción	5	18/11/19	22/11/19
Pruebas	9	23/11/19	01/12/19
Desarrollo circuito potencia	14	02/12/19	15/12/19
Construcción	5	02/12/19	06/12/19
Pruebas	9	07/12/19	15/12/19
Desarrollo circuito NTC	14	16/12/19	29/12/19
Construcción	5	16/12/19	20/12/19
Pruebas	9	21/12/19	29/12/19
Desarrollo circuito termopar J	21	30/12/19	19/01/20
Construcción	10	30/12/19	08/01/20
Pruebas	11	09/01/20	19/01/20
INTERFACE PARA LA COMUNICACIÓN	22	20/01/20	10/02/20
Subrutina (datos)	4	20/01/20	23/01/20
Subrutina (PWM)	3	24/01/20	26/01/20
Subrutina (control)	8	27/01/20	03/02/20
Subrutina (LCD)	3	04/02/20	06/02/20
Subrutina (comunicación)	4	07/02/20	10/02/20
FIN	1	11/02/20	11/02/20

9 PRESUPUESTO

En la siguiente tabla viene recogido el coste estimado de los elementos electrónicos y los elementos necesarios para el desarrollo de la maqueta. No se ha tenido en cuenta el coste del material metálico que conforma el bastidor de la maqueta, ya que se ha utilizado un excedente de material que se encontraba a nuestra disposición.

Todos los precios se han tomado de distribuidores oficiales del sector, como *RS-Components*, por ejemplo. Para realizar el diseño no se necesitan grandes tiradas de componentes, eso quiere decir que se compran pocas cantidades y a un valor mayor, renunciando a la oferta.

Tabla 17 Presupuesto del material

CONCEPTO	CANTIDAD	PRECIO UNIDAD (IVA INCLUIDO)(€)	PRECIO TOTAL (€)
Arduino Mega 2560	1	10.12	10.12
Resistencia calefactora 200W	1	17.38	17.38
Ventilador axial DC 12V 0.8W	1	5.79	5.79
Pantalla LCD 20x4	1	3.58	3.58
LM35	1	1.80	1.80
Termopar tipo J	1	7.63	7.63
PT-100	1	9.47	9.47
NTCLE306842028B	1	1.17	1.17
Integrado AD590	1	23.56	23.56
Regulador de tensión LM4040	1	1.54	1.54
Amplificador MCP609	4	1.454	5.816
Puente de diodos GBU4J	1	0.56	0.56
Diodo 1N4007	1	0.15	0.15
Zener 1N6352BG	1	0.35	0.35
Optoacoplador K1010	1	0.50	0.50
IGBT 8TGP30H85F	1	1.25	1.25
Con. 680nF	1	0.40	0.40
Con. 100uF	1	0.60	0.60
Res. 220Ω	2	0.10	0.20

Res. 1K Ω	4	0.10	0.40
Res. 2K2 Ω	1	0.10	0.10
Res. 2K5 Ω	1	0.10	0.10
Res. 4K7 Ω	2	0.10	0.20
Res. 15K Ω	1	0.10	0.10
Res. 25K Ω	4	0.10	0.40
Res. 50K Ω	1	0.10	0.10
Res. 86K6 Ω	1	0.20	0.20
Res. 100K Ω	3	0.20	0.60
Potenci3metro 100K Ω	1	0.80	0.80
Plancha policarbonato	5	1.50	7.50
Placas PCB (3u/pack)	2	12	24
TOTAL			126.37€

En cuanto a la propiedad intelectual y la organizaci3n documentada se define la cantidad de horas que se han dado en la b3squeda de informaci3n, en la redacci3n documentada y en las horas invertidas en construcci3n:

Tabla 18 Presupuesto de la propiedad intelectual y mano de obra

TAREA	CANTIDAD (h)	PRECIO HORA (€/h)	PRECIO TOTAL (€)
B3squeda/comprobaci3n de informaci3n	20	15	300
Dise3o de circuitos	45	20	900
Construcci3n de circuitos y pruebas	25	25	625
Redacci3n de la documentaci3n	200	24	4800
TOTAL			6625€

El valor del coste total del proyecto es de **SEIS MIL SETECIENTOS CINCUENTA Y UNO CON TREINTA Y SIETE.**

PRECIO TOTAL DEL PROYECTO = 6751.37€

10 RESULTADOS

10.1 CONCLUSIONES

Con el presente documento se considera que se ha descrito y justificado suficientemente el diseño de la planta térmica en su conjunto, es decir, circuitos de sensorización incluidos. Se han cumplido los objetivos técnicos previamente expuestos en lo que a la elaboración de la guía de construcción y visualización de los resultados respecta. Si bien cabe mencionar, que la integración del sistema de control con un software de tratamiento de señales no se ha realizado, debido a la falta de tiempo.

La realización de este proyecto ha permitido poner en práctica y desarrollar los conocimientos previamente adquiridos en la formación, en especial los relacionados con la regulación, control y electrónica en general. Esto ha permitido llevar el proyecto hacia una solución que podemos considerar óptima.

Se han analizado y diseñado diferentes tipos de sensores y circuitos de acondicionamiento. También se han examinado los posibles circuitos de potencia que optimizarían el funcionamiento de una resistencia calefactora. Y asimismo se han examinado modelos matemáticos y códigos de programación. En consecuencia, se ha elaborado un proyecto completo en cuanto aspectos del Grado de Ingeniería Electrónica Industrial y Automática se refiere.

Arduino es uno de los grandes aportes que se ha podido descubrir con la realización de este proyecto, aunque no hayamos hecho un amplio uso de sus posibilidades, ha permitido ser consciente de todo su potencial a la hora de hacer cualquier tipo de proyecto relacionado con la electrónica.

Otra herramienta de amplio interés descubierta con la filosofía *OpenSource* es el programa de diseño de circuitos *KiCAD*, que ha permitido el desarrollo de toda la circuitería necesaria para el proyecto sin necesidad de licencias corporativas de elevado coste.

Otro aspecto interesante a mencionar sobre el desarrollo del proyecto ha sido el apartado de construcción, ya que ha complementado la formación teórica que se adquiere durante la carrera, teniendo que desarrollar algunos aspectos de los circuitos no sólo en un modo teórico que permita la máxima eficacia, si no, que pensando en la funcionalidad y facilidad de uso posterior.

Este proyecto tiene amplio uso didáctico, ya que su uso sencillo permitirá a los futuros alumnos trabajar los conceptos adquiridos en los temas tratados en este proyecto, viendo así reflejado sus resultados en un medio físico.

Finalmente se quiere resaltar la importancia de los *datasheets*. En vista de toda la información que se puede encontrar en la red, la utilización de los *datasheets* como medio de obtener información le da fiabilidad y credibilidad al trabajo.

10.2 VÍAS FUTURAS

Se proponen las siguientes líneas de trabajo de cara al futuro:

-La integración del sistema de control con un software de tratamiento de señales, preferiblemente *Scilab*, para poder simular, visualizar y controlar el proceso en tiempo real a través del PC, con la ventaja de que Arduino permite trabajar con este software. Se propone *Scilab* como herramienta idónea en lugar del ampliamente conocido *MatLAB* ya que es otra herramienta *OpenSource*, que iría en consonancia con el espíritu que se le quiere otorgar a esta serie de proyectos.

-Obtener un modelo matemático de la maqueta térmica más exacto, sin la simplificación del modelo, de cara a que la respuesta del sistema sea más precisa.

-Analizar minuciosamente las perturbaciones del sistema y controlar el ventilador que las provoca mediante un controlador.

-Estudiar los resultados obtenidos con la experimentación y proponer mejoras en los circuitos de sensorización. Utilizando componentes de mayor precisión en lugar de los seleccionados, con los que se buscaba funcionalidad a costa de una pequeña pérdida en la exactitud, y/o, reproducibilidad de los resultados estimados a través del estudio del marco teórico.

-De cara al aspecto didáctico mencionado en diferentes partes del proyecto, una posible vía futura sería la realización de una serie de ejercicios basados en la regulación automática. Con intención de que sean reproducibles experimentalmente con la maqueta y así poder ver la relación existente entre la base teórica y la realidad.

11 BIBLIOGRAFÍA Y REFERENCIAS

- [1] Alecop Group, «Estudio de procesos de control de temperatura serie 540,» [En línea]. Available: <https://www.alecop.com/equipamiento-didactico/areas/captadores-regulacion-de-procesos-y-automatas-programables/estudio-de-procesos-de-control-de-temperatura-serie-540/>. [Último acceso: 14 07 2018].
- [2] C. Wells, Signal Conditioning and Linearization of RTD sensors, Texas Instruments, 2011.
- [3] J. A. E. Pajares, Simulador de temperaturas de un sensor RTD PT100 mediante MicroConvertidor ADuC812 e interfaz de usuario LabView, 2011.
- [4] M. Á. P. García, Instrumentación electrónica, Ediciones Paraninfo, 2014.
- [5] J. A. Sánchez, Control avanzado de procesos:(teoría y práctica), Ediciones Díaz de Santos, 2003.
- [6] M. G. Miguel y E. M. Bolado, Instrumentación electrónica: transductores y acondicionadores de señal, Ed. Universidad de Cantabria, 2015.
- [7] J. Strickland, «How LCDs Work» 28 08 2008. [En línea]. Available: <https://shows.howstuffworks.com/techstuff/how-lcds-work.htm>. [Último acceso: 15 07 2018].
- [8] K. J. Åström y T. Hägglund, Control PID avanzado, Madrid: Pearson, 2009.
- [9] Arduino.cl, «Arduino Mega 2560 R3,» [En línea]. Available: <http://arduino.cl/arduino-mega-2560/>. [Último acceso: 11 7 2018].
- [10] O.Engineering.[Enlínea].Available: <https://es.omega.com/prodinfo/termopares.html>. [Último acceso: 05 07 2018].
- [11] R. P. Areny, Sensores y acondicionadores de señal, Marcombo, 2004.
- [12] B. C. Baker, AN685 Thermistors in Single Supply Temperature Sensing Circuits, Microchip Technology Inc.
- [13] J. Bourgeois, J. Charreton y P. Rault, Improves Universal Motor Drive, ST Microelectronics.
- [14] H. Lilen, Tiristores y triacs: principios y aplicaciones de los tiristores, triacs, diacs, SBS, fototiristores, etc., con esquemas de aplicación, Marcombo, 1988.
- [15] M. L. González, Dispositivos electrónicos, La Plata: Editorial de la Universidad Nacional de La Plata (EDULP), 2015.
- [16] S. M. García y J. A. G. Gil, Electrónica de potencia: componentes, topologías y equipos, Editorial Paraninfo, 2006.
- [17] Wikipedia, «Pantalla de cristal líquido,» [En línea]. Available: https://es.wikipedia.org/wiki/Pantalla_de_cristal_l%C3%ADquido. [Último acceso: 11 07 2018].

- [18] R. Diosdado, «Zona Maker,» [En línea]. Available: <https://www.zonamaker.com/arduino/modulos-sensores-y-shields/tipos-de-lcd-para-arduino>. [Último acceso: 12 07 2018].
- [19] E. Jhovany, J. W. Montesy y C. A. Silva, Medición de temperatura: sensores termoelectricos, Universidad Tecnológica de Pereira, 2007.
- [20] C. P. r. p. Arduino, «Askix.com,» [En línea]. Available: <https://www.askix.com/ca-pwm-regulador-para-arduino.html>. [Último acceso: 06 07 2018].
- [21] J. P. Holman, P. d. A. M. de Morentín, T. d. J. L. Mena, I. P. Grande, P. P. d. N. M. d. Marañoñ y A. S. Sánchez, Transferencia de calor, Compañía Editorial Continental, 1980.
- [22] F. P. Incropera y D. P. DeWitt, Fundamentos de transferencia de calor, Pearson Educación, 1999.
- [23] K. Ogata, Ingeniería de control moderna, Pearson Educación, 2003.
- [24] B. C. Marta, G.-S. Mario y D. Sebastián, «Modelado y simulación de un horno eléctrico industrial de un 1MW de potencia,» Universidad Pública de Navarra.
- [25] A. C. Héctor y O. H. Carlos Alberto, «Estudio dinámico de un horno de resistencias eléctricas convertidor a gas,» Universidad Tecnológica de Pereira, 2009.
- [26] L. Llamas, «Salidas y entradas aisladas con arduino y optoacoplador,» 17 01 2017. [En línea]. Available: <https://www.luisllamas.es/arduino-optoacoplador/>. [Último acceso: 03 07 2018].

ANEXO I

CODIGO ARDUINO


```

/*
HARDWARE: Conexiones LCD y ArduinoMEGA2560
* LCD Vss   GND
* LCD Vdd   Vcc
* LCD V0    pin central potenciometro
* LCD RS    pin 8
* LCD R/W   GND
* LCD Enable pin 9
* LCD D4    pin 4
* LCD D5    pin 5
* LCD D6    pin 6
* LCD D7    pin 7
* LCD A     Vcc
* LCD K     GND

* Salida de la PWM por el pin 46 (Timer5)
* Entradas analógicas A0,A1,A2,A3 (Sensores) y A4,A5,A6,A7,A8 (meter valores con potenciometros)
* Entrada digital pin 2 (Pulsador)
*/

#include <LiquidCrystal.h> //librería exclusiva para LCDs
#define COLS 20 // Columnas del LCD
#define ROWS 4 // Filas del LCD

LiquidCrystal lcd(8, 9, 4, 5, 6, 7); //LiquidCrystal(RW, sincronización, d4, d5, d6, d7) (pines que se van
a utilizar para enviar los datos)
int pulsador = 2; // Variable que define el pin de entrada digital
int cont=0; // Pulsador para cambiar la pantalla LCD

//*****Variables para calcular las temperaturas de los sensores (ANALOG INPUTS)*****//
const int PinLM35 = A0; // seleccionar las entradas analógicas para los sensores
const int PinTipoJ= A1;
const int PinRTD= A2;
const int PinNTC= A3;
int sensorLM35,sensorTipoJ,sensorRTD,sensorNTC; // variable que almacena el valor de los sensores
(0 a 1023)
float T1,T2,T3,T4; // variable para calcular la temperatura

//*****Variables para calcular el PID y PWM*****//
float error_T; // Diferencia entre la consigna y la temperatura
float error_T_ant; //Error de la temperatura anterior
float error_dif; //Derivada del error_T
float error_int=0; // Integral del error_T
float salida_PID; // Salida del algoritmo PID
float consigna; //Posición deseada de temperatura
float Kp,Kd,Ki; // Constante Proporcional, Constante Integral, Constante Derivativa
int DC=0; //Valor inicial del Duty Cycle de la PWM
const int PinConsigna = A4; // seleccionar las entradas analógicas para la lectura de los potenciometros
(valores introducidos por el usuario)
const int PinKp= A5;
const int PinKd= A6;
const int PinKi= A7;
const int PinDC= A8;

```

```

void setup() //Hacer la configuración inicial del programa
{
  Serial.begin(9600);      //Configurar el monitor serie

  //Configuramos la LCD
  lcd.begin(COLS, ROWS);  // numero de filas y columnas de la LCD (resolución 20x4)
  pinMode(pulsador, INPUT); //configurado de entrada

  //Empleamos el Timer 5 para la generación de la PWM (pin de salida 46)
  pinMode(46, OUTPUT); //Pin 46 en modo de salida (activando OC5A)
  TCCR5A=B10101000; //Modo de PWM con control de fase y frecuencia (ICR5A)
  TCCR5B=B00010001; //PS=1
  ICR5=16000; //Valor que determina la frecuencia de la PWM-->Rango: 0-ICR3
  OCR5A=DC; //Valor que determina el duty cycle (%50 en este caso)

  //Empleamos el timer 4 para generar una interrupción cada x microsegundos (cambiando el valor periodo
  se cambia el tiempo de interrupción) (ahora cada 100ms)
  cli(); //Desactiva la ejecución de interrupciones hasta nueva orden
  TCCR4A=B00000000; //Modo CTC con comparacion en OCR4A
  TCCR4B=B00001011; //PS= 000-1 010-8 011-64 100-256 101-1024
  OCR4A=periodo-1; //Ts=(1/Fosc)*2*PS*(OCR4A+1)
  TIMSK4=B00000010; //Mascara de interrupción del timer. Para habilitar/deshabilitar las interrupciones.
  sei(); //Reactiva las interrupciones
}

```

```

void loop()
{ //escribir en la LCD
  lcd.clear(); //limpiar la pantalla

  if (digitalRead(pulsador) == HIGH){ //Función para pasar de sensor en la pantalla mediante pulsador
    cont++; //sumar contador
    if (cont>4){ cont=0; } //Cuando sea 4 pasarlo a 0

    if (cont==1){
      lcd.setCursor(0,0);
      lcd.print("LM35:T=");
      lcd.setCursor(7,0);
      lcd.print(T1);
      lcd.setCursor(10,0);
      lcd.print((char)223,"C"); //imprime el caracter grado
    }
    if (cont==2){
      lcd.setCursor(0,0);
      lcd.print("TipoJ:T=");
      lcd.setCursor(8,0);
      lcd.print(T2);
      lcd.setCursor(11,0);
      lcd.print((char)223,"C"); //imprime el caracter grado
    }
    if (cont==3){
      lcd.setCursor(0,0);
      lcd.print("RTD:T=");
      lcd.setCursor(6,0);
      lcd.print(T3);
      lcd.setCursor(9,0);
      lcd.print((char)223,"C"); //imprime el caracter grado
    }
    if (cont==4){
      lcd.setCursor(0,0);
      lcd.print("NTC:T=");
      lcd.setCursor(6,0);
      lcd.print(T4);
      lcd.setCursor(9,0);
      lcd.print((char)223,"C"); //imprime el caracter grado
    }

    lcd.setCursor(1,2);
    lcd.print("Kp=");
    lcd.setCursor(4,2);
    lcd.print(Kp);

    lcd.setCursor(1,3);
    lcd.print("Kd=");
    lcd.setCursor(4,3);
    lcd.print(Kd);

    lcd.setCursor(1,4);
    lcd.print("Ki=");
    lcd.setCursor(4,4);
    lcd.print(Ki);
  }
}

```

```
lcd.setCursor(9,2);
lcd.print("Error=");
lcd.setCursor(15,2);
lcd.print(error_T);

lcd.setCursor(11,3);
lcd.print("Con=");
lcd.setCursor(15,3);
lcd.print(consigna);

lcd.setCursor(12,4);
lcd.print("DC=");
lcd.setCursor(15,4);
lcd.print(DC);

delay(1000); //Esperamos 1 segundos igual a 1000 milisegundos
}
ISR(TIMER4_COMPA_vect){ //Empleamos el timer 4 para generar una interrupción cada x microsegundos

cli(); //Desactiva la ejecución de interrupciones hasta nueva orden

//***** CALCULO DE TEMPERATURA DE LOS SENSORES *****
sensorLM35 = analogRead(PinLM35); // realizar la lectura del LM35
T1 = map(sensorLM35, 0, 1023, 0, 150); // cambiar escala de temperatura
Serial.println(T1); // mostrar el valor por serial

sensorTipoJ = analogRead(PinTipoJ); // realizar la lectura del termopar tipo J
T2 = ((-0.049+0.098*sensorTipoJ)/1023.0)*5.0; // aplicamos la ecuación para obtener la T del termopar
y la cambiamos de escala (se pierde resolución 150°C V=1.55V)
Serial.println(T2); // mostrar el valor por serial

sensorNTC = analogRead(PinNTC); // realizar la lectura
T4 = map(sensorNTC, 0, 1023, 125, 5);
Serial.println(T4); // mostrar el valor por serial

//***** CALCULO DE LOS VALORES DEL LOS POTENCIOMETROS *****
consigna = analogRead(PinConsigna); // realizar la lectura analógica
consigna = map(consigna, 0, 1023, 0, 150); // convertir a grados [0°C-150°C]
Kp = analogRead(PinKp);
Kp = map(Kp, 0, 1023, 0, 50);
Kd = analogRead(PinKd);
Kd = map(Kd, 0, 1023, 0, 50);
Ki = analogRead(PinKi);
Ki = map(Ki, 0, 1023, 0, 10);
DC = analogRead(PinDC);
DC = map(DC, 0, 1023, 0, 16000);
delay(1000);
```

```
/******* Accion PID *****  
  
error_T = consigna - T3; //El error entre la consigna y la temperatura del sensor es la entrada al PID  
error_dif = error_T - error_T_ant; //Calculo de la derivada del error de temperatura  
error_int = error_int + error_T; //Calculo de la integral (integrar es sumar)  
  
salida_PID = Kp * error_T + Kd * error_dif + Ki * error_int;  
error_T_ant=error_T; //Guardamos la anterior lectura de error de posicion como anterior  
  
DC = salida_PID;  
DC = constrain(DC,0,16000); //Se limita el valor de DC entre su valor max y min  
  
OCR5A=DC; //Se guarda el valor DC en OCR5A, la salida de la PWM  
sei(); //Reactiva las interrupciones  
}
```

ANEXO II

DATASHEETS

FEATURES

- Linear current output: 1 $\mu\text{A}/\text{K}$**
- Wide temperature range: -55°C to $+150^\circ\text{C}$**
- Probe-compatible ceramic sensor package**
- 2-terminal device: voltage in/current out**
- Laser trimmed to $\pm 0.5^\circ\text{C}$ calibration accuracy (AD590M)**
- Excellent linearity: $\pm 0.3^\circ\text{C}$ over full range (AD590M)**
- Wide power supply range: 4 V to 30 V**
- Sensor isolation from case**
- Available in 2-lead FLATPACK, 4-lead LFCSP, 3-pin TO-52, 8-lead SOIC, and die form**

GENERAL DESCRIPTION

The AD590 is a 2-terminal integrated circuit temperature transducer that produces an output current proportional to absolute temperature. For supply voltages between 4 V and 30 V, the device acts as a high impedance, constant current regulator passing 1 $\mu\text{A}/\text{K}$. Laser trimming of the chip's thin-film resistors is used to calibrate the device to 298.2 μA output at 298.2 K (25°C).

The AD590 should be used in any temperature-sensing application below 150°C in which conventional electrical temperature sensors are currently employed. The inherent low cost of a monolithic integrated circuit combined with the elimination of support circuitry makes the AD590 an attractive alternative for many temperature measurement situations. Linearization circuitry, precision voltage amplifiers, resistance measuring circuitry, and cold junction compensation are not needed in applying the AD590.

In addition to temperature measurement, applications include temperature compensation or correction of discrete components, biasing proportional to absolute temperature, flow rate measurement, level detection of fluids and anemometry. The AD590 is available in die form, making it suitable for hybrid circuits and fast temperature measurements in protected environments.

The AD590 is particularly useful in remote sensing applications. The device is insensitive to voltage drops over long lines due to its high impedance current output. Any well-insulated twisted pair is sufficient for operation at hundreds of feet from the receiving circuitry. The output characteristics also make the AD590 easy to multiplex: the current can be switched by a CMOS multiplexer, or the supply voltage can be switched by a logic gate output.

PIN CONFIGURATIONS

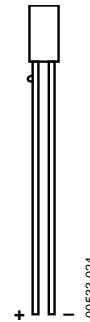
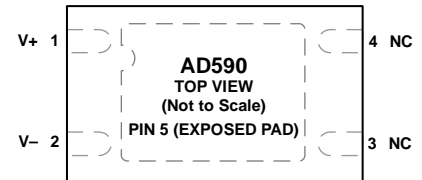


Figure 1. 2-Lead FLATPACK



- NOTES
1. NC = NO CONNECT. THE NC PIN IS NOT BONDED TO THE DIE INTERNALLY.
 2. TO ENSURE CORRECT OPERATION, THE EXPOSED PAD (EP) SHOULD BE LEFT FLOATING.

Figure 2. 4-Lead LFCSP

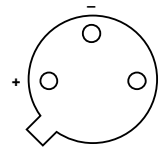


Figure 3. 3-Pin TO-52

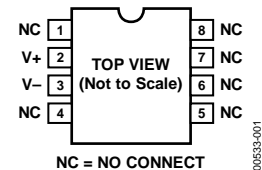


Figure 4. 8-Lead SOIC

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD590 is a calibrated, 2-terminal temperature sensor requiring only a dc voltage supply (4 V to 30 V). Costly transmitters, filters, lead wire compensation, and linearization circuits are all unnecessary in applying the device.
2. State-of-the-art laser trimming at the wafer level in conjunction with extensive final testing ensures that AD590 units are easily interchangeable.
3. Superior interface rejection occurs because the output is a current rather than a voltage. In addition, power requirements are low (1.5 mW @ 5 V @ 25°C). These features make the AD590 easy to apply as a remote sensor.
4. The high output impedance ($>10\ \text{M}\Omega$) provides excellent rejection of supply voltage drift. For instance, changing the power supply from 5 V to 10 V results in only a 1 μA maximum current change, or 1°C equivalent error.
5. The AD590 is electrically durable: it withstands a forward voltage of up to 44 V and a reverse voltage of 20 V. Therefore, supply irregularities or pin reversal does not damage the device.

TABLE OF CONTENTS

Features	1
General Description	1
Pin Configurations	1
Product Highlights	1
Revision History	2
Specifications	3
AD590J and AD590K Specifications	3
AD590L and AD590M Specifications	4
Absolute Maximum Ratings	5
ESD Caution	5
Product Description	6

REVISION HISTORY

1/13—Rev. F to Rev. G

Changes to Endnote 2, Table 1	3
Changes to Ordering Guide	15

11/12—Rev. E to Rev. F

Added 4-Lead LFCSP_WD	Universal
Changes to Features Section, General Description Section, and Product Highlights Section	1
Added Figure 2; Renumbered Sequentially	1
Added Note 2, Table 1; Renumbered Sequentially	3
Changes to (Unbolded) For 8-Lead SOIC Package, AD590J and AD590K Parameter, Table 1	3
Changes to Note 1, Table 3	5
Changes to Product Description Section	6
Change to Figure 6	6
Changes to Explanation of Temperature Sensor Specifications Section	7
Moved Nonlinearity Section	8
Change to Figure 13	8
Changes to General Applications Section	10
Changes to Figure 17 and Figure 19	10

Explanation of Temperature Sensor Specifications	7
Calibration Error	7
Error vs. Temperature: Calibration Error Trimmed Out	7
Error vs. Temperature: No User Trims	7
Nonlinearity	8
Voltage and Thermal Environment Effects	8
General Applications	10
Outline Dimensions	13
Ordering Guide	15

Deleted Figure 22; Renumbered Sequentially	11
Changes to Figure 21 and Figure 22	11
Deleted Figure 24	12
Changes to Figure 24	12
Updated Outline Dimensions Section	14
Changes to Ordering Guide	14

9/09—Rev. D to Rev. E

Changes to Product Description Section	6
Updated Outline Dimensions	13
Changes to Ordering Guide	14

1/06—Rev. C to Rev. D

Updated Format	Universal
Changes to Figure 4 Equation	4

9/03—Rev. B to Rev. C

Added SOIC-8 Package	Universal
Change to Figure 1	1
Updated Outline Dimensions	13
Added Ordering Guide	14

SPECIFICATIONS

AD590J AND AD590K SPECIFICATIONS

25°C and $V_s = 5\text{ V}$, unless otherwise noted.¹

Table 1.

Parameter	AD590J ²			AD590K			Unit
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
POWER SUPPLY							
Operating Voltage Range	4		30	4		30	V
OUTPUT							
Nominal Current Output @ 25°C (298.2 K)		298.2			298.2		μA
Nominal Temperature Coefficient		1			1		μA/K
Calibration Error @ 25°C			±5.0			±2.5	°C
Absolute Error (Over Rated Performance Temperature Range)							
Without External Calibration Adjustment			±10			±5.5	°C
With 25°C Calibration Error Set to Zero			±3.0			±2.0	°C
Nonlinearity							
For TO-52 and FLATPACK Packages			±1.5			±0.8	°C
For 8-Lead SOIC Package			±1.5			±1.0	°C
For 4-Lead LFCSP Package			±1.5				°C
Repeatability ³			±0.1			±0.1	°C
Long-Term Drift ⁴			±0.1			±0.1	°C
Current Noise		40			40		pA/√Hz
Power Supply Rejection							
4 V ≤ V_s ≤ 5 V		0.5			0.5		μA/V
5 V ≤ V_s ≤ 15 V		0.2			0.2		μV/V
15 V ≤ V_s ≤ 30 V		0.1			0.1		μA/V
Case Isolation to Either Lead		10 ¹⁰			10 ¹⁰		Ω
Effective Shunt Capacitance		100			100		pF
Electrical Turn-On Time		20			20		μs
Reverse Bias Leakage Current (Reverse Voltage = 10 V) ⁵		10			10		pA

¹ Specifications shown in **boldface** are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All minimum and maximum specifications are guaranteed, although only those shown in **boldface** are tested on all production units.

² The LFCSP package has a reduced operating temperature range of -40°C to +125°C.

³ Maximum deviation between +25°C readings after temperature cycling between -55°C and +150°C; guaranteed, not tested.

⁴ Conditions: constant 5 V, constant 125°C; guaranteed, not tested.

⁵ Leakage current doubles every 10°C.

AD590L AND AD590M SPECIFICATIONS

25°C and $V_S = 5\text{ V}$, unless otherwise noted.¹

Table 2.

Parameter	AD590L			AD590M			Unit
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
POWER SUPPLY							
Operating Voltage Range	4		30	4		30	V
OUTPUT							
Nominal Current Output @ 25°C (298.2 K)		298.2			298.2		μA
Nominal Temperature Coefficient		1			1		μA/K
Calibration Error @ 25°C			±1.0			±0.5	°C
Absolute Error (Over Rated Performance Temperature Range)							°C
Without External Calibration Adjustment			±3.0			±1.7	°C
With ± 25°C Calibration Error Set to Zero			±1.6			±1.0	°C
Nonlinearity			±0.4			±0.3	°C
Repeatability ²			±0.1			±0.1	°C
Long-Term Drift ³			±0.1			±0.1	°C
Current Noise		40			40		pA/√Hz
Power Supply Rejection							
4 V ≤ V_S ≤ 5 V		0.5			0.5		μA/V
5 V ≤ V_S ≤ 15 V		0.2			0.2		μA/V
15 V ≤ V_S ≤ 30 V		0.1			0.1		μA/V
Case Isolation to Either Lead		10 ¹⁰			10 ¹⁰		Ω
Effective Shunt Capacitance		100			100		pF
Electrical Turn-On Time		20			20		μs
Reverse Bias Leakage Current (Reverse Voltage = 10 V) ⁴		10			10		pA

¹ Specifications shown in **boldface** are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All minimum and maximum specifications are guaranteed, although only those shown in **boldface** are tested on all production units.

² Maximum deviation between +25°C readings after temperature cycling between -55°C and +150°C; guaranteed, not tested.

³ Conditions: constant 5 V, constant 125°C; guaranteed, not tested.

⁴ Leakage current doubles every 10°C.

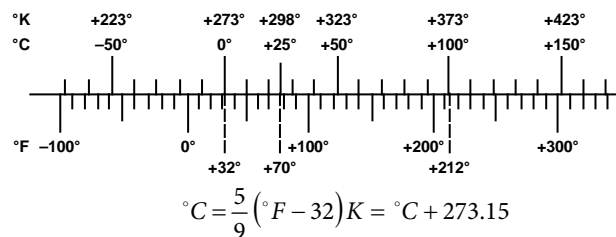


Figure 5. Temperature Scale Conversion Equations

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 3.

Parameter	Rating
Forward Voltage (E+ or E-)	44 V
Reverse Voltage (E+ to E-)	-20 V
Breakdown Voltage (Case E+ or E-)	±200 V
Rated Performance Temperature Range ¹	-55°C to +150°C
Storage Temperature Range ¹	-65°C to +155°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C

¹ The AD590 was used at -100°C and +200°C for short periods of measurement with no physical damage to the device. However, the absolute errors specified apply to only the rated performance temperature range. Applicable to 2-lead FLATPACK and 3-pin TO-52 packages only.

Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ESD CAUTION



ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Charged devices and circuit boards can discharge without detection. Although this product features patented or proprietary protection circuitry, damage may occur on devices subjected to high energy ESD. Therefore, proper ESD precautions should be taken to avoid performance degradation or loss of functionality.

PRODUCT DESCRIPTION

The AD590 is a 2-terminal temperature-to-voltage transducer. It is available in a variety of accuracy grades and packages. When using the AD590 in die form, the chip substrate must be kept electrically isolated (floating) for correct circuit operation.

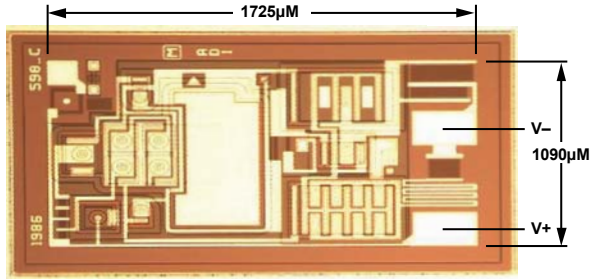


Figure 6. Metallization Diagram

The AD590 uses a fundamental property of the silicon transistors from which it is made to realize its temperature proportional characteristic: if two identical transistors are operated at a constant ratio of collector current densities, r , then the difference in their base-emitter voltage is $(kT/q)(\ln r)$. Because both k (Boltzman's constant) and q (the charge of an electron) are constant, the resulting voltage is directly proportional to absolute temperature (PTAT). (For a more detailed description, see M.P. Timko, "A Two-Terminal IC Temperature Transducer," IEEE J. Solid State Circuits, Vol. SC-11, p. 784-788, Dec. 1976. Understanding the Specifications-AD590.)

In the AD590, this PTAT voltage is converted to a PTAT current by low temperature coefficient thin-film resistors. The total current of the device is then forced to be a multiple of this PTAT current. Figure 7 is the schematic diagram of the AD590. In this figure, Q8 and Q11 are the transistors that produce the PTAT voltage. R5 and R6 convert the voltage to current. Q10, whose collector current tracks the collector currents in Q9 and Q11, supplies all the bias and substrate leakage current for the rest of the circuit, forcing the total current to be PTAT. R5 and R6 are laser-trimmed on the wafer to calibrate the device at 25°C.

Figure 8 shows the typical V-I characteristic of the circuit at 25°C and the temperature extremes.

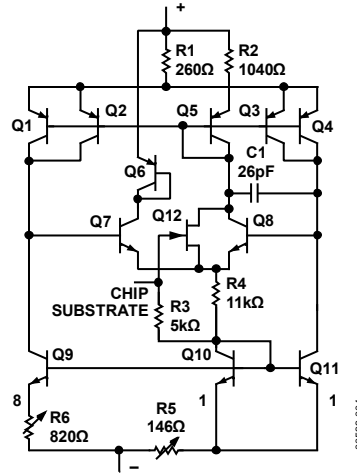


Figure 7. Schematic Diagram

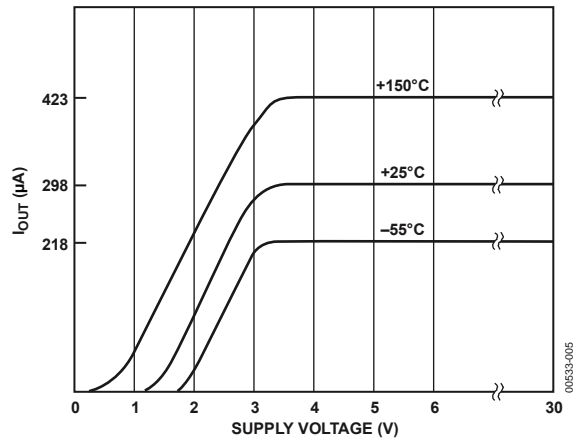


Figure 8. V-I Plot

EXPLANATION OF TEMPERATURE SENSOR SPECIFICATIONS

The way in which the AD590 is specified makes it easy to apply it in a wide variety of applications. It is important to understand the meaning of the various specifications and the effects of the supply voltage and thermal environment on accuracy.

The AD590 is a PTAT current regulator. (Note that $T (^{\circ}\text{C}) = T (\text{K}) - 273.2$. Zero on the Kelvin scale is absolute zero; there is no lower temperature.) That is, the output current is equal to a scale factor times the temperature of the sensor in degrees Kelvin. This scale factor is trimmed to $1 \mu\text{A}/\text{K}$ at the factory, by adjusting the indicated temperature (that is, the output current) to agree with the actual temperature. This is done with 5 V across the device at a temperature within a few degrees of 25°C (298.2 K). The device is then packaged and tested for accuracy over temperature.

CALIBRATION ERROR

At final factory test, the difference between the indicated temperature and the actual temperature is called the calibration error. Since this is a scale factory error, its contribution to the total error of the device is PTAT. For example, the effect of the 1°C specified maximum error of the AD590L varies from 0.73°C at -55°C to 1.42°C at 150°C . Figure 9 shows how an exaggerated calibration error would vary from the ideal over temperature.

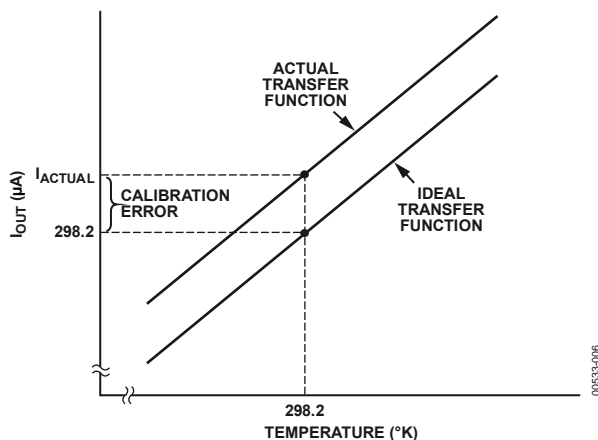


Figure 9. Calibration Error vs. Temperature

The calibration error is a primary contributor to the maximum total error in all AD590 grades. However, because it is a scale factor error, it is particularly easy to trim. Figure 10 shows the most elementary way of accomplishing this.

To trim this circuit, the temperature of the AD590 is measured by a reference temperature sensor and R is trimmed so that $V_T = 1 \text{ mV}/\text{K}$ at that temperature. Note that when this error is trimmed out at one temperature, its effect is zero over the entire

temperature range. In most applications, there is a current-to-voltage conversion resistor (or, as with a current input ADC, a reference) that can be trimmed for scale factor adjustment.

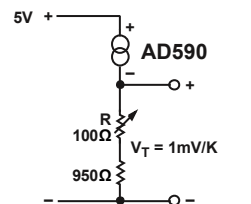


Figure 10. One Temperature Trim

ERROR VS. TEMPERATURE: CALIBRATION ERROR TRIMMED OUT

Each AD590 is tested for error over the temperature range with the calibration error trimmed out. This specification could also be called the variance from PTAT, because it is the maximum difference between the actual current over temperature and a PTAT multiplication of the actual current at 25°C . This error consists of a slope error and some curvature, mostly at the temperature extremes. Figure 11 shows a typical AD590K temperature curve before and after calibration error trimming.

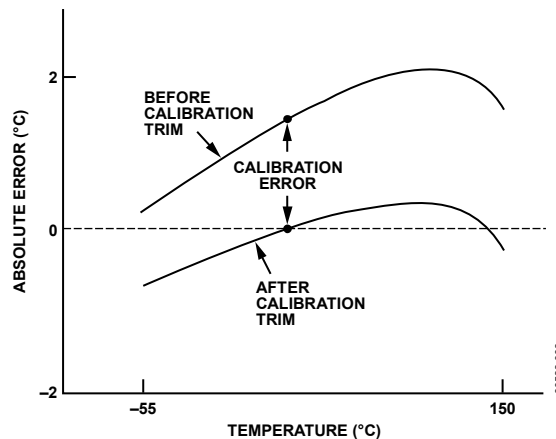


Figure 11. Effect to Scale Factor Trim on Accuracy

ERROR VS. TEMPERATURE: NO USER TRIMS

Using the AD590 by simply measuring the current, the total error is the variance from PTAT, described above, plus the effect of the calibration error over temperature. For example, the AD590L maximum total error varies from 2.33°C at -55°C to 3.02°C at 150°C . For simplicity, only the large figure is shown on the specification page.

NONLINEARITY

Nonlinearity as it applies to the AD590 is the maximum deviation of current over temperature from a best-fit straight line. The nonlinearity of the AD590 over the -55°C to $+150^{\circ}\text{C}$ range is superior to all conventional electrical temperature sensors such as thermocouples, RTDs, and thermistors. Figure 12 shows the nonlinearity of the typical AD590K from Figure 11.

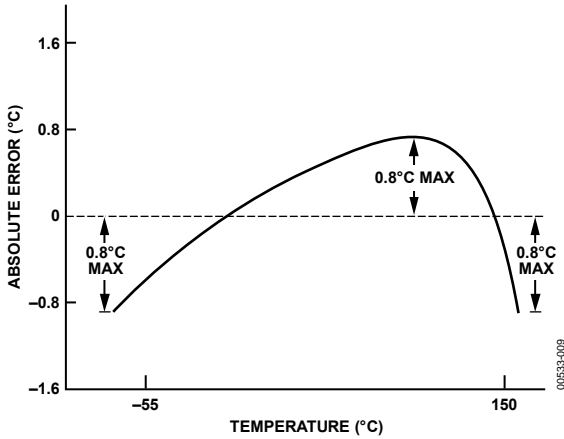


Figure 12. Nonlinearity

Figure 13 shows a circuit in which the nonlinearity is the major contributor to error over temperature. The circuit is trimmed by adjusting R1 for a 0 V output with the AD590 at 0°C . R2 is then adjusted for 10 V output with the sensor at 100°C . Other pairs of temperatures can be used with this procedure as long as they are measured accurately by a reference sensor. Note that for 15 V output (150°C), the $V+$ of the op amp must be greater than 17 V. Also, note that $V-$ should be at least -4 V ; if $V-$ is ground, there is no voltage applied across the device.

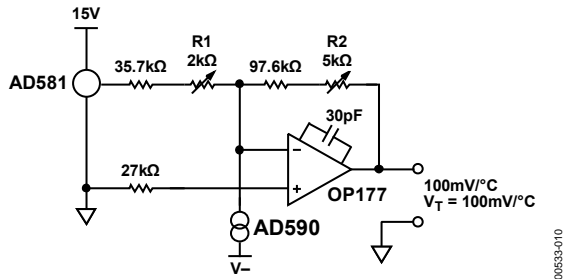


Figure 13. 2-Temperature Trim

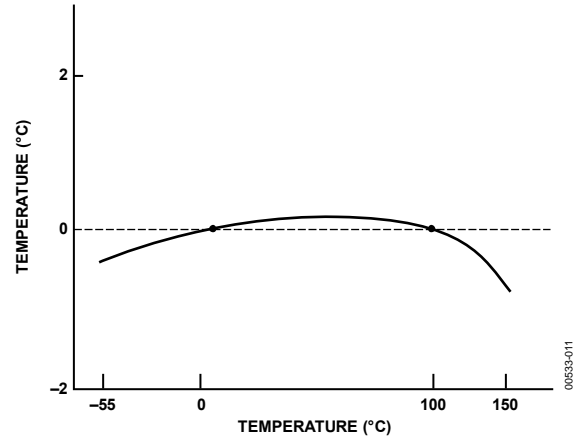


Figure 14. Typical 2-Trim Accuracy

VOLTAGE AND THERMAL ENVIRONMENT EFFECTS

The power supply rejection specifications show the maximum expected change in output current vs. input voltage changes. The insensitivity of the output to input voltage allows the use of unregulated supplies. It also means that hundreds of ohms of resistance (such as a CMOS multiplexer) can be tolerated in series with the device.

It is important to note that using a supply voltage other than 5 V does not change the PTAT nature of the AD590. In other words, this change is equivalent to a calibration error and can be removed by the scale factor trim (see Figure 11).

The AD590 specifications are guaranteed for use in a low thermal resistance environment with 5 V across the sensor. Large changes in the thermal resistance of the sensor's environment change the amount of self-heating and result in changes in the output, which are predictable but not necessarily desirable.

The thermal environment in which the AD590 is used determines two important characteristics: the effect of self-heating and the response of the sensor with time. Figure 15 is a model of the AD590 that demonstrates these characteristics.

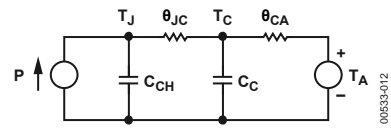


Figure 15. Thermal Circuit Model

As an example, for the TO-52 package, θ_{JC} is the thermal resistance between the chip and the case, about 26°C/W. θ_{CA} is the thermal resistance between the case and the surroundings and is determined by the characteristics of the thermal connection. Power source P represents the power dissipated on the chip. The rise of the junction temperature, T_J , above the ambient temperature, T_A , is

$$T_J - T_A = P(\theta_{JC} + \theta_{CA}) \tag{1}$$

Table 4 gives the sum of θ_{JC} and θ_{CA} for several common thermal media for both the H and F packages. The heat sink used was a common clip-on. Using Equation 1, the temperature rise of an AD590 H package in a stirred bath at 25°C, when driven with a 5 V supply, is 0.06°C. However, for the same conditions in still air, the temperature rise is 0.72°C. For a given supply voltage, the temperature rise varies with the current and is PTAT. Therefore, if an application circuit is trimmed with the sensor in the same thermal environment in which it is used, the scale factor trim compensates for this effect over the entire temperature range.

Table 4. Thermal Resistance

Medium	$\theta_{JC} + \theta_{CA}$ (°C/Watt)		τ (sec) ¹	
	H	F	H	F
Aluminum Block	30	10	0.6	0.1
Stirred Oil ²	42	60	1.4	0.6
Moving Air ³				
With Heat Sink	45	–	5.0	–
Without Heat Sink	115	190	13.5	10.0
Still Air				
With Heat Sink	191	–	108	–
Without Heat Sink	480	650	60	30

¹ τ is dependent upon velocity of oil; average of several velocities listed above.

² Air velocity @ 9 ft/sec.

³ The time constant is defined as the time required to reach 63.2% of an instantaneous temperature change.

The time response of the AD590 to a step change in temperature is determined by the thermal resistances and the thermal capacities of the chip, C_{CH} , and the case, C_C . C_{CH} is about 0.04 Ws/°C for the AD590. C_C varies with the measured medium, because it includes anything that is in direct thermal contact with the case. The single time constant exponential curve of Figure 16 is usually sufficient to describe the time response, $T(t)$. Table 4 shows the effective time constant, τ , for several media.

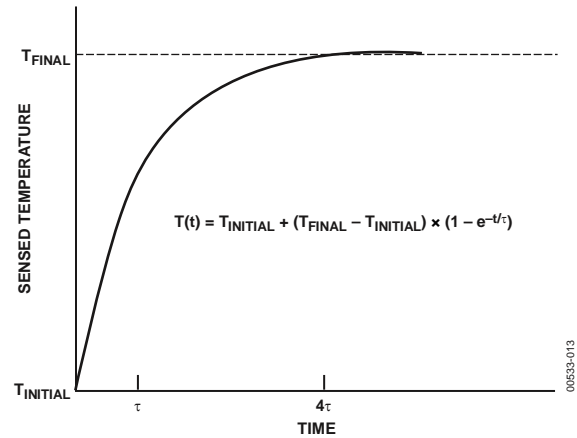


Figure 16. Time Response Curve

GENERAL APPLICATIONS

Figure 17 shows a typical use of the AD590 in a remote temperature sensing application. The AD590 is used as a thermometer circuit that measures temperature from -55°C to $+150^{\circ}\text{C}$, with an output voltage of $1\text{ mV}/^{\circ}\text{K}$. Because the AD590 measures absolute temperature (its nominal output is $1\text{ mA}/\text{K}$), the output must be offset by 273.2 mA to read out in degrees Celsius.

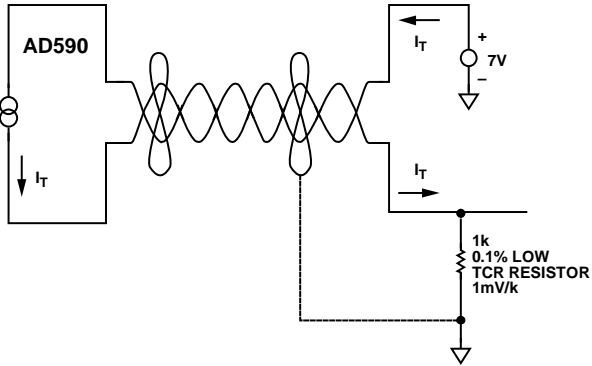


Figure 17. Variable Scale Display

Connecting several AD590 units in series, as shown in Figure 18, allows the minimum of all the sensed temperatures to be indicated. In contrast, using the sensors in parallel yields the average of the sensed temperatures.

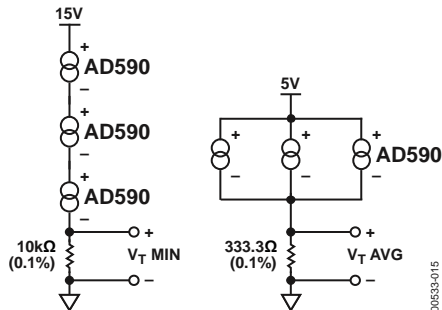


Figure 18. Series and Parallel Connection

The circuit in Figure 19 demonstrates one method by which differential temperature measurements can be made. R1 and R2 can be used to trim the output of the op amp to indicate a desired temperature difference. For example, the inherent offset between the two devices can be trimmed in. If $V+$ and $V-$ are radically different, then the difference in internal dissipation causes a differential internal temperature rise. This effect can be used to measure the ambient thermal resistance seen by the sensors in applications such as fluid-level detectors or anemometry.

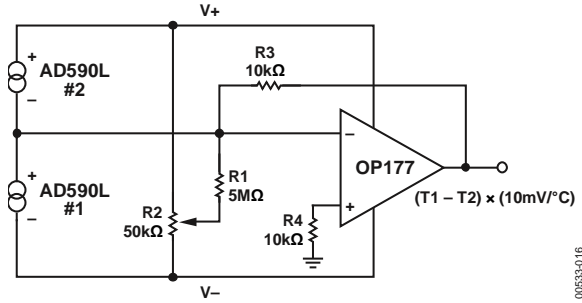


Figure 19. Differential Measurements

Figure 20 is an example of a cold junction compensation circuit for a Type J thermocouple using the AD590 to monitor the reference junction temperature. This circuit replaces an ice-bath as the thermocouple reference for ambient temperatures between 15°C and 35°C . The circuit is calibrated by adjusting R_T for a proper meter reading with the measuring junction at a known reference temperature and the circuit near 25°C . Using components with the TCs as specified in Figure 20, compensation accuracy is within $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ for circuit temperatures between 15°C and 35°C . Other thermocouple types can be accommodated with different resistor values. Note that the TCs of the voltage reference and the resistors are the primary contributors to error.

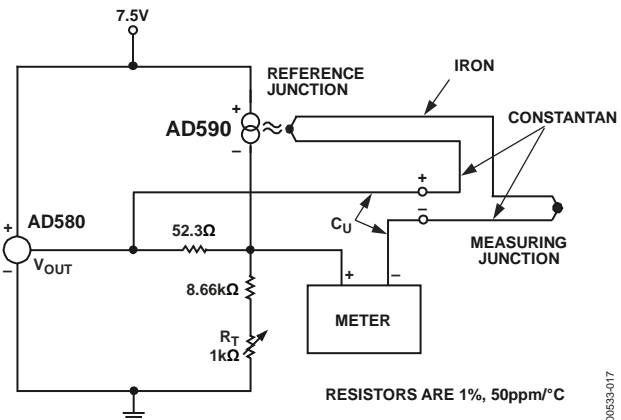


Figure 20. Cold Junction Compensation Circuit for Type J Thermocouple

Figure 21 is an example of a current transmitter designed to be used with 40 V, 1 kΩ systems; it uses its full current range of 4 to 20 mA for a narrow span of measured temperatures. In this example, the 1 μA/K output of the AD590 is amplified to 1 mA/°C and offset so that 4 mA is equivalent to 17°C and 20 mA is equivalent to 33°C. R_T is trimmed for proper reading at an intermediate reference temperature. With a suitable choice of resistors, any temperature range within the operating limits of the AD590 can be chosen.

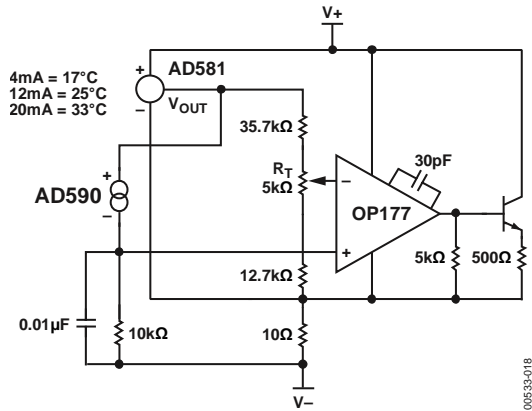


Figure 21. 4 to 20 mA Current Transmitter

Figure 22 is an example of a variable temperature control circuit (thermostat) using the AD590. R_H and R_L are selected to set the high and low limits for R_{SET}. R_{SET} could be a simple pot, a calibrated multiturn pot, or a switched resistive divider. Powering the AD590 from the 10 V reference isolates the AD590 from supply variations while maintaining a reasonable voltage (~7 V) across it. Capacitor C1 is often needed to filter extraneous noise from remote sensors. R_B is determined by the β of the power transistor and the current requirements of the load.

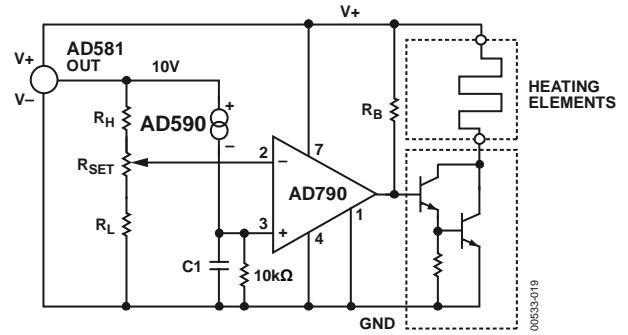


Figure 22. Simple Temperature Control Circuit

The voltage compliance and the reverse blocking characteristic of the AD590 allow it to be powered directly from 5 V CMOS logic. This permits easy multiplexing, switching, or pulsing for minimum internal heat dissipation. In Figure 23, any AD590 connected to a logic high passes a signal current through the current measuring circuitry, while those connected to a logic zero pass insignificant current. The outputs used to drive the AD590s can be employed for other purposes, but the additional capacitance due to the AD590 should be taken into account.

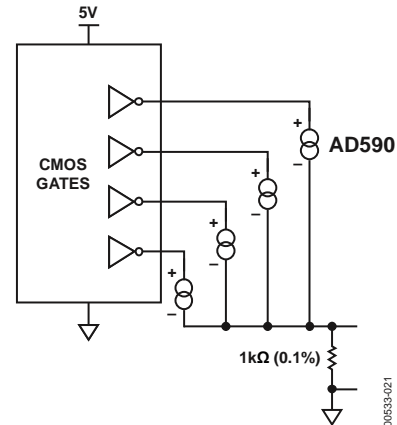


Figure 23. AD590 Driven from CMOS Logic

Figure 24 demonstrates a method of multiplexing the AD590 in the 2-trim mode (see Figure 13 and Figure 14). Additional AD590s and their associated resistors can be added to multiplex up to eight channels of $\pm 0.5^\circ\text{C}$ absolute accuracy over the

temperature range of -55°C to $+125^\circ\text{C}$. The high temperature restriction of 125°C is due to the output range of the op amps; output to 150°C can be achieved by using a 20 V supply for the op amp.

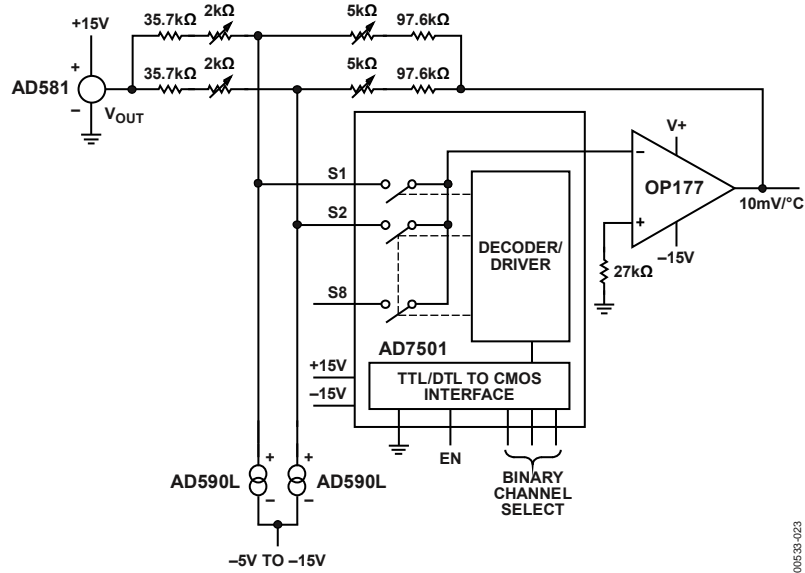


Figure 24. 8-Channel Multiplexer

00533-023

OUTLINE DIMENSIONS

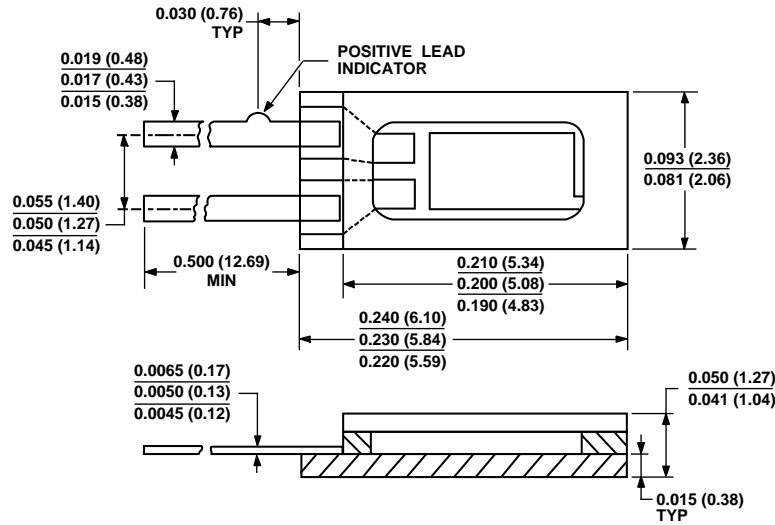
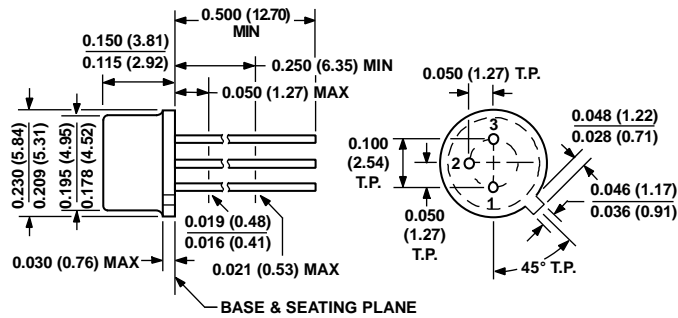


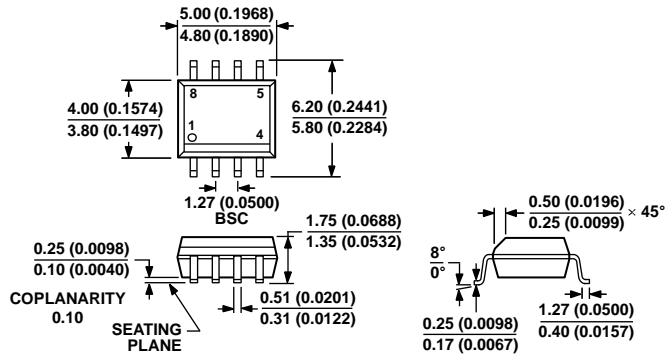
Figure 25. 2-Lead Ceramic Flat Package [FLATPACK] (F-2)
Dimensions shown in inches and (millimeters)



CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN INCHES; MILLIMETER DIMENSIONS (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF INCH EQUIVALENTS FOR REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN.

Figure 26. 3-Pin Metal Header Package [TO-52] (H-03-1)
Dimensions shown in inches and (millimeters)

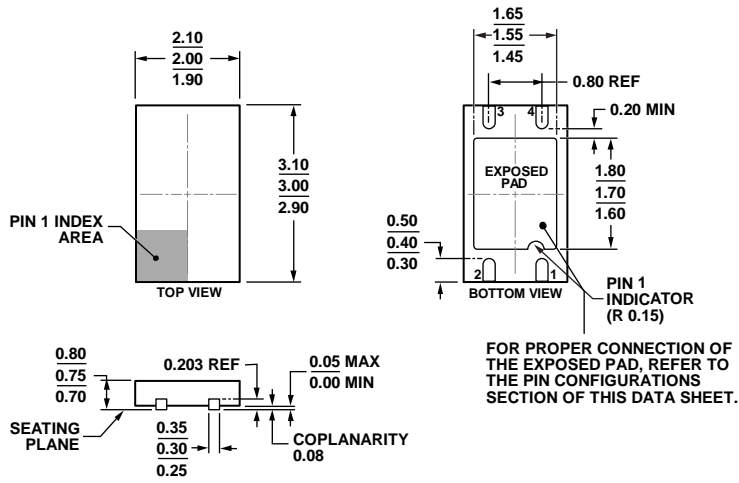
02208-A



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-012-AA
 CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS; INCH DIMENSIONS
 (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF MILLIMETER EQUIVALENTS FOR
 REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN.

Figure 27. 8-Lead Standard Small Outline Package [SOIC_N]
 Narrow Body
 (R-8)
 Dimensions shown in millimeters and (inches)

012407-A



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-229
 Figure 28. 4-Lead Lead Frame Chip Scale Package [LF CSP_WD]
 2.00 mm x 3.00 mm Body, Very Very Thin, Dual Lead
 (CP-4-1)
 Dimensions shown in millimeters

09-07-2010-B

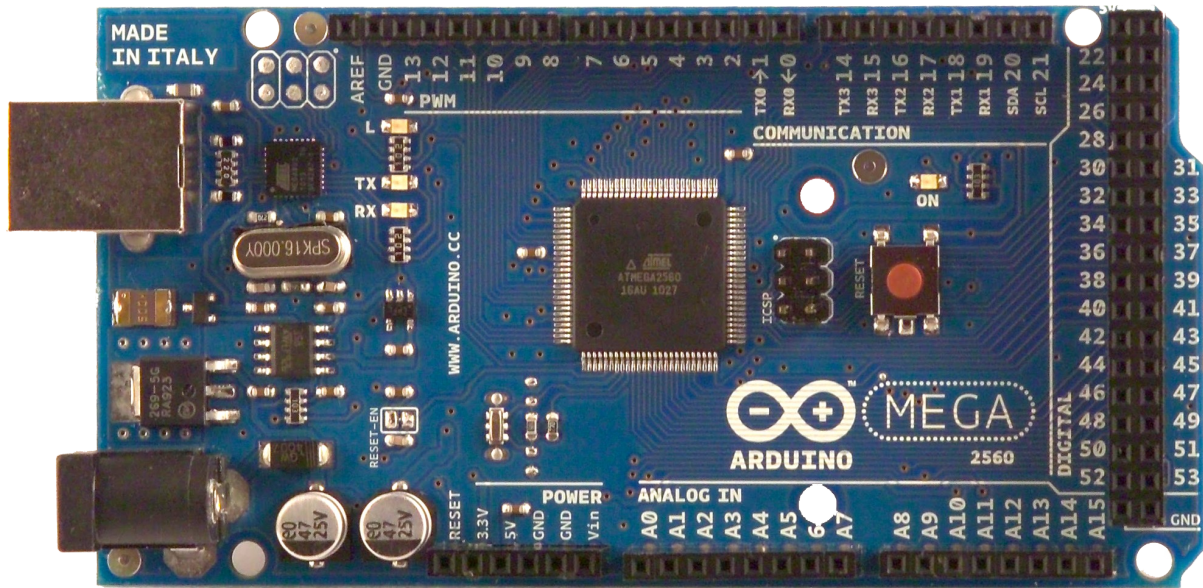
ORDERING GUIDE

Model ^{1, 2}	Temperature Range	Package Description	Package Option	Branding
AD590JF	-55°C to +150°C	2-Lead FLATPACK	F-2	
AD590JH	-55°C to +150°C	3-Pin TO-52	H-03-1	
AD590JR	-55°C to +150°C	8-Lead SOIC_N	R-8	
AD590JRZ	-55°C to +150°C	8-Lead SOIC_N	R-8	
AD590KF	-55°C to +150°C	2-Lead FLATPACK	F-2	
AD590KH	-55°C to +150°C	3-Pin TO-52	H-03-1	
AD590KR	-55°C to +150°C	8-Lead SOIC_N	R-8	
AD590KR-REEL	-55°C to +150°C	8-Lead SOIC_N	R-8	
AD590KRZ	-55°C to +150°C	8-Lead SOIC_N	R-8	
AD590KRZ-RL	-55°C to +150°C	8-Lead SOIC_N	R-8	
AD590LF	-55°C to +150°C	2-Lead FLATPACK	F-2	
AD590LH	-55°C to +150°C	3-Pin TO-52	H-03-1	
AD590MF	-55°C to +150°C	2-Lead FLATPACK	F-2	
AD590MH	-55°C to +150°C	3-Pin TO-52	H-03-1	
AD590JCHIPS	-55°C to +150°C	Bare Die	H-03-1	
AD590JCPZ-R5	-40°C to +125°C	4-Lead LFCSP_WD	CP-4-1	7A
AD590JCPZ-RL7	-40°C to +125°C	4-Lead LFCSP_WD	CP-4-1	7A

¹ Z = RoHS Compliant Part.² The AD590xF models and the AD590xH models are available in 883B.

NOTES

Arduino MEGA 2560



Product Overview

The Arduino Mega 2560 is a microcontroller board based on the ATmega2560 ([datasheet](#)). It has 54 digital input/output pins (of which 14 can be used as PWM outputs), 16 analog inputs, 4 UARTs (hardware serial ports), a 16 MHz crystal oscillator, a USB connection, a power jack, an ICSP header, and a reset button. It contains everything needed to support the microcontroller; simply connect it to a computer with a USB cable or power it with a AC-to-DC adapter or battery to get started. The Mega is compatible with most shields designed for the Arduino Duemilanove or Diecimila.

Index

Technical Specifications

Page 2

How to use Arduino
Programming Enviroment, Basic Tutorials

Page 6

Terms & Conditions

Page 7

Enviromental Policies
half sqm of green via Impatto Zero®

Page 7



RADIOSPARES

RADIONICS



Technical Specification

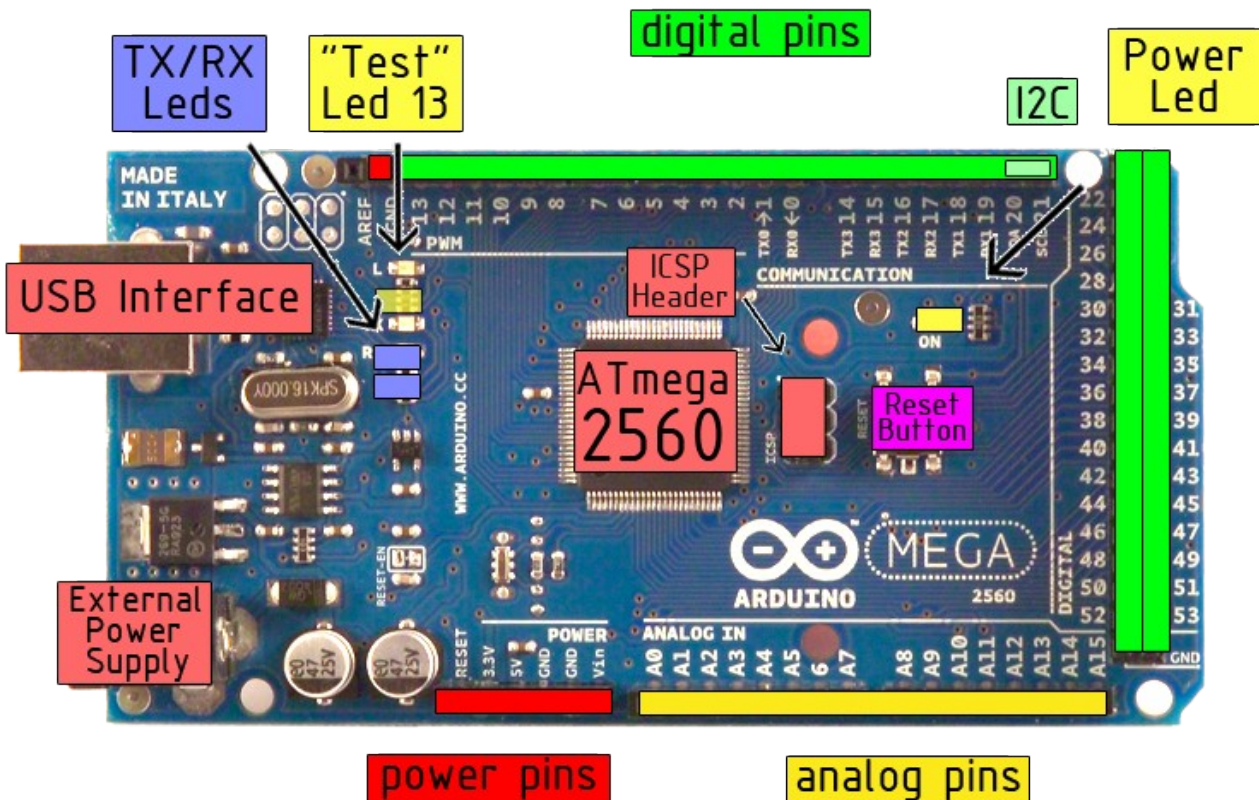


EAGLE files: [arduino-mega2560-reference-design.zip](#) Schematic: [arduino-mega2560-schematic.pdf](#)

Summary

Microcontroller	ATmega2560
Operating Voltage	5V
Input Voltage (recommended)	7-12V
Input Voltage (limits)	6-20V
Digital I/O Pins	54 (of which 14 provide PWM output)
Analog Input Pins	16
DC Current per I/O Pin	40 mA
DC Current for 3.3V Pin	50 mA
Flash Memory	256 KB of which 8 KB used by bootloader
SRAM	8 KB
EEPROM	4 KB
Clock Speed	16 MHz

the board



radiospares

RADIONICS



Power

The Arduino Mega2560 can be powered via the USB connection or with an external power supply. The power source is selected automatically. External (non-USB) power can come either from an AC-to-DC adapter (wall-wart) or battery. The adapter can be connected by plugging a 2.1mm center-positive plug into the board's power jack. Leads from a battery can be inserted in the Gnd and Vin pin headers of the POWER connector.

The board can operate on an external supply of 6 to 20 volts. If supplied with less than 7V, however, the 5V pin may supply less than five volts and the board may be unstable. If using more than 12V, the voltage regulator may overheat and damage the board. The recommended range is 7 to 12 volts.

The Mega2560 differs from all preceding boards in that it does not use the FTDI USB-to-serial driver chip. Instead, it features the Atmega8U2 programmed as a USB-to-serial converter.

The power pins are as follows:

- **VIN.** The input voltage to the Arduino board when it's using an external power source (as opposed to 5 volts from the USB connection or other regulated power source). You can supply voltage through this pin, or, if supplying voltage via the power jack, access it through this pin.
- **5V.** The regulated power supply used to power the microcontroller and other components on the board. This can come either from VIN via an on-board regulator, or be supplied by USB or another regulated 5V supply.
- **3V3.** A 3.3 volt supply generated by the on-board regulator. Maximum current draw is 50 mA.
- **GND.** Ground pins.

Memory

The ATmega2560 has 256 KB of flash memory for storing code (of which 8 KB is used for the bootloader), 8 KB of SRAM and 4 KB of EEPROM (which can be read and written with the [EEPROM library](#)).

Input and Output

Each of the 54 digital pins on the Mega can be used as an input or output, using [pinMode\(\)](#), [digitalWrite\(\)](#), and [digitalRead\(\)](#) functions. They operate at 5 volts. Each pin can provide or receive a maximum of 40 mA and has an internal pull-up resistor (disconnected by default) of 20-50 kOhms. In addition, some pins have specialized functions:

- **Serial: 0 (RX) and 1 (TX); Serial 1: 19 (RX) and 18 (TX); Serial 2: 17 (RX) and 16 (TX); Serial 3: 15 (RX) and 14 (TX).** Used to receive (RX) and transmit (TX) TTL serial data. Pins 0 and 1 are also connected to the corresponding pins of the ATmega8U2 USB-to-TTL Serial chip .
- **External Interrupts: 2 (interrupt 0), 3 (interrupt 1), 18 (interrupt 5), 19 (interrupt 4), 20 (interrupt 3), and 21 (interrupt 2).** These pins can be configured to trigger an interrupt on a low value, a rising or falling edge, or a change in value. See the [attachInterrupt\(\)](#) function for details.
- **PWM: 0 to 13.** Provide 8-bit PWM output with the [analogWrite\(\)](#) function.
- **SPI: 50 (MISO), 51 (MOSI), 52 (SCK), 53 (SS).** These pins support SPI communication, which, although provided by the underlying hardware, is not currently included in the Arduino language. The SPI pins are also broken out on the ICSP header, which is physically compatible with the Duemilanove and Diecimila.
- **LED: 13.** There is a built-in LED connected to digital pin 13. When the pin is HIGH value, the LED is on, when the pin is LOW, it's off.
- **I²C: 20 (SDA) and 21 (SCL).** Support I²C (TWI) communication using the [Wire library](#) (documentation on the Wiring website). Note that these pins are not in the same location as the I²C pins on the Duemilanove.

The Mega2560 has 16 analog inputs, each of which provide 10 bits of resolution (i.e. 1024 different values). By default they measure from ground to 5 volts, though is it possible to change the upper end of their range using the AREF pin and [analogReference\(\)](#) function.

There are a couple of other pins on the board:

- **AREF.** Reference voltage for the analog inputs. Used with [analogReference\(\)](#).
- **Reset.** Bring this line LOW to reset the microcontroller. Typically used to add a reset button to shields which block the one on the board.



radiospares

RADIONICS



Communication

The Arduino Mega2560 has a number of facilities for communicating with a computer, another Arduino, or other microcontrollers. The ATmega2560 provides four hardware UARTs for TTL (5V) serial communication. An ATmega8U2 on the board channels one of these over USB and provides a virtual com port to software on the computer (Windows machines will need a .inf file, but OSX and Linux machines will recognize the board as a COM port automatically). The Arduino software includes a serial monitor which allows simple textual data to be sent to and from the board. The RX and TX LEDs on the board will flash when data is being transmitted via the ATmega8U2 chip and USB connection to the computer (but not for serial communication on pins 0 and 1).

A [SoftwareSerial library](#) allows for serial communication on any of the Mega's digital pins.

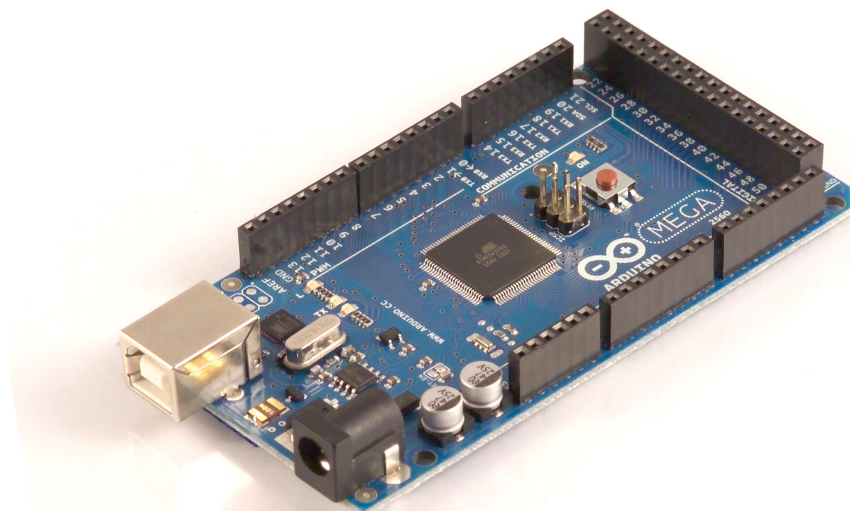
The ATmega2560 also supports I2C (TWI) and SPI communication. The Arduino software includes a Wire library to simplify use of the I2C bus; see the [documentation on the Wiring website](#) for details. To use the SPI communication, please see the ATmega2560 datasheet.

Programming

The Arduino Mega2560 can be programmed with the Arduino software ([download](#)). For details, see the [reference](#) and [tutorials](#).

The ATmega2560 on the Arduino Mega comes preburned with a [bootloader](#) that allows you to upload new code to it without the use of an external hardware programmer. It communicates using the original STK500 protocol ([reference](#), [C header files](#)).

You can also bypass the bootloader and program the microcontroller through the ICSP (In-Circuit Serial Programming) header; see [these instructions](#) for details.



radiospares

RADIONICS



Automatic (Software) Reset

Rather than requiring a physical press of the reset button before an upload, the Arduino Mega2560 is designed in a way that allows it to be reset by software running on a connected computer. One of the hardware flow control lines (DTR) of the ATmega8U2 is connected to the reset line of the ATmega2560 via a 100 nanofarad capacitor. When this line is asserted (taken low), the reset line drops long enough to reset the chip. The Arduino software uses this capability to allow you to upload code by simply pressing the upload button in the Arduino environment. This means that the bootloader can have a shorter timeout, as the lowering of DTR can be well-coordinated with the start of the upload.

This setup has other implications. When the Mega2560 is connected to either a computer running Mac OS X or Linux, it resets each time a connection is made to it from software (via USB). For the following half-second or so, the bootloader is running on the Mega2560. While it is programmed to ignore malformed data (i.e. anything besides an upload of new code), it will intercept the first few bytes of data sent to the board after a connection is opened. If a sketch running on the board receives one-time configuration or other data when it first starts, make sure that the software with which it communicates waits a second after opening the connection and before sending this data.

The Mega contains a trace that can be cut to disable the auto-reset. The pads on either side of the trace can be soldered together to re-enable it. It's labeled "RESET-EN". You may also be able to disable the auto-reset by connecting a 110 ohm resistor from 5V to the reset line; see [this forum thread](#) for details.

USB Overcurrent Protection

The Arduino Mega has a resettable polyfuse that protects your computer's USB ports from shorts and overcurrent. Although most computers provide their own internal protection, the fuse provides an extra layer of protection. If more than 500 mA is applied to the USB port, the fuse will automatically break the connection until the short or overload is removed.

Physical Characteristics and Shield Compatibility

The maximum length and width of the Mega PCB are 4 and 2.1 inches respectively, with the USB connector and power jack extending beyond the former dimension. Three screw holes allow the board to be attached to a surface or case. Note that the distance between digital pins 7 and 8 is 160 mil (0.16"), not an even multiple of the 100 mil spacing of the other pins.

The Mega is designed to be compatible with most shields designed for the Diecimila or Duemilanove. Digital pins 0 to 13 (and the adjacent AREF and GND pins), analog inputs 0 to 5, the power header, and ICSP header are all in equivalent locations. Further the main UART (serial port) is located on the same pins (0 and 1), as are external interrupts 0 and 1 (pins 2 and 3 respectively). SPI is available through the ICSP header on both the Mega and Duemilanove / Diecimila. **Please note that I²C is not located on the same pins on the Mega (20 and 21) as the Duemilanove / Diecimila (analog inputs 4 and 5).**



radiospares

RADIONICS



How to use Arduino



Arduino can sense the environment by receiving input from a variety of sensors and can affect its surroundings by controlling lights, motors, and other actuators. The microcontroller on the board is programmed using the [Arduino programming language](#) (based on [Wiring](#)) and the Arduino development environment (based on [Processing](#)). Arduino projects can be stand-alone or they can communicate with software on running on a computer (e.g. Flash, Processing, MaxMSP).

Arduino is a cross-platform program. You'll have to follow different instructions for your personal OS. Check on the [Arduino site](#) for the latest instructions. <http://arduino.cc/en/Guide/HomePage>

Linux Install

Windows Install

Mac Install

Once you have downloaded/unzipped the arduino IDE, you can Plug the Arduino to your PC via USB cable.

Blink led

Now you're actually ready to "burn" your first program on the arduino board. To select "blink led", the physical translation of the well known programming "hello world", select

**File>Sketchbook>
Arduino-0017>Examples>
Digital>Blink**

Once you have your sketch you'll see something very close to the screenshot on the right.

In **Tools>Board** select MEGA

Now you have to go to **Tools>SerialPort** and select the right serial port, the one arduino is attached to.

```
int ledPin = 13; // LED connected to digital pin 13

// The setup() method runs once, when the sketch starts

void setup() {
  // initialize the digital pin as an output:
  pinMode(ledPin, OUTPUT);
}

// the loop() method runs over and over again,
// as long as the Arduino has power

void loop()
{
  digitalWrite(ledPin, HIGH); // set the LED on
  delay(1000); // wait for a second
  digitalWrite(ledPin, LOW); // set the LED off
  delay(1000); // wait for a second
}
```



Done compiling.

Press Compile button
(to check for errors)



Upload



TX RX Flashing



Blinking Led!

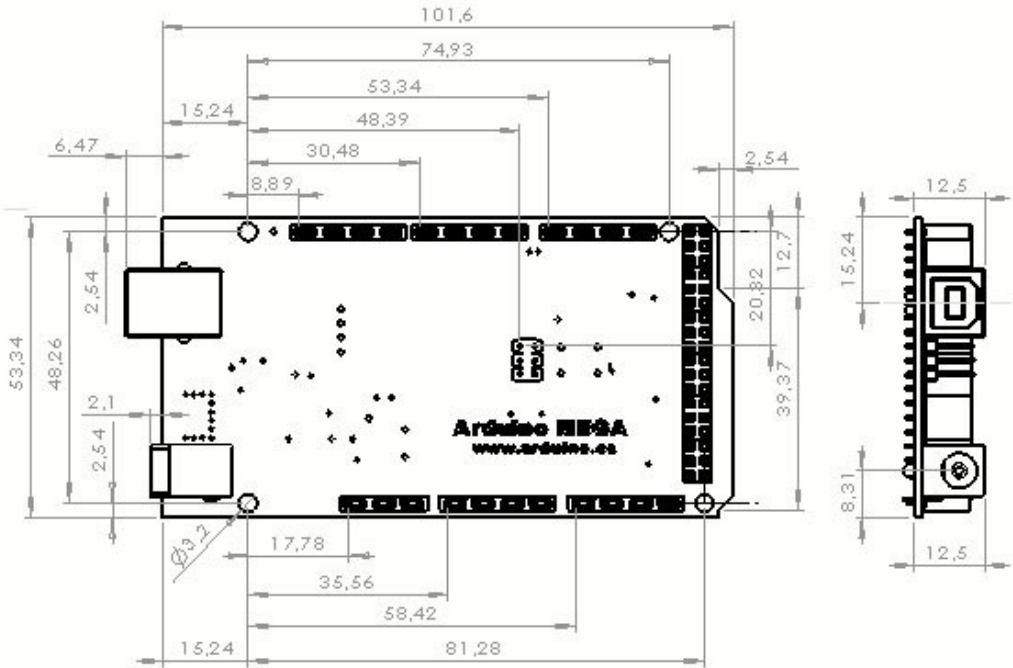
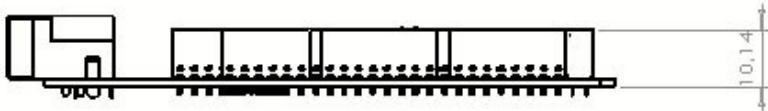
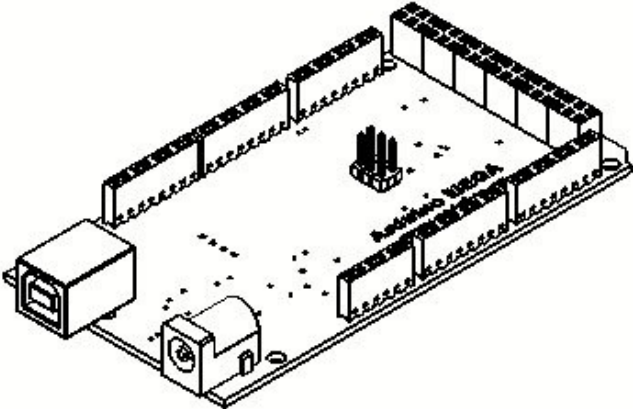


radiospares

RADIONICS



Dimensioned Drawing



radiospares

RADIONICS



ALLIED ELECTRONICS
AN ELECTROCOMPONENTS COMPANY

Terms & Conditions



1. Warranties

1.1 The producer warrants that its products will conform to the Specifications. This warranty lasts for one (1) years from the date of the sale. The producer shall not be liable for any defects that are caused by neglect, misuse or mistreatment by the Customer, including improper installation or testing, or for any products that have been altered or modified in any way by a Customer. Moreover, The producer shall not be liable for any defects that result from Customer's design, specifications or instructions for such products. Testing and other quality control techniques are used to the extent the producer deems necessary.

1.2 If any products fail to conform to the warranty set forth above, the producer's sole liability shall be to replace such products. The producer's liability shall be limited to products that are determined by the producer not to conform to such warranty. If the producer elects to replace such products, the producer shall have a reasonable time to replacements. Replaced products shall be warranted for a new full warranty period.

1.3 EXCEPT AS SET FORTH ABOVE, PRODUCTS ARE PROVIDED "AS IS" AND "WITH ALL FAULTS." THE PRODUCER DISCLAIMS ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS OR IMPLIED, REGARDING PRODUCTS, INCLUDING BUT NOT LIMITED TO, ANY IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY OR FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE

1.4 Customer agrees that prior to using any systems that include the producer products, Customer will test such systems and the functionality of the products as used in such systems. The producer may provide technical, applications or design advice, quality characterization, reliability data or other services. Customer acknowledges and agrees that providing these services shall not expand or otherwise alter the producer's warranties, as set forth above, and no additional obligations or liabilities shall arise from the producer providing such services.

1.5 The Arduino™ products are not authorized for use in safety-critical applications where a failure of the product would reasonably be expected to cause severe personal injury or death. Safety-Critical Applications include, without limitation, life support devices and systems, equipment or systems for the operation of nuclear facilities and weapons systems. Arduino™ products are neither designed nor intended for use in military or aerospace applications or environments and for automotive applications or environment. Customer acknowledges and agrees that any such use of Arduino™ products which is solely at the Customer's risk, and that Customer is solely responsible for compliance with all legal and regulatory requirements in connection with such use.

1.6 Customer acknowledges and agrees that it is solely responsible for compliance with all legal, regulatory and safety-related requirements concerning its products and any use of Arduino™ products in Customer's applications, notwithstanding any applications-related information or support that may be provided by the producer.

2. Indemnification

The Customer acknowledges and agrees to defend, indemnify and hold harmless the producer from and against any and all third-party losses, damages, liabilities and expenses it incurs to the extent directly caused by: (i) an actual breach by a Customer of the representation and warranties made under this terms and conditions or (ii) the gross negligence or willful misconduct by the Customer.

3. Consequential Damages Waiver

In no event the producer shall be liable to the Customer or any third parties for any special, collateral, indirect, punitive, incidental, consequential or exemplary damages in connection with or arising out of the products provided hereunder, regardless of whether the producer has been advised of the possibility of such damages. This section will survive the termination of the warranty period.

4. Changes to specifications

The producer may make changes to specifications and product descriptions at any time, without notice. The Customer must not rely on the absence or characteristics of any features or instructions marked "reserved" or "undefined." The producer reserves these for future definition and shall have no responsibility whatsoever for conflicts or incompatibilities arising from future changes to them. The product information on the Web Site or Materials is subject to change without notice. Do not finalize a design with this information.



Environmental Policies



The producer of Arduino™ has joined the Impatto Zero® policy of LifeGate.it. For each Arduino board produced is created / looked after half squared Km of Costa Rica's forest's.



radiospares

RADIONICS



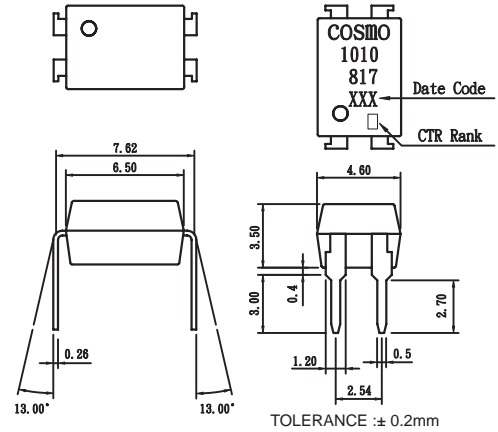
Features

1. Current transfer ratio
(CTR:MIN.50% at $I_F=5mA$ $V_{ce}=5V$)
2. High isolation voltage between input and output
(Viso:5000Vrms).
3. Compact dual-in-line package.
4. Available package : DIP/ SMD/ H. (For Package Dimension please refer to page 82)

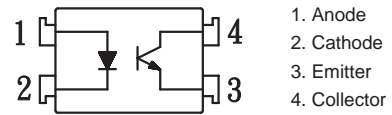
Applications

1. Registers, copiers, automatic vending machines.
2. System appliances, measuring instruments.
3. Computer terminals, programmable controllers.
4. Communications, telephone, etc.
5. Electric home appliances, such as oil fan heaters, Microwave oven, Washer, Refrigerator, Air conditioner, etc.
6. Medical instruments, physical and chemical equipment.
7. Signal transmission between circuits of different potentials and impedances.
8. Facsimile equipment, Audio, Video.
9. Switching power supply, Laser beam printer.

Outside Dimension : Unit (mm)



Schematic : Top View



Absolute Maximum Ratings

($T_a=25^\circ C$)

Parameter		Symbol	Rating	Unit
Input	Forward current	I_F	50	mA
	Peak forward current	I_{FM}	1	A
	Reverse voltage	V_R	6	V
	Power dissipation	P_D	70	mW
Output	Collector-emitter voltage	V_{CEO}	60	V
	Emitter-collector voltage	V_{ECO}	6	V
	Collector current	I_C	50	mA
	Collector power dissipation	P_C	150	mW
Total power dissipation		P_{tot}	200	mW
Isolation voltage 1 minute		Viso	5000	Vrms
Operating temperature		T_{opr}	-30 to +100	$^\circ C$
Storage temperature		T_{stg}	-55 to +125	$^\circ C$
Soldering temperature 10 second		T_{sol}	260	$^\circ C$

Electro-optical Characteristics

($T_a=25^\circ C$)

Parameter		Symbol	Conditions	MIN.	TYP.	MAX.	Unit
Input	Forward voltage	V_F	$I_F=20mA$	—	1.2	1.4	V
	Peak forward voltage	V_{FM}	$I_{FM}=0.5A$	—	—	3.0	V
	Reverse current	I_R	$V_R=4V$	—	—	10	μA
	Terminal capacitance	C_t	$V=0, f=1kHz$	—	30	—	pF
Output	Collector dark current	I_{CEO}	$V_{CE}=20V$	—	—	0.1	μA
Transfer characteristics	Current transfer ratio	CTR	$I_F=5mA, V_{CE}=5V$	50	—	600	%
	Collector-emitter saturation voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_F=20mA, I_C=1mA$	—	0.1	0.2	V
	Isolation resistance	Riso	DC500V	5×10^{10}	10^{11}	—	ohm
	Floating capacitance	C_f	$V=0, f=1MHz$	—	0.6	1.0	pF
	Cut-off frequency	f_c	$V_{CC}=5V, I_C=2mA, R_L=100ohm$	—	80	—	kHz
	Response time(Rise)	t_r	$V_{CE}=2V, I_C=2mA, R_L=100ohm$	—	4	18	μs
Response time(Fall)	t_f	—		3	18	μs	

Classification table of current transfer ratio is shown below.

Model NO.	CTR (%)
A	80 TO 160
B	130 TO 260
C	200 TO 400
D	300 TO 600
E	50 TO 600

Fig.1 Current Transfer Ratio vs. Forward Current

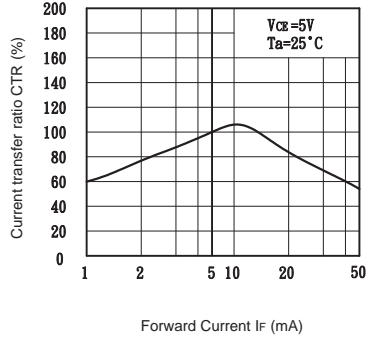


Fig.2 Collector Power Dissipation vs. Ambient Temperature

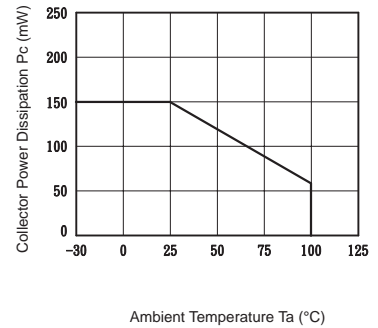


Fig.3 Collector Dark Current vs. Ambient Temperature

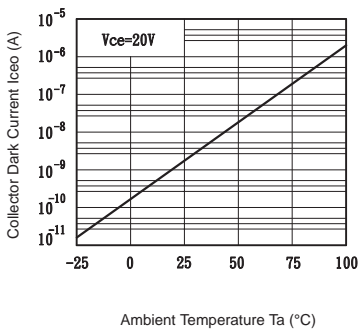


Fig.4 Forward Current vs. Ambient Temperature

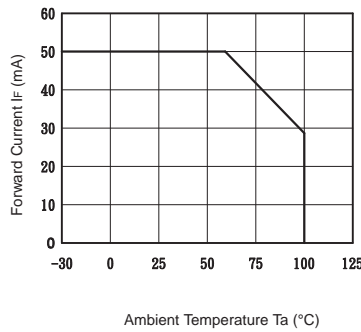


Fig.5 Forward Current vs. Forward Voltage

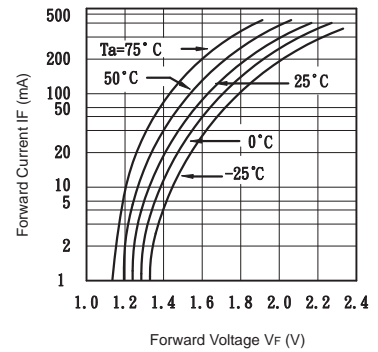


Fig.6 Collector Current vs. Collector-emitter Voltage

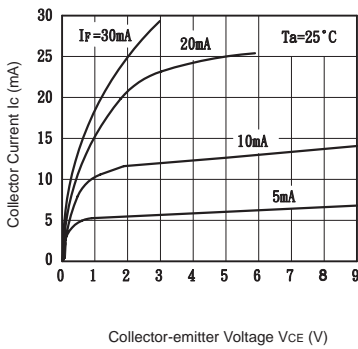


Fig.7 Relative Current Transfer Ratio vs. Ambient Temperature

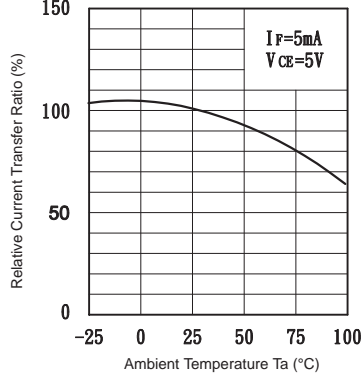


Fig.8 Collector-emitter Saturation Voltage vs. Ambient Temperature

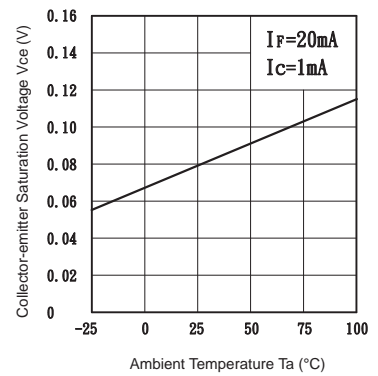


Fig.9 Collector-emitter Saturation Voltage vs. Forward Current

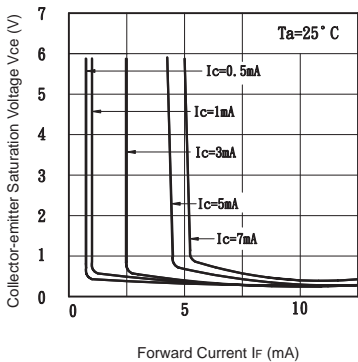


Fig.10 Response Time vs. Load Resistance

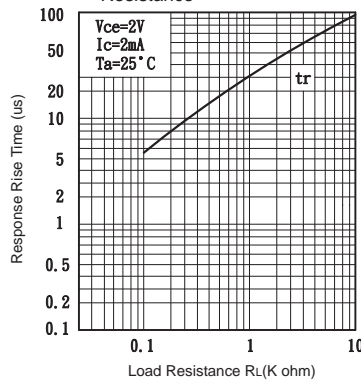
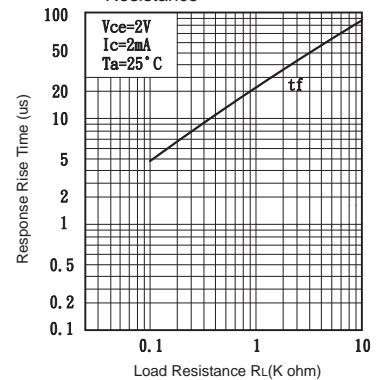


Fig.11 Response Time vs. Load Resistance



2.5V to 6.0V Micropower CMOS Op Amp

Features

- Low Input Offset Voltage: 250 μ V (maximum)
- Rail-to-Rail Output
- Low Input Bias Current: 80 pA (maximum at +85°C)
- Low Quiescent Current: 25 μ A (maximum)
- Power Supply Voltage: 2.5V to 6.0V
- Unity-Gain Stable
- Chip Select (\overline{CS}) Capability: **MCP608**
- Industrial Temperature Range: -40°C to +85°C
- No Phase Reversal
- Available in Single, Dual and Quad Packages

Typical Applications

- Battery Power Instruments
- High-Impedance Applications
- Strain Gauges
- Medical Instruments
- Test Equipment

Design Aids

- SPICE Macro Models
- FilterLab[®] Software
- Mindi[™] Circuit Designer & Simulator
- Analog Demonstration and Evaluation Boards
- Application Notes

Typical Application



Description

The MCP606/7/8/9 family of operational amplifiers (op amps) from Microchip Technology Inc. are unity-gain stable with low offset voltage (250 μ V, maximum). Performance characteristics include rail-to-rail output swing capability and low input bias current (80 pA at +85°C, maximum). These features make this family of op amps well suited for single-supply, precision, high-impedance, battery-powered applications.

The single is available in standard 8-lead PDIP, SOIC and TSSOP packages, as well as in a SOT-23-5 package. The single MCP608 with Chip Select (\overline{CS}) is offered in the standard 8-lead PDIP, SOIC and TSSOP packages. The dual MCP607 is offered in the standard 8-lead PDIP, SOIC and TSSOP packages. Finally, the quad MCP609 is offered in the standard 14-lead PDIP, SOIC and TSSOP packages. All devices are fully specified from -40°C to +85°C, with power supplies from 2.5V to 6.0V.

Package Types



MCP606/7/8/9

NOTES:

1.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Absolute Maximum Ratings †

$V_{DD} - V_{SS}$	7.0V
Current at Input Pins	± 2 mA
Analog Inputs (V_{IN+} , V_{IN-}) ††	$V_{SS} - 1.0V$ to $V_{DD} + 1.0V$
All Other Inputs and Outputs	$V_{SS} - 0.3V$ to $V_{DD} + 0.3V$
Difference Input Voltage	$ V_{DD} - V_{SS} $
Output Short Circuit Current	Continuous
Current at Output and Supply Pins	± 30 mA
Storage Temperature	-65° C to $+150^{\circ}$ C
Maximum Junction Temperature (T_J)	$+150^{\circ}$ C
ESD Protection On All Pins (HBM; MM)	≥ 3 kV; 200V

† **Notice:** Stresses above those listed under “Absolute Maximum Ratings” may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at those or any other conditions above those indicated in the operational listings of this specification is not implied. Exposure to maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

†† See Section 4.1.2 “Input Voltage and Current Limits”.

DC CHARACTERISTICS

Electrical Characteristics: Unless otherwise indicated, $V_{DD} = +2.5V$ to $+5.5V$, $V_{SS} = GND$, $T_A = +25^{\circ}C$, $V_{CM} = V_{DD}/2$, $V_{OUT} \approx V_{DD}/2$, $V_L = V_{DD}/2$, $R_L = 100$ k Ω to V_L , and CS is tied low (refer to Figure 1-2 and Figure 1-3).

Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
Input Offset						
Input Offset Voltage	V_{OS}	-250	—	+250	μ V	
Input Offset Drift with Temperature	$\Delta V_{OS}/\Delta T_A$	—	± 1.8	—	μ V/ $^{\circ}$ C	$T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	80	93	—	dB	
Input Bias Current and Impedance						
Input Bias Current	I_B	—	1	—	pA	
At Temperature	I_B	—	—	80	pA	$T_A = +85^{\circ}C$
Input Offset Bias Current	I_{OS}	—	1	—	pA	
Common Mode Input Impedance	Z_{CM}	—	$10^{13} 6$	—	ΩpF	
Differential Input Impedance	Z_{DIFF}	—	$10^{13} 6$	—	ΩpF	
Common Mode						
Common Mode Input Range	V_{CMR}	$V_{SS} - 0.3$		$V_{DD} - 1.1$	V	CMRR ≥ 75 dB
Common Mode Rejection Ratio	CMRR	75	91	—	dB	$V_{DD} = 5V$, $V_{CM} = -0.3V$ to $3.9V$
Open-Loop Gain						
DC Open-Loop Gain (Large-signal)	A_{OL}	105	121	—	dB	$R_L = 25$ k Ω to V_L , $V_{OUT} = 50$ mV to $V_{DD} - 50$ mV
DC Open-Loop Gain (Large-signal)	A_{OL}	100	118	—	dB	$R_L = 5$ k Ω to V_L , $V_{OUT} = 0.1V$ to $V_{DD} - 0.1V$
Output						
Maximum Output Voltage Swing	V_{OL}, V_{OH}	$V_{SS} + 15$	—	$V_{DD} - 20$	mV	$R_L = 25$ k Ω to V_L , 0.5V input overdrive
	V_{OL}, V_{OH}	$V_{SS} + 45$	—	$V_{DD} - 60$	mV	$R_L = 5$ k Ω to V_L , 0.5V input overdrive
Linear Output Voltage Range	V_{OUT}	$V_{SS} + 50$	—	$V_{DD} - 50$	mV	$R_L = 25$ k Ω to V_L , $A_{OL} \geq 105$ dB
	V_{OUT}	$V_{SS} + 100$	—	$V_{DD} - 100$	mV	$R_L = 5$ k Ω to V_L , $A_{OL} \geq 100$ dB
Output Short Circuit Current	I_{SC}	—	7	—	mA	$V_{DD} = 2.5V$
	I_{SC}	—	17	—	mA	$V_{DD} = 5.5V$
Power Supply						
Supply Voltage	V_{DD}	2.5	—	6.0	V	
Quiescent Current per Amplifier	I_Q	—	18.7	25	μ A	$I_O = 0$

Note 1: All parts with date codes November 2007 and later have been screened to ensure operation at $V_{DD} = 6.0V$. However, the other minimum and maximum specifications are measured at 2.5V and 5.5V.

MCP606/7/8/9

AC CHARACTERISTICS

Electrical Characteristics: Unless otherwise indicated, $V_{DD} = +2.5V$ to $+5.5V$, $V_{SS} = GND$, $T_A = +25^\circ C$, $V_{CM} = V_{DD}/2$, $V_{OUT} \approx V_{DD}/2$, $V_L = V_{DD}/2$, $R_L = 100\text{ k}\Omega$ to V_L and $C_L = 60\text{ pF}$, and \overline{CS} is tied low (refer to [Figure 1-2](#) and [Figure 1-3](#)).

Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
AC Response						
Gain Bandwidth Product	GBWP	—	155	—	kHz	
Phase Margin	PM	—	62	—	°	$G = +1\text{ V/V}$
Slew Rate	SR	—	0.08	—	V/ μs	
Noise						
Input Noise Voltage	E_{ni}	—	2.8	—	μV_{p-p}	$f = 0.1\text{ Hz to }10\text{ Hz}$
Input Noise Voltage Density	e_{ni}	—	38	—	nV/ \sqrt{Hz}	$f = 1\text{ kHz}$
Input Noise Current Density	i_{ni}	—	3	—	fA/ \sqrt{Hz}	$f = 1\text{ kHz}$

MCP608 CHIP SELECT CHARACTERISTICS

Electrical Characteristics: Unless otherwise indicated, $V_{DD} = +2.5V$ to $+5.5V$, $V_{SS} = GND$, $T_A = +25^\circ C$, $V_{CM} = V_{DD}/2$, $V_{OUT} \approx V_{DD}/2$, $V_L = V_{DD}/2$, $R_L = 100\text{ k}\Omega$ to V_L and $C_L = 60\text{ pF}$, and \overline{CS} is tied low (refer to [Figure 1-2](#) and [Figure 1-3](#)).

Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
\overline{CS} Low Specifications						
\overline{CS} Logic Threshold, Low	V_{IL}	V_{SS}	—	$0.2 V_{DD}$	V	
\overline{CS} Input Current, Low	I_{CSL}	-0.1	0.01	—	μA	$\overline{CS} = 0.2V_{DD}$
\overline{CS} High Specifications						
\overline{CS} Logic Threshold, High	V_{IH}	$0.8 V_{DD}$	—	V_{DD}	V	
\overline{CS} Input Current, High	I_{CSH}	—	0.01	0.1	μA	$\overline{CS} = V_{DD}$
\overline{CS} Input High, GND Current	I_{SS}	-2	-0.05	—	μA	$\overline{CS} = V_{DD}$
Amplifier Output Leakage, \overline{CS} High	$I_{O(LEAK)}$	—	10	—	nA	$\overline{CS} = V_{DD}$
\overline{CS} Dynamic Specifications						
\overline{CS} Low to Amplifier Output Turn-on Time	t_{ON}	—	9	100	μs	$\overline{CS} = 0.2V_{DD}$ to $V_{OUT} = 0.9 V_{DD}/2$, $G = +1\text{ V/V}$, $R_L = 1\text{ k}\Omega$ to V_{SS}
\overline{CS} High to Amplifier Output Hi-Z	t_{OFF}	—	0.1	—	μs	$\overline{CS} = 0.8V_{DD}$ to $V_{OUT} = 0.1 V_{DD}/2$, $G = +1\text{ V/V}$, $R_L = 1\text{ k}\Omega$ to V_{SS}
\overline{CS} Hysteresis	V_{HYST}	—	0.6	—	V	$V_{DD} = 5.0V$



FIGURE 1-1: Timing Diagram for the \overline{CS} Pin on the MCP608.

TEMPERATURE CHARACTERISTICS

Electrical Characteristics: Unless otherwise indicated, $V_{DD} = +2.5V$ to $+5.5V$ and $V_{SS} = GND$.						
Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
Temperature Ranges						
Specified Temperature Range	T_A	-40	—	+85	$^{\circ}C$	
Operating Temperature Range	T_A	-40	—	+125	$^{\circ}C$	Note 1
Storage Temperature Range	T_A	-65	—	+150	$^{\circ}C$	
Thermal Package Resistances						
Thermal Resistance, 5L-SOT23	θ_{JA}	—	220.7	—	$^{\circ}C/W$	
Thermal Resistance, 8L-PDIP	θ_{JA}	—	89.3	—	$^{\circ}C/W$	
Thermal Resistance, 8L-SOIC	θ_{JA}	—	149.5	—	$^{\circ}C/W$	
Thermal Resistance, 8L-TSSOP	θ_{JA}	—	139	—	$^{\circ}C/W$	
Thermal Resistance, 14L-PDIP	θ_{JA}	—	70	—	$^{\circ}C/W$	
Thermal Resistance, 14L-SOIC	θ_{JA}	—	95.3	—	$^{\circ}C/W$	
Thermal Resistance, 14L-TSSOP	θ_{JA}	—	100	—	$^{\circ}C/W$	

Note 1: The MCP606/7/8/9 operate over this extended temperature range, but with reduced performance. In any case, the Junction Temperature (T_J) must not exceed the Absolute Maximum specification of $+150^{\circ}C$.

1.1 Test Circuits

The test circuits used for the DC and AC tests are shown in [Figure 1-2](#) and [Figure 1-3](#). The bypass capacitors are laid out according to the rules discussed in [Section 4.5 “Supply Bypass”](#).



FIGURE 1-2: AC and DC Test Circuit for Most Non-Inverting Gain Conditions.



FIGURE 1-3: AC and DC Test Circuit for Most Inverting Gain Conditions.

MCP606/7/8/9

NOTES:

2.0 TYPICAL PERFORMANCE CURVES

Note: The graphs and tables provided following this note are a statistical summary based on a limited number of samples and are provided for informational purposes only. The performance characteristics listed herein are not tested or guaranteed. In some graphs or tables, the data presented may be outside the specified operating range (e.g., outside specified power supply range) and therefore outside the warranted range.

Note: Unless otherwise indicated, $V_{DD} = +2.5V$ to $+5.5V$, $V_{SS} = GND$, $T_A = +25^\circ C$, $V_{CM} = V_{DD}/2$, $V_{OUT} \approx V_{DD}/2$, $V_L = V_{DD}/2$, $R_L = 100\text{ k}\Omega$ to V_L , $C_L = 60\text{ pF}$, and CS is tied low.



FIGURE 2-1: Input Offset Voltage at $V_{DD} = 5.5V$.



FIGURE 2-4: Input Offset Voltage Drift Magnitude at $V_{DD} = 5.5V$.



FIGURE 2-2: Input Offset Voltage at $V_{DD} = 2.5V$.



FIGURE 2-5: Input Offset Voltage Drift Magnitude at $V_{DD} = 2.5V$.



FIGURE 2-3: Quiescent Current vs. Power Supply Voltage.



FIGURE 2-6: Quiescent Current vs. Ambient Temperature.

MCP606/7/8/9

Note: Unless otherwise indicated, $V_{DD} = +2.5V$ to $+5.5V$, $V_{SS} = GND$, $T_A = +25^\circ C$, $V_{CM} = V_{DD}/2$, $V_{OUT} \approx V_{DD}/2$, $V_L = V_{DD}/2$, $R_L = 100\text{ k}\Omega$ to V_L , $C_L = 60\text{ pF}$, and \overline{CS} is tied low.



FIGURE 2-7: Input Offset Voltage vs. Ambient Temperature.



FIGURE 2-10: Input Offset Voltage vs. Common Mode Input Voltage.



FIGURE 2-8: Open-Loop Gain and Phase vs. Frequency.



FIGURE 2-11: Gain Bandwidth Product, Phase Margin vs. Ambient Temperature.



FIGURE 2-9: Channel-to-Channel Separation (MCP607 and MCP609 only).



FIGURE 2-12: Input Noise Voltage Density vs. Frequency.

Note: Unless otherwise indicated, $V_{DD} = +2.5V$ to $+5.5V$, $V_{SS} = GND$, $T_A = +25^\circ C$, $V_{CM} = V_{DD}/2$, $V_{OUT} \approx V_{DD}/2$, $V_L = V_{DD}/2$, $R_L = 100\text{ k}\Omega$ to V_L , $C_L = 60\text{ pF}$, and \overline{CS} is tied low.

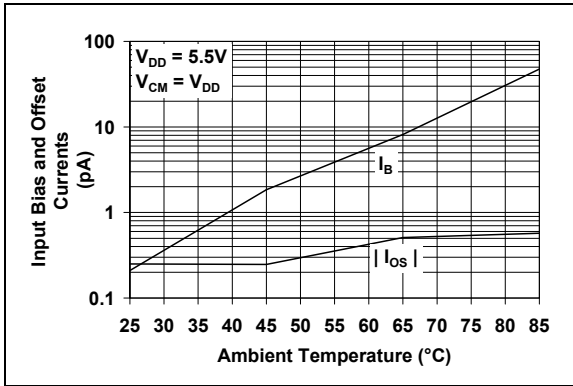


FIGURE 2-13: Input Bias Current, Input Offset Current vs. Ambient Temperature.

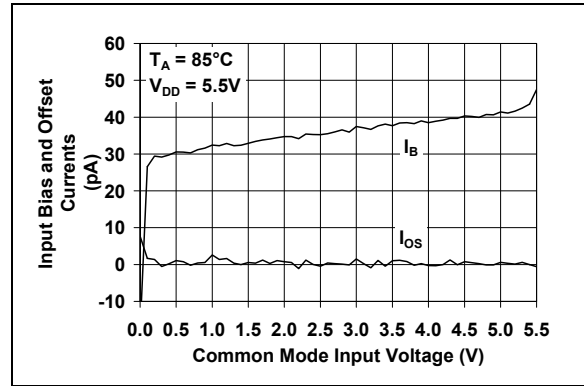


FIGURE 2-16: Input Bias Current, Input Offset Current vs. Common Mode Input Voltage.

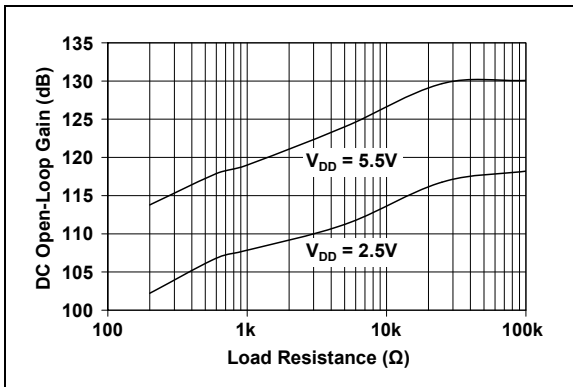


FIGURE 2-14: DC Open-Loop Gain vs. Load Resistance.

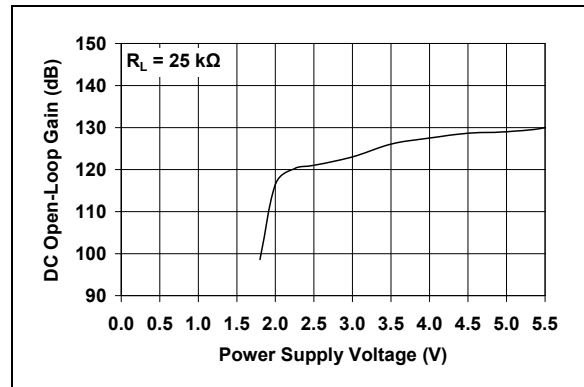


FIGURE 2-17: DC Open-Loop Gain vs. Power Supply Voltage.

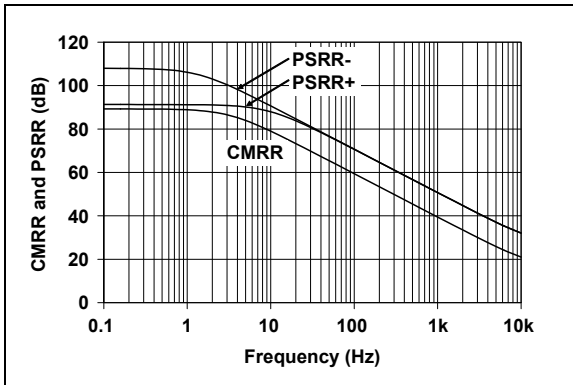


FIGURE 2-15: CMRR, PSRR vs. Frequency.

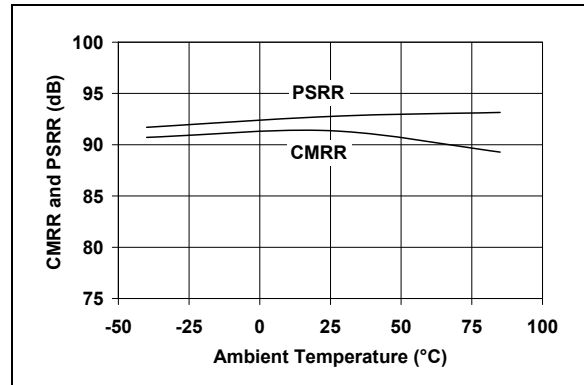


FIGURE 2-18: CMRR, PSRR vs. Ambient Temperature.

MCP606/7/8/9

Note: Unless otherwise indicated, $V_{DD} = +2.5V$ to $+5.5V$, $V_{SS} = GND$, $T_A = +25^\circ C$, $V_{CM} = V_{DD}/2$, $V_{OUT} \approx V_{DD}/2$, $V_L = V_{DD}/2$, $R_L = 100\text{ k}\Omega$ to V_L , $C_L = 60\text{ pF}$, and \overline{CS} is tied low.



FIGURE 2-19: Output Voltage Headroom vs. Output Current Magnitude.



FIGURE 2-22: Output Voltage Headroom vs. Ambient Temperature at $R_L = 5\text{ k}\Omega$.



FIGURE 2-20: Maximum Output Voltage Swing vs. Frequency.



FIGURE 2-23: The MCP606/7/8/9 Show No Phase Reversal.



FIGURE 2-21: Slew Rate vs. Ambient Temperature.

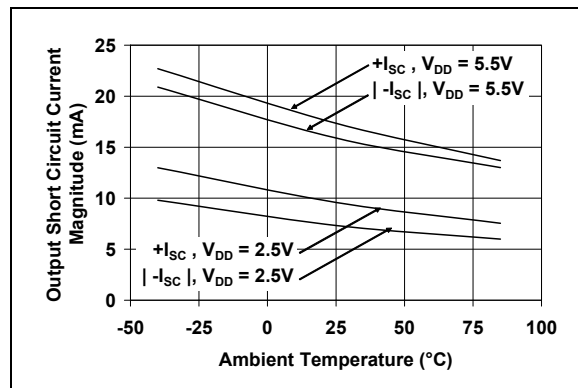


FIGURE 2-24: Output Short Circuit Current Magnitude vs. Ambient Temperature.

Note: Unless otherwise indicated, $V_{DD} = +2.5V$ to $+5.5V$, $V_{SS} = GND$, $T_A = +25^\circ C$, $V_{CM} = V_{DD}/2$, $V_{OUT} \approx V_{DD}/2$, $V_L = V_{DD}/2$, $R_L = 100\text{ k}\Omega$ to V_L , $C_L = 60\text{ pF}$, and \overline{CS} is tied low.



FIGURE 2-25: Large-signal, Non-inverting Pulse Response.



FIGURE 2-28: Large-signal, Inverting Pulse Response.



FIGURE 2-26: Small-signal, Non-inverting Pulse Response.



FIGURE 2-29: Small-signal, Inverting Pulse Response.



FIGURE 2-27: Chip Select (\overline{CS}) Hysteresis (MCP608 only).



FIGURE 2-30: Amplifier Output Response Times vs. Chip Select (\overline{CS}) Pulse (MCP608 only).

MCP606/7/8/9

Note: Unless otherwise indicated, $V_{DD} = +2.5V$ to $+5.5V$, $V_{SS} = GND$, $T_A = +25^\circ C$, $V_{CM} = V_{DD}/2$, $V_{OUT} \approx V_{DD}/2$, $V_L = V_{DD}/2$, $R_L = 100\text{ k}\Omega$ to V_L , $C_L = 60\text{ pF}$, and \overline{CS} is tied low.

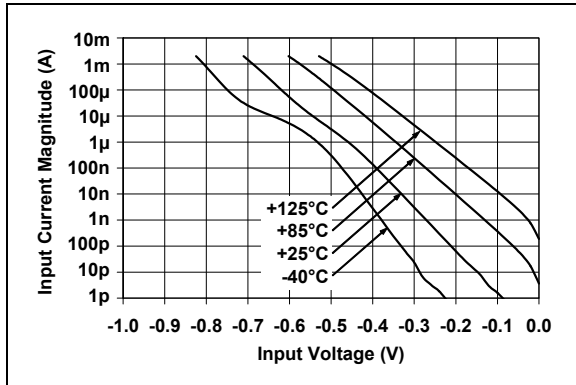


FIGURE 2-31: Measured Input Current vs. Input Voltage (below V_{SS}).

3.0 PIN DESCRIPTIONS

Descriptions of the pins are listed in [Table 3-1](#).

TABLE 3-1: PIN FUNCTION TABLE

MCP606		MCP607	MCP608	MCP609	Symbol	Description
PDIP, SOIC, TSSOP	SOT-23-5					
6	1	1	6	1	V_{OUT} , V_{OUTA}	Output (op amp A)
2	4	2	2	2	V_{IN-} , V_{INA-}	Inverting Input (op amp A)
3	3	3	3	3	V_{IN+} , V_{INA+}	Non-inverting Input (op amp A)
7	5	8	7	4	V_{DD}	Positive Power Supply
—	—	5	—	5	V_{INB+}	Non-inverting Input (op amp B)
—	—	6	—	6	V_{INB-}	Inverting Input (op amp B)
—	—	7	—	7	V_{OUTB}	Output (op amp B)
—	—	—	—	8	V_{OUTC}	Output (op amp B)
—	—	—	—	9	V_{INC-}	Inverting Input (op amp C)
—	—	—	—	10	V_{INC+}	Non-inverting Input (op amp C)
4	2	4	4	11	V_{SS}	Negative Power Supply
—	—	—	—	12	V_{IND+}	Non-inverting Input (op amp D)
—	—	—	—	13	V_{IND-}	Inverting Input (op amp D)
—	—	—	—	14	V_{OUTD}	Output (op amp D)
—	—	—	8	—	\overline{CS}	Chip Select
1, 5, 8	—	—	1, 5	—	NC	No Internal Connection

3.1 Analog Outputs

The output pins are low-impedance voltage sources.

3.2 Analog Inputs

The non-inverting and inverting inputs are high-impedance CMOS inputs with low bias currents.

3.3 Chip Select Digital Input

The Chip Select (\overline{CS}) pin is a Schmitt-triggered, CMOS logic input. It is used to place the MCP608 op amp in a Low-power mode, with the output(s) in a Hi-Z state.

3.4 Power Supply Pins

The positive power supply pin (V_{DD}) is 2.5V to 5.5V higher than the negative power supply pin (V_{SS}). For normal operation, the output pins are at voltages between V_{SS} and V_{DD} ; while the input pins are at voltages between $V_{SS} - 0.3V$ and $V_{DD} + 0.3V$.

Typically, these parts are used in a single-supply (positive) configuration. In this case, V_{SS} is connected to ground and V_{DD} is connected to the supply. V_{DD} will need bypass capacitors.

MCP606/7/8/9

NOTES:

4.0 APPLICATIONS INFORMATION

The MCP606/7/8/9 family of op amps is manufactured using Microchip's state-of-the-art CMOS process. These op amps are unity-gain stable and suitable for a wide range of general purpose applications.

4.1 Rail-to-Rail Inputs

4.1.1 PHASE REVERSAL

The MCP606/7/8/9 op amp is designed to prevent phase reversal when the input pins exceed the supply voltages. Figure 2-23 shows the input voltage exceeding the supply voltage without any phase reversal.

4.1.2 INPUT VOLTAGE AND CURRENT LIMITS

The ESD protection on the inputs can be depicted as shown in Figure 4-1. This structure was chosen to protect the input transistors, and to minimize input bias current (I_B). The input ESD diodes clamp the inputs when they try to go more than one diode drop below V_{SS} . They also clamp any voltages that go too far above V_{DD} ; their breakdown voltage is high enough to allow normal operation, and low enough to bypass quick ESD events within the specified limits.

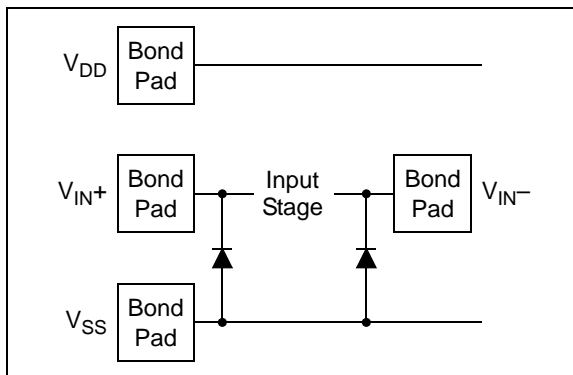


FIGURE 4-1: Simplified Analog Input ESD Structures.

In order to prevent damage and/or improper operation of these op amps, the circuit they are in must limit the currents and voltages at the V_{IN+} and V_{IN-} pins (see **Absolute Maximum Ratings** † at the beginning of **Section 1.0 “Electrical Characteristics”**). Figure 4-2 shows the recommended approach to protecting these inputs. The internal ESD diodes prevent the input pins (V_{IN+} and V_{IN-}) from going too far below ground, and the resistors R_1 and R_2 limit the possible current drawn out of the input pins. Diodes D_1 and D_2 prevent the input pins (V_{IN+} and V_{IN-}) from going too far above V_{DD} , and dump any currents onto V_{DD} . When implemented as shown, resistors R_1 and R_2 also limit the current through D_1 and D_2 .



FIGURE 4-2: Protecting the Analog Inputs.

It is also possible to connect the diodes to the left of resistors R_1 and R_2 . In this case, current through the diodes D_1 and D_2 needs to be limited by some other mechanism. The resistors then serve as in-rush current limiters; the DC current into the input pins (V_{IN+} and V_{IN-}) should be very small.

A significant amount of current can flow out of the inputs when the common mode voltage (V_{CM}) is below ground (V_{SS}); see Figure 2-31. Applications that are high impedance may need to limit the useable voltage range.

4.1.3 NORMAL OPERATION

The input stage of the MCP606/7/8/9 op amps use a PMOS input stage. It operates at low common mode input voltage (V_{CM}), including ground. With this topology, the device operates with V_{CM} up to $V_{DD} - 1.1V$ and $0.3V$ below V_{SS} .

Figure 4-3 shows a unity gain buffer. Since V_{OUT} is the same voltage as the inverting input, V_{OUT} must be kept below $V_{DD} - 1.2V$ for correct operation.



FIGURE 4-3: Unity Gain Buffer has a Limited V_{OUT} Range.

MCP606/7/8/9

4.2 Rail-to-Rail Output

There are two specifications that describe the output-swing capability of the MCP606/7/8/9 family of op amps. The first specification (Maximum Output Voltage Swing) defines the absolute maximum swing that can be achieved under the specified load conditions. For instance, the output voltage swings to within 15 mV of the negative rail with a 25 k Ω load to $V_{DD}/2$. Figure 2-23 shows how the output voltage is limited when the input goes beyond the linear region of operation.

The second specification that describes the output-swing capability of these amplifiers (Linear Output Voltage Range) defines the maximum output swing that can be achieved while the amplifier still operates in its linear region. To verify linear operation in this range, the large-signal DC Open-Loop Gain (A_{OL}) is measured at points inside the supply rails. The measurement must meet the specified A_{OL} conditions in the specification table.

4.3 Capacitive Loads

Driving large capacitive loads can cause stability problems for voltage-feedback op amps. As the load capacitance increases, the feedback loop's phase margin decreases and the closed-loop bandwidth is reduced. This produces gain-peaking in the frequency response, with overshoot and ringing in the step response. A unity-gain buffer ($G = +1$) is the most sensitive to capacitive loads, though all gains show the same general behavior.

When driving large capacitive loads with these op amps (e.g., > 60 pF when $G = +1$), a small series resistor at the output (R_{ISO} in Figure 4-4) improves the feedback loop's phase margin (stability) by making the output load resistive at higher frequencies. The bandwidth will be generally lower than the bandwidth with no capacitive load.

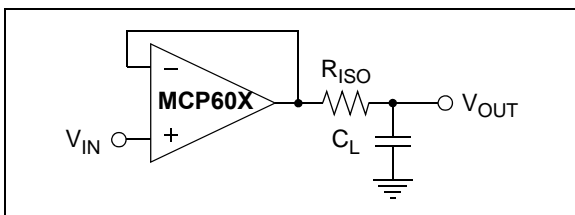


FIGURE 4-4: Output Resistor, R_{ISO} stabilizes large capacitive loads.

Figure 4-5 gives recommended R_{ISO} values for different capacitive loads and gains. The x-axis is the normalized load capacitance (C_L/G_N), where G_N is the circuit's noise gain. For non-inverting gains, G_N and the Signal Gain are equal. For inverting gains, G_N is $1+|\text{Signal Gain}|$ (e.g., -1 V/V gives $G_N = +2$ V/V).



FIGURE 4-5: Recommended R_{ISO} Values for Capacitive Loads.

After selecting R_{ISO} for your circuit, double-check the resulting frequency response peaking and step response overshoot. Modify R_{ISO} 's value until the response is reasonable. Bench evaluation and simulations with the MCP606/7/8/9 SPICE macro model are helpful.

4.4 MCP608 Chip Select

The MCP608 is a single op amp with Chip Select (\overline{CS}). When \overline{CS} is pulled high, the supply current drops to 50 nA (typical) and flows through the \overline{CS} pin to V_{SS} . When this happens, the amplifier output is put into a high-impedance state. By pulling \overline{CS} low, the amplifier is enabled. The \overline{CS} pin has an internal 5 M Ω (typical) pull-down resistor connected to V_{SS} , so it will go low if the \overline{CS} pins is left floating. Figure 1-1 shows the output voltage and supply current response to a \overline{CS} pulse.

4.5 Supply Bypass

With this family of operational amplifiers, the power supply pin (V_{DD} for single-supply) should have a local bypass capacitor (i.e., 0.01 μ F to 0.1 μ F) within 2 mm for good high-frequency performance. It also needs a bulk capacitor (i.e., 1 μ F or larger) within 100 mm to provide large, slow currents. This bulk capacitor can be shared with other nearby analog parts.

4.6 Unused Op Amps

An unused op amp in a quad package (MCP609) should be configured as shown in Figure 4-6. These circuits prevent the output from toggling and causing crosstalk. Circuit A sets the op amp at its minimum noise gain. The resistor divider produces any desired reference voltage within the output voltage range of the op amp; the op amp buffers that reference voltage. Circuit B uses the minimum number of components and operates as a comparator, but it may draw more current.



FIGURE 4-6: Unused Op Amps.

4.7 PCB Surface Leakage

In applications where low input bias current is critical, Printed Circuit Board (PCB) surface-leakage effects need to be considered. Surface leakage is caused by humidity, dust or other contamination on the board. Under low humidity conditions, a typical resistance between nearby traces is $10^{12}\Omega$. A 5V difference would cause 5 pA of current to flow, which is greater than the MCP606/7/8/9 family's bias current at +25°C (1 pA, typical).

The easiest way to reduce surface leakage is to use a guard ring around sensitive pins (or traces). The guard ring is biased at the same voltage as the sensitive pin. An example of this type of layout is shown in Figure 4-7.



FIGURE 4-7: Example Guard Ring Layout for Inverting Gain.

1. Non-inverting Gain and Unity-gain Buffer:
 - a) Connect the non-inverting pin (V_{IN+}) to the input with a wire that does not touch the PCB surface.
 - b) Connect the guard ring to the inverting input pin (V_{IN-}). This biases the guard ring to the common mode input voltage.
2. Inverting Gain and Transimpedance Gain (convert current to voltage, such as photo detectors) amplifiers:
 - a) Connect the guard ring to the non-inverting input pin (V_{IN+}). This biases the guard ring to the same reference voltage as the op amp (e.g., $V_{DD}/2$ or ground).
 - b) Connect the inverting pin (V_{IN-}) to the input with a wire that does not touch the PCB surface.

4.8 Application Circuits

4.8.1 LOW-SIDE BATTERY CURRENT SENSOR

The MCP606/7/8/9 op amps can be used to sense the load current on the low-side of a battery using the circuit in Figure 4-8. In this circuit, the current from the power supply (minus the current required to power the MCP606) flows through a sense resistor (R_{SEN}), which converts it to voltage. This is gained by the the amplifier and resistors, R_G and R_F . Since the non-inverting input of the amplifier is at the load's negative supply (V_{LM}), the gain from R_{SEN} to V_{OUT} is R_F/R_G .

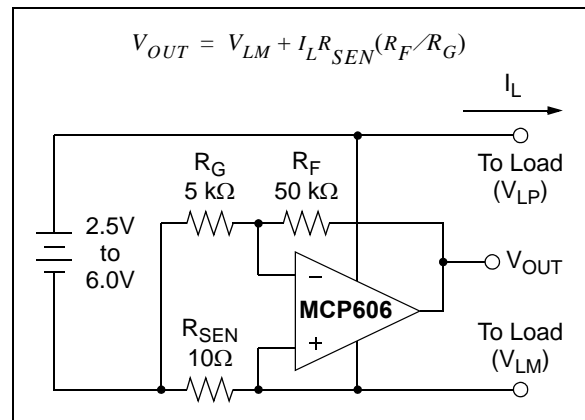


FIGURE 4-8: Low Side Battery Current Sensor.

Since the input bias current and input offset voltage of the MCP606 are low, and the input is capable of swinging below ground, there is very little error generated by the amplifier. The quiescent current is very low, which helps conserve battery power. The rail-to-rail output makes it possible to read very low currents.

MCP606/7/8/9

4.8.2 PHOTODIODE AMPLIFIERS

Sensors that produce an output current and have high output impedance can be connected to a transimpedance amplifier. The transimpedance amplifier converts the current into voltage. Photodiodes are one sensor that produce an output current.

The key op amp characteristics that are needed for these circuits are: low input offset voltage, low input bias current, high input impedance and an input common mode range that includes ground. The low input offset voltage and low input bias current support a very low voltage drop across the photodiode; this gives the best photodiode linearity. Since the photodiode is biased at ground, the op amp's input needs to function well both above and below ground.

4.8.2.1 Photo-Voltaic Mode

Figure 4-9 shows a transimpedance amplifier with a photodiode (D_1) biased in the Photo-voltaic mode (0V across D_1), which is used for precision photodiode sensing.

As light impinges on D_1 , charge is generated, causing a current to flow in the reverse bias direction of D_1 . The op amp's negative feedback forces the voltage across the D_1 to be nearly 0V. Resistor R_2 converts the current into voltage. Capacitor C_2 limits the bandwidth and helps stabilize the circuit when D_1 's junction capacitance is large.

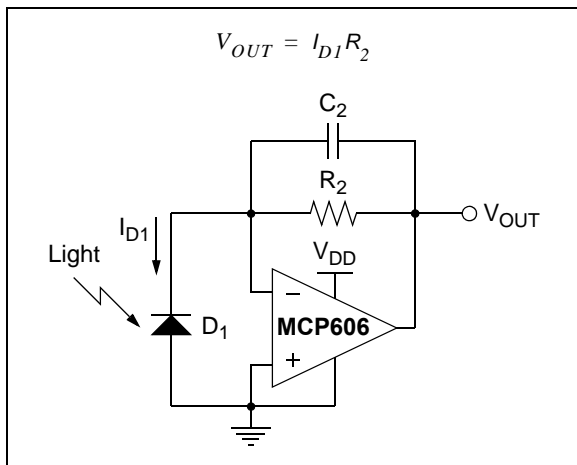


FIGURE 4-9: Photodiode (in Photo-voltaic mode) and Transimpedance Amplifier.

4.8.2.2 Photo-Conductive Mode

Figure 4-9 shows a transimpedance amplifier with a photodiode (D_1) biased in the Photo-conductive mode (D_1 is reverse biased), which is used for high-speed applications.

As light impinges on D_1 , charge is generated, causing a current to flow in the reverse bias direction of D_1 . Placing a negative bias on D_1 significantly reduces its junction capacitance, which allows the circuit to

operate at a much higher speed. This reverse bias also increases the dark current and current noise, however. Resistor R_2 converts the current into voltage. Capacitor C_2 limits the bandwidth and helps stabilize the circuit when D_1 's junction capacitance is large.



FIGURE 4-10: Photodiode (in Photo-conductive mode) and Transimpedance Amplifier.

4.8.3 TWO OP AMP INSTRUMENTATION AMPLIFIER

The two op amp instrumentation amplifier shown in Figure 4-11 serves the function of taking the difference of two input voltages, level-shifting it and gaining it to the output. This configuration is best suited for higher gains (i.e., gain > 3 V/V). The reference voltage (V_{REF}) is typically at mid-supply ($V_{DD}/2$) in a single-supply environment.

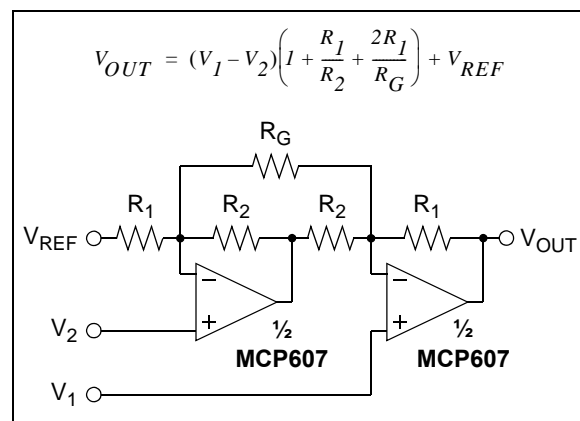


FIGURE 4-11: Two Op Amp Instrumentation Amplifier.

The key specifications that make the MCP606/7/8/9 family appropriate for this application circuit are low input bias current, low offset voltage and high common-mode rejection.

4.8.4 THREE OP AMP INSTRUMENTATION AMPLIFIER

A classic, three op amp instrumentation amplifier is illustrated in Figure 4-12. The two input op amps provide differential signal gain and a common mode gain of +1. The output op amp is a difference amplifier, which converts its input signal from differential to a single ended output; it rejects common mode signals at its input. The gain of this circuit is simply adjusted with one resistor (R_G). The reference voltage (V_{REF}) is typically referenced to mid-supply ($V_{DD}/2$) in single-supply applications.



FIGURE 4-12: Three Op Amp Instrumentation Amplifier.

4.8.5 PRECISION GAIN WITH GOOD LOAD ISOLATION

In Figure 4-13, the MCP606 op amps, R_1 and R_2 provide a high gain to the input signal (V_{IN}). The MCP606's low offset voltage makes this an accurate circuit.

The MCP601 is configured as a unity-gain buffer. It isolates the MCP606's output from the load, increasing the high-gain stage's precision. Since the MCP601 has a higher output current, with the two amplifiers being housed in separate packages, there is minimal change in the MCP606's offset voltage due to loading effect.



FIGURE 4-13: Precision Gain with Good Load Isolation.

MCP606/7/8/9

NOTES:

5.0 DESIGN AIDS

Microchip provides the basic design tools needed for the MCP606/7/8/9 family of op amps.

5.1 SPICE Macro Model

The latest SPICE macro model for the MCP606/7/8/9 op amps is available on the Microchip web site at www.microchip.com. This model is intended to be an initial design tool that works well in the op amp's linear region of operation over the temperature range. See the model file for information on its capabilities.

Bench testing is a very important part of any design and cannot be replaced with simulations. Also, simulation results using this macro model need to be validated by comparing them to the data sheet specifications and characteristic curves.

5.2 FilterLab[®] Software

Microchip's FilterLab[®] software is an innovative software tool that simplifies analog active filter (using op amps) design. Available at no cost from the Microchip web site at www.microchip.com/filterlab, the FilterLab design tool provides full schematic diagrams of the filter circuit with component values. It also outputs the filter circuit in SPICE format, which can be used with the macro model to simulate actual filter performance.

5.3 Mindi[™] Circuit Designer & Simulator

Microchip's Mindi[™] Circuit Designer & Simulator aids in the design of various circuits useful for active filter, amplifier and power-management applications. It is a free online circuit designer & simulator available from the Microchip web site at www.microchip.com/mindi. This interactive circuit designer & simulator enables designers to quickly generate circuit diagrams, simulate circuits. Circuits developed using the Mindi Circuit Designer & Simulator can be downloaded to a personal computer or workstation.

5.4 Microchip Advanced Part Selector (MAPS)

MAPS is a software tool that helps semiconductor professionals efficiently identify Microchip devices that fit a particular design requirement. Available at no cost from the Microchip website at www.microchip.com/maps, the MAPS is an overall selection tool for Microchip's product portfolio that includes Analog, Memory, MCUs and DSCs. Using this tool you can define a filter to sort features for a parametric search of devices and export side-by-side technical comparison reports. Helpful links are also provided for Datasheets, Purchase, and Sampling of Microchip parts.

5.5 Analog Demonstration and Evaluation Boards

Microchip offers a broad spectrum of Analog Demonstration and Evaluation Boards that are designed to help you achieve faster time to market. For a complete listing of these boards and their corresponding user's guides and technical information, visit the Microchip web site at www.microchip.com/analogtools.

Two of our boards that are especially useful are:

- 8-Pin SOIC/MSOP/TSSOP/DIP Evaluation Board, P/N SOIC8EV
- 14-Pin SOIC/TSSOP/DIP Evaluation Board, P/N SOIC14EV

5.6 Application Notes

The following Microchip Application Notes are available on the Microchip web site at www.microchip.com/appnotes and are recommended as supplemental reference resources.

- **ADN003:** "Select the Right Operational Amplifier for your Filtering Circuits", DS21821
- **AN722:** "Operational Amplifier Topologies and DC Specifications", DS00722
- **AN723:** "Operational Amplifier AC Specifications and Applications", DS00723
- **AN884:** "Driving Capacitive Loads With Op Amps", DS00884
- **AN990:** "Analog Sensor Conditioning Circuits – An Overview", DS00990

These application notes and others are listed in the design guide:

"Signal Chain Design Guide", DS21825

MCP606/7/8/9

NOTES:

6.0 PACKAGING INFORMATION

6.1 Package Marking Information

5-Lead SOT-23 (MCP606)



Example:



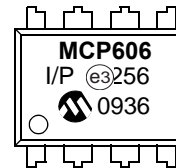
8-Lead PDIP (300 mil)



Example:



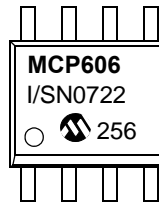
OR



8-Lead SOIC (150 mil)



Example:



OR



8-Lead TSSOP



Example:



Legend:	XX...X	Customer-specific information
	Y	Year code (last digit of calendar year)
	YY	Year code (last 2 digits of calendar year)
	WW	Week code (week of January 1 is week '01')
	NNN	Alphanumeric traceability code
	e3	Pb-free JEDEC designator for Matte Tin (Sn)
	*	This package is Pb-free. The Pb-free JEDEC designator (e3) can be found on the outer packaging for this package.

Note: In the event the full Microchip part number cannot be marked on one line, it will be carried over to the next line, thus limiting the number of available characters for customer-specific information.

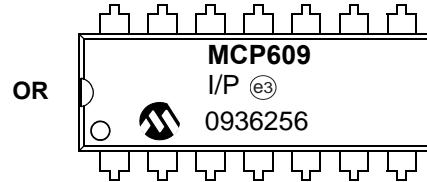
MCP606/7/8/9

Package Marking Information (Continued)

14-Lead PDIP (300 mil) (MCP609)



Example:



14-Lead SOIC (150 mil) (MCP609)



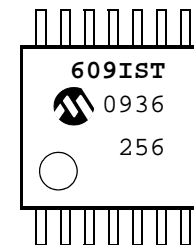
Example:



14-Lead TSSOP (MCP609)

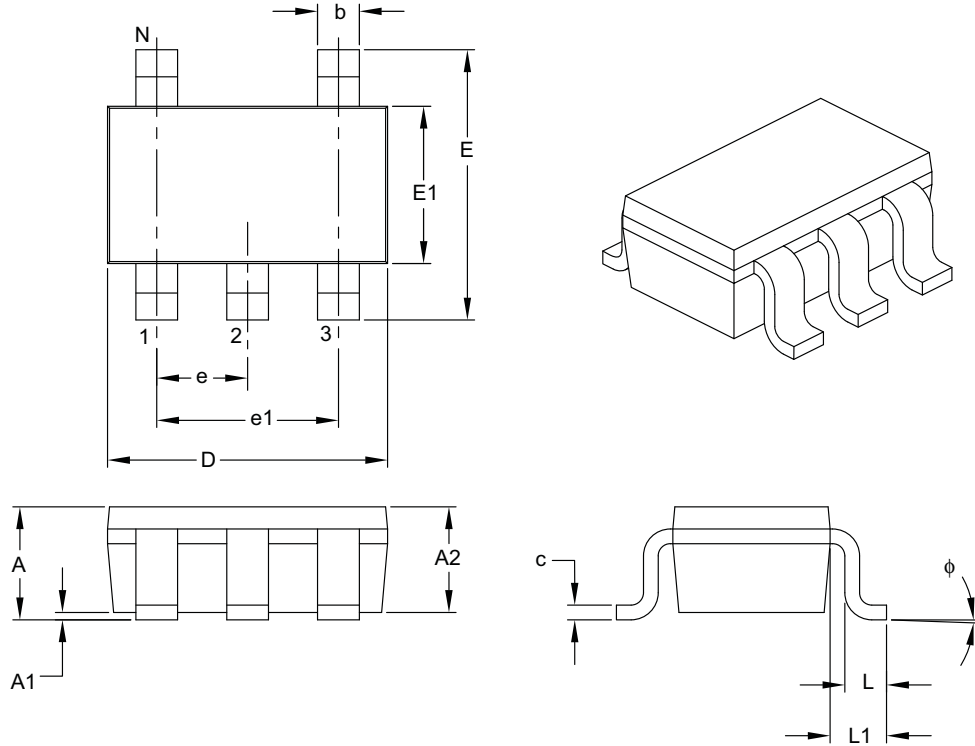


Example:



5-Lead Plastic Small Outline Transistor (OT) [SOT-23]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



Dimension Limits	Units	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Number of Pins	N	5		
Lead Pitch	e	0.95 BSC		
Outside Lead Pitch	e1	1.90 BSC		
Overall Height	A	0.90	–	1.45
Molded Package Thickness	A2	0.89	–	1.30
Standoff	A1	0.00	–	0.15
Overall Width	E	2.20	–	3.20
Molded Package Width	E1	1.30	–	1.80
Overall Length	D	2.70	–	3.10
Foot Length	L	0.10	–	0.60
Footprint	L1	0.35	–	0.80
Foot Angle	ϕ	0°	–	30°
Lead Thickness	c	0.08	–	0.26
Lead Width	b	0.20	–	0.51

Notes:

- Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.127 mm per side.
- Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.

BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

Microchip Technology Drawing C04-091B

MCP606/7/8/9

8-Lead Plastic Dual In-Line (P) – 300 mil Body [PDIP]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



Dimension Limits	Units	INCHES		
		MIN	NOM	MAX
Number of Pins	N	8		
Pitch	e	.100 BSC		
Top to Seating Plane	A	–	–	.210
Molded Package Thickness	A2	.115	.130	.195
Base to Seating Plane	A1	.015	–	–
Shoulder to Shoulder Width	E	.290	.310	.325
Molded Package Width	E1	.240	.250	.280
Overall Length	D	.348	.365	.400
Tip to Seating Plane	L	.115	.130	.150
Lead Thickness	c	.008	.010	.015
Upper Lead Width	b1	.040	.060	.070
Lower Lead Width	b	.014	.018	.022
Overall Row Spacing §	eB	–	–	.430

Notes:

- Pin 1 visual index feature may vary, but must be located with the hatched area.
- § Significant Characteristic.
- Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .010" per side.
- Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.
BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

Microchip Technology Drawing C04-018B

8-Lead Plastic Small Outline (SN) – Narrow, 3.90 mm Body [SOIC]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



Dimension Limits	Units	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Number of Pins	N	8		
Pitch	e	1.27 BSC		
Overall Height	A	–	–	1.75
Molded Package Thickness	A2	1.25	–	–
Standoff §	A1	0.10	–	0.25
Overall Width	E	6.00 BSC		
Molded Package Width	E1	3.90 BSC		
Overall Length	D	4.90 BSC		
Chamfer (optional)	h	0.25	–	0.50
Foot Length	L	0.40	–	1.27
Footprint	L1	1.04 REF		
Foot Angle	ϕ	0°	–	8°
Lead Thickness	c	0.17	–	0.25
Lead Width	b	0.31	–	0.51
Mold Draft Angle Top	α	5°	–	15°
Mold Draft Angle Bottom	β	5°	–	15°

Notes:

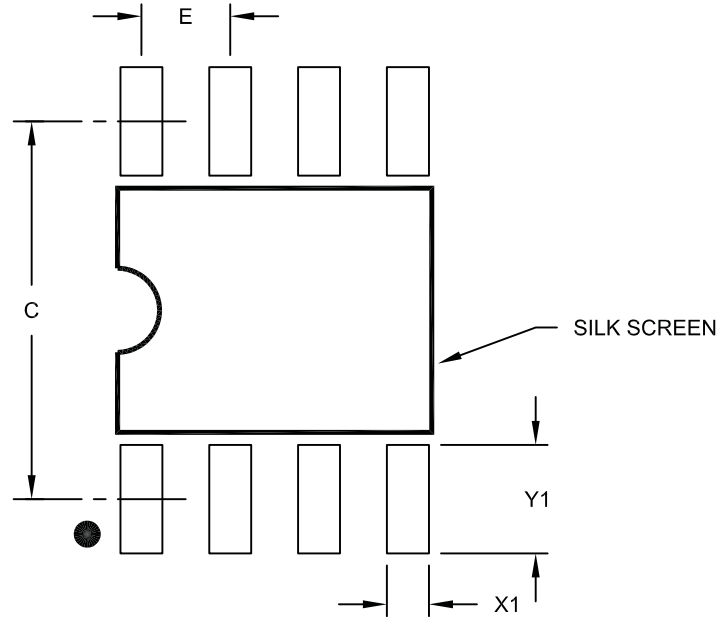
1. Pin 1 visual index feature may vary, but must be located within the hatched area.
2. § Significant Characteristic.
3. Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.15 mm per side.
4. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.
 - BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.
 - REF: Reference Dimension, usually without tolerance, for information purposes only.

Microchip Technology Drawing C04-057B

MCP606/7/8/9

8-Lead Plastic Small Outline (SN) – Narrow, 3.90 mm Body [SOIC]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



RECOMMENDED LAND PATTERN

Dimension Limits	Units	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Contact Pitch	E	1.27 BSC		
Contact Pad Spacing	C		5.40	
Contact Pad Width (X8)	X1			0.60
Contact Pad Length (X8)	Y1			1.55

Notes:

1. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M

BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

Microchip Technology Drawing No. C04-2057A

8-Lead Plastic Thin Shrink Small Outline (ST) – 4.4 mm Body [TSSOP]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



Dimension Limits	Units	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Number of Pins	N	8		
Pitch	e	0.65 BSC		
Overall Height	A	–	–	1.20
Molded Package Thickness	A2	0.80	1.00	1.05
Standoff	A1	0.05	–	0.15
Overall Width	E	6.40 BSC		
Molded Package Width	E1	4.30	4.40	4.50
Molded Package Length	D	2.90	3.00	3.10
Foot Length	L	0.45	0.60	0.75
Footprint	L1	1.00 REF		
Foot Angle	ϕ	0°	–	8°
Lead Thickness	c	0.09	–	0.20
Lead Width	b	0.19	–	0.30

Notes:

- Pin 1 visual index feature may vary, but must be located within the hatched area.
- Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.15 mm per side.
- Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.

BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

REF: Reference Dimension, usually without tolerance, for information purposes only.

Microchip Technology Drawing C04-086B

MCP606/7/8/9

8-Lead Plastic Thin Shrink Small Outline (ST) - 4.4 mm Body [TSSOP]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



RECOMMENDED LAND PATTERN

Units		MILLIMETERS		
Dimension Limits		MIN	NOM	MAX
Contact Pitch	E	0.65 BSC		
Contact Pad Spacing	C1		5.90	
Contact Pad Width (X28)	X1			0.45
Contact Pad Length (X28)	Y1			1.45
Distance Between Pads	G	0.20		

Notes:

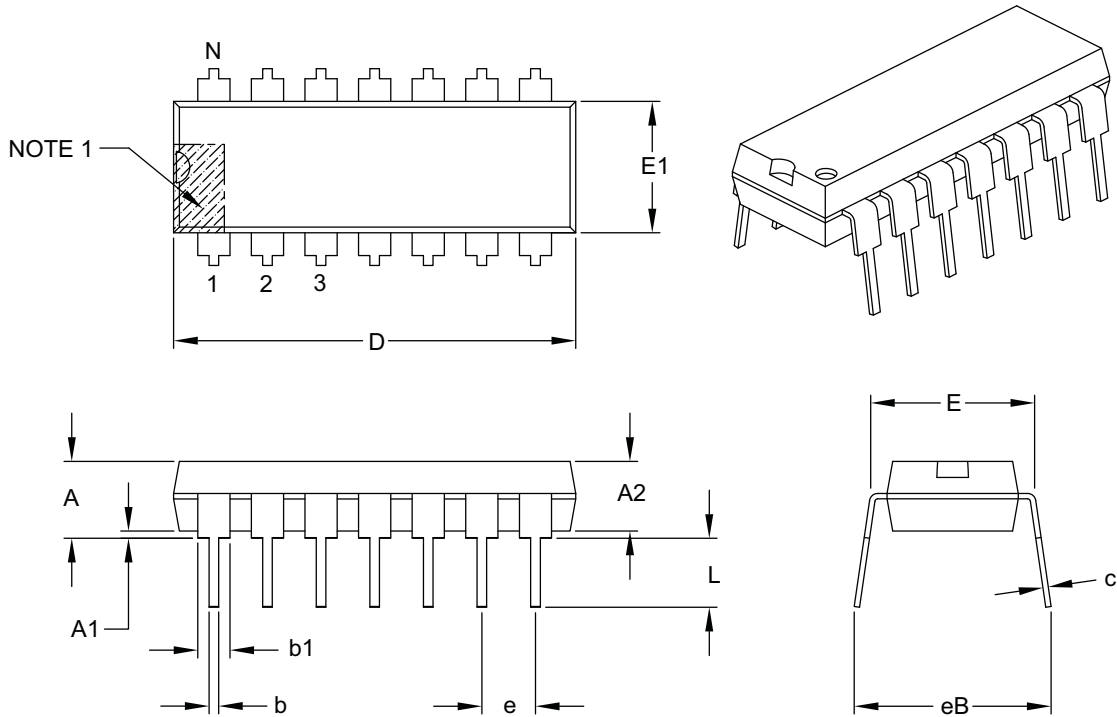
1. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M

BSC: Basic Dimension, Theoretically exact value shown without tolerances.

Microchip Technology Drawing No. C04-2086A

14-Lead Plastic Dual In-Line (P) – 300 mil Body [PDIP]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



Dimension Limits	Units	INCHES		
		MIN	NOM	MAX
Number of Pins	N	14		
Pitch	e	.100 BSC		
Top to Seating Plane	A	–	–	.210
Molded Package Thickness	A2	.115	.130	.195
Base to Seating Plane	A1	.015	–	–
Shoulder to Shoulder Width	E	.290	.310	.325
Molded Package Width	E1	.240	.250	.280
Overall Length	D	.735	.750	.775
Tip to Seating Plane	L	.115	.130	.150
Lead Thickness	c	.008	.010	.015
Upper Lead Width	b1	.045	.060	.070
Lower Lead Width	b	.014	.018	.022
Overall Row Spacing §	eB	–	–	.430

Notes:

1. Pin 1 visual index feature may vary, but must be located with the hatched area.
2. § Significant Characteristic.
3. Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .010" per side.
4. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.
BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

Microchip Technology Drawing C04-005B

MCP606/7/8/9

14-Lead Plastic Small Outline (SL) – Narrow, 3.90 mm Body [SOIC]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packageing>



Dimension Limits	Units	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Number of Pins	N	14		
Pitch	e	1.27 BSC		
Overall Height	A	–	–	1.75
Molded Package Thickness	A2	1.25	–	–
Standoff §	A1	0.10	–	0.25
Overall Width	E	6.00 BSC		
Molded Package Width	E1	3.90 BSC		
Overall Length	D	8.65 BSC		
Chamfer (optional)	h	0.25	–	0.50
Foot Length	L	0.40	–	1.27
Footprint	L1	1.04 REF		
Foot Angle	ϕ	0°	–	8°
Lead Thickness	c	0.17	–	0.25
Lead Width	b	0.31	–	0.51
Mold Draft Angle Top	α	5°	–	15°
Mold Draft Angle Bottom	β	5°	–	15°

Notes:

- Pin 1 visual index feature may vary, but must be located within the hatched area.
- § Significant Characteristic.
- Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.15 mm per side.
- Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.

BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

REF: Reference Dimension, usually without tolerance, for information purposes only.

Microchip Technology Drawing C04-065B

14-Lead Plastic Small Outline (SL) - Narrow, 3.90 mm Body [SOIC]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



RECOMMENDED LAND PATTERN

Dimension Limits	Units	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Contact Pitch	E	1.27 BSC		
Contact Pad Spacing	C		5.40	
Contact Pad Width	X			0.60
Contact Pad Length	Y			1.50
Distance Between Pads	Gx	0.67		
Distance Between Pads	G	3.90		

Notes:

1. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M

BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

Microchip Technology Drawing No. C04-2065A

MCP606/7/8/9

14-Lead Plastic Thin Shrink Small Outline (ST) – 4.4 mm Body [TSSOP]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



Dimension Limits	Units	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Number of Pins	N	14		
Pitch	e	0.65 BSC		
Overall Height	A	–	–	1.20
Molded Package Thickness	A2	0.80	1.00	1.05
Standoff	A1	0.05	–	0.15
Overall Width	E	6.40 BSC		
Molded Package Width	E1	4.30	4.40	4.50
Molded Package Length	D	4.90	5.00	5.10
Foot Length	L	0.45	0.60	0.75
Footprint	L1	1.00 REF		
Foot Angle	ϕ	0°	–	8°
Lead Thickness	c	0.09	–	0.20
Lead Width	b	0.19	–	0.30

Notes:

- Pin 1 visual index feature may vary, but must be located within the hatched area.
- Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.15 mm per side.
- Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.

BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

REF: Reference Dimension, usually without tolerance, for information purposes only.

Microchip Technology Drawing C04-087B

14-Lead Plastic Thin Shrink Small Outline (ST) - 4.4 mm Body [TSSOP]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



RECOMMENDED LAND PATTERN

		Units	MILLIMETERS		
		Dimension Limits	MIN	NOM	MAX
Contact Pitch	E		0.65 BSC		
Contact Pad Spacing	C1			5.90	
Contact Pad Width (X28)	X1				0.45
Contact Pad Length (X28)	Y1				1.45
Distance Between Pads	G	0.20			

Notes:

1. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M

BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

Microchip Technology Drawing No. C04-2087A

MCP606/7/8/9

NOTES:

APPENDIX A: REVISION HISTORY

Revision F (September 2009)

The following is the list of modifications:

1. Corrected RL text in [Figure 2-22](#) in **Section 2.0 “Typical Performance Curves”**.
2. Corrected devices’ pins in [Table 3-1 \(Section 3.0 “Pin Descriptions”\)](#).
3. Updated **Section 6.0 “Packaging Information”**. Updated package outline drawings.

Revision E (March 2008)

The following is the list of modifications:

1. Increased maximum operating V_{DD} .
2. Added test circuits.
3. Updated performance curves.
4. Added [Figure 2-31](#).
5. Added **Section 4.1.1 “Phase Reversal”**, **Section 4.1.2 “Input Voltage and Current Limits”**, and **Section 4.1.3 “Normal Operation”**.
6. Updated **Section 5.0 “Design Aids”**
7. Updated **Section 6.0 “Packaging Information”**. Updated package outline drawings.

Revision D (February 2005)

The following is the list of modifications:

1. Added **Section 3.0 “Pin Descriptions”**.
2. Updated **Section 4.0 “Applications Information”**.
3. Added **Section 4.3 “Capacitive Loads”**
4. Updated **Section 5.0 “Design Aids”** to include FilterLab[®] and to point to the latest SPICE macro model.
5. Corrected and updated **Section 6.0 “Packaging Information”**.
6. Added **Appendix A: “Revision History”**.

Revision C (January 2001)

- Undocumented changes

Revision B (May 2000)

- Undocumented changes

Revision A (January 2000)

- Original Release of this Document.

MCP606/7/8/9

NOTES:

PRODUCT IDENTIFICATION SYSTEM

To order or obtain information, e.g., on pricing or delivery, refer to the factory or the listed sales office.

<u>PART NO.</u>	<u>X</u>	<u>/XX</u>	
Device	Temperature Range	Package	
Device	MCP606 = Single Op Amp MCP606T = Single Op Amp Tape and Reel (SOIC, TSSOP)		
	MCP607 = Dual Op Amp MCP607T = Dual Op Amp Tape and Reel (SOIC, TSSOP)		
	MCP608 = Single Op Amp with \overline{CS} MCP608T = Single Op Amp with \overline{CS} Tape and Reel (SOIC, TSSOP)		
	MCP609 = Quad Op Amp MCP609T = Quad Op Amp Tape and Reel (SOIC, TSSOP)		
Temperature Range	I = -40°C to +85°C		
Package	OT = Plastic SOT-23, 5-lead P = Plastic DIP (300 mil Body), 8-lead, 14-lead SN = Plastic SOIC (3.90 mm body), 8-lead SL = Plastic SOIC (3.90 mm body), 14-lead ST = Plastic TSSOP, 8-lead, 14-lead		

Examples:	
a) MCP606-I/P:	Industrial Temperature, 8LD PDIP package.
b) MCP606-I/SN:	Industrial Temperature, 8LD SOIC package.
c) MCP606T-I/SN:	Tape and Reel, Industrial Temperature, 8LD SOIC package.
d) MCP606-I/ST:	Industrial Temperature, 8LD TSSOP package.
e) MCP606T-I/OT:	Tape and Reel, Industrial Temperature, 5LD SOT-23 package.
a) MCP607-I/P:	Industrial Temperature, 8LD PDIP package.
b) MCP607T-I/SN:	Tape and Reel, Industrial Temperature, 8LD SOIC package.
a) MCP608-I/SN:	Industrial Temperature, 8LD SOIC package.
b) MCP608T-I/SN:	Tape and Reel, Industrial Temperature, 8LD SOIC package.
a) MCP609-I/P:	Industrial Temperature, 14LD PDIP package.
b) MCP609T-I/SL:	Tape and Reel, Industrial Temperature, 14LD SOIC package.

MCP606/7/8/9

NOTES:

Note the following details of the code protection feature on Microchip devices:

- Microchip products meet the specification contained in their particular Microchip Data Sheet.
- Microchip believes that its family of products is one of the most secure families of its kind on the market today, when used in the intended manner and under normal conditions.
- There are dishonest and possibly illegal methods used to breach the code protection feature. All of these methods, to our knowledge, require using the Microchip products in a manner outside the operating specifications contained in Microchip's Data Sheets. Most likely, the person doing so is engaged in theft of intellectual property.
- Microchip is willing to work with the customer who is concerned about the integrity of their code.
- Neither Microchip nor any other semiconductor manufacturer can guarantee the security of their code. Code protection does not mean that we are guaranteeing the product as “unbreakable.”

Code protection is constantly evolving. We at Microchip are committed to continuously improving the code protection features of our products. Attempts to break Microchip's code protection feature may be a violation of the Digital Millennium Copyright Act. If such acts allow unauthorized access to your software or other copyrighted work, you may have a right to sue for relief under that Act.

Information contained in this publication regarding device applications and the like is provided only for your convenience and may be superseded by updates. It is your responsibility to ensure that your application meets with your specifications. MICROCHIP MAKES NO REPRESENTATIONS OR WARRANTIES OF ANY KIND WHETHER EXPRESS OR IMPLIED, WRITTEN OR ORAL, STATUTORY OR OTHERWISE, RELATED TO THE INFORMATION, INCLUDING BUT NOT LIMITED TO ITS CONDITION, QUALITY, PERFORMANCE, MERCHANTABILITY OR FITNESS FOR PURPOSE. Microchip disclaims all liability arising from this information and its use. Use of Microchip devices in life support and/or safety applications is entirely at the buyer's risk, and the buyer agrees to defend, indemnify and hold harmless Microchip from any and all damages, claims, suits, or expenses resulting from such use. No licenses are conveyed, implicitly or otherwise, under any Microchip intellectual property rights.

Trademarks

The Microchip name and logo, the Microchip logo, dsPIC, KEELOQ, KEELOQ logo, MPLAB, PIC, PICmicro, PICSTART, rfPIC and UNI/O are registered trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A. and other countries.

FilterLab, Hampshire, HI-TECH C, Linear Active Thermistor, MXDEV, MXLAB, SEEVAL and The Embedded Control Solutions Company are registered trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A.

Analog-for-the-Digital Age, Application Maestro, CodeGuard, dsPICDEM, dsPICDEM.net, dsPICworks, dsSPEAK, ECAN, ECONOMONITOR, FanSense, HI-TIDE, In-Circuit Serial Programming, ICSP, Mindi, MiWi, MPASM, MPLAB Certified logo, MPLIB, MPLINK, mTouch, Octopus, Omniscient Code Generation, PICC, PICC-18, PICDEM, PICDEM.net, PICkit, PICtail, PIC³² logo, REAL ICE, rLAB, Select Mode, Total Endurance, TSHARC, UniWinDriver, WiperLock and ZENA are trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A. and other countries.

SQTP is a service mark of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A.

All other trademarks mentioned herein are property of their respective companies.

© 2009, Microchip Technology Incorporated, Printed in the U.S.A., All Rights Reserved.

 Printed on recycled paper.

QUALITY MANAGEMENT SYSTEM
CERTIFIED BY DNV
== ISO/TS 16949:2002 ==

Microchip received ISO/TS-16949:2002 certification for its worldwide headquarters, design and wafer fabrication facilities in Chandler and Tempe, Arizona; Gresham, Oregon and design centers in California and India. The Company's quality system processes and procedures are for its PIC® MCUs and dsPIC® DSCs, KEELOQ® code hopping devices, Serial EEPROMs, microperipherals, nonvolatile memory and analog products. In addition, Microchip's quality system for the design and manufacture of development systems is ISO 9001:2000 certified.



WORLDWIDE SALES AND SERVICE

AMERICAS

Corporate Office
2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 480-792-7200
Fax: 480-792-7277
Technical Support:
<http://support.microchip.com>
Web Address:
www.microchip.com

Atlanta
Duluth, GA
Tel: 678-957-9614
Fax: 678-957-1455

Boston
Westborough, MA
Tel: 774-760-0087
Fax: 774-760-0088

Chicago
Itasca, IL
Tel: 630-285-0071
Fax: 630-285-0075

Cleveland
Independence, OH
Tel: 216-447-0464
Fax: 216-447-0643

Dallas
Addison, TX
Tel: 972-818-7423
Fax: 972-818-2924

Detroit
Farmington Hills, MI
Tel: 248-538-2250
Fax: 248-538-2260

Kokomo
Kokomo, IN
Tel: 765-864-8360
Fax: 765-864-8387

Los Angeles
Mission Viejo, CA
Tel: 949-462-9523
Fax: 949-462-9608

Santa Clara
Santa Clara, CA
Tel: 408-961-6444
Fax: 408-961-6445

Toronto
Mississauga, Ontario,
Canada
Tel: 905-673-0699
Fax: 905-673-6509

ASIA/PACIFIC

Asia Pacific Office
Suites 3707-14, 37th Floor
Tower 6, The Gateway
Harbour City, Kowloon
Hong Kong
Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

Australia - Sydney
Tel: 61-2-9868-6733
Fax: 61-2-9868-6755

China - Beijing
Tel: 86-10-8528-2100
Fax: 86-10-8528-2104

China - Chengdu
Tel: 86-28-8665-5511
Fax: 86-28-8665-7889

China - Hong Kong SAR
Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

China - Nanjing
Tel: 86-25-8473-2460
Fax: 86-25-8473-2470

China - Qingdao
Tel: 86-532-8502-7355
Fax: 86-532-8502-7205

China - Shanghai
Tel: 86-21-5407-5533
Fax: 86-21-5407-5066

China - Shenyang
Tel: 86-24-2334-2829
Fax: 86-24-2334-2393

China - Shenzhen
Tel: 86-755-8203-2660
Fax: 86-755-8203-1760

China - Wuhan
Tel: 86-27-5980-5300
Fax: 86-27-5980-5118

China - Xiamen
Tel: 86-592-2388138
Fax: 86-592-2388130

China - Xian
Tel: 86-29-8833-7252
Fax: 86-29-8833-7256

China - Zhuhai
Tel: 86-756-3210040
Fax: 86-756-3210049

ASIA/PACIFIC

India - Bangalore
Tel: 91-80-3090-4444
Fax: 91-80-3090-4080

India - New Delhi
Tel: 91-11-4160-8631
Fax: 91-11-4160-8632

India - Pune
Tel: 91-20-2566-1512
Fax: 91-20-2566-1513

Japan - Yokohama
Tel: 81-45-471- 6166
Fax: 81-45-471-6122

Korea - Daegu
Tel: 82-53-744-4301
Fax: 82-53-744-4302

Korea - Seoul
Tel: 82-2-554-7200
Fax: 82-2-558-5932 or
82-2-558-5934

Malaysia - Kuala Lumpur
Tel: 60-3-6201-9857
Fax: 60-3-6201-9859

Malaysia - Penang
Tel: 60-4-227-8870
Fax: 60-4-227-4068

Philippines - Manila
Tel: 63-2-634-9065
Fax: 63-2-634-9069

Singapore
Tel: 65-6334-8870
Fax: 65-6334-8850

Taiwan - Hsin Chu
Tel: 886-3-6578-300
Fax: 886-3-6578-370

Taiwan - Kaohsiung
Tel: 886-7-536-4818
Fax: 886-7-536-4803

Taiwan - Taipei
Tel: 886-2-2500-6610
Fax: 886-2-2508-0102

Thailand - Bangkok
Tel: 66-2-694-1351
Fax: 66-2-694-1350

EUROPE

Austria - Wels
Tel: 43-7242-2244-39
Fax: 43-7242-2244-393

Denmark - Copenhagen
Tel: 45-4450-2828
Fax: 45-4485-2829

France - Paris
Tel: 33-1-69-53-63-20
Fax: 33-1-69-30-90-79

Germany - Munich
Tel: 49-89-627-144-0
Fax: 49-89-627-144-44

Italy - Milan
Tel: 39-0331-742611
Fax: 39-0331-466781

Netherlands - Drunen
Tel: 31-416-690399
Fax: 31-416-690340

Spain - Madrid
Tel: 34-91-708-08-90
Fax: 34-91-708-08-91

UK - Wokingham
Tel: 44-118-921-5869
Fax: 44-118-921-5820

03/26/09

NTC Thermistors, 2-Point Micro Chip Sensor Insulated Leads



FEATURES

- Flexible insulated leads for special mounting or assembly
- Miniature sized very fast reacting
- Accurate over a wide temperature range
- High stability over a long life
- Exceptional withstanding in thermal shocks
- AEC-Q200 qualified
- Compliant to RoHS Directive 2002/95/EC and in accordance to WEEE 2002/96/EC
- Fulfils the ELV 2000/53/EC

 AUTOMOTIVE
GRADE

RoHS
COMPLIANT

QUICK REFERENCE DATA		
PARAMETER	VALUE	UNIT
Resistance value at 25 °C	2.06K to 10K	Ω
Tolerance on R_{25} -value	± 1.92; ± 2.19	%
$B_{25/85}$ -value	3511 to 3984	K
Tolerance on $B_{25/85}$	± 0.5 to ± 1	%
Accuracy of temperature measurement	± 0.5 between 25 and 85	°C
Operating temperature range	- 40 to + 125	°C
Maximum power dissipation at 55 °C	50	mW
Dissipation factor δ (in still air)	≈ 0.8	mW/K
Response time (in stirred air) (in oil)	≈ 3 ≈ 0.7	s
Climatic category (LCT/UCT/days)	40/125/56	
Minimum dielectric withstanding voltage between leads termination and coated body	100	V_{RMS}
Weight	≈ 0.05	g

APPLICATIONS

- Temperature measurement, sensing and control in automotive and industrial applications

DESCRIPTION

These negative temperature coefficient thermistors consist of a micro NTC chip with two insulated solid silver plated nickel wires and coated with a ochre-colored epoxy lacquer.

PACKAGING

The thermistors are packed in cardboard boxes; the smallest packing quantity is 1000 pieces.

MARKING

The components are not marked.

DESIGN-IN SUPPORT

$R(T)$ tables spreadsheet available on request at nlr@vishay.com.

MOUNTING

By soldering or welding in any position. The parts can be potted in suitable resins.

ELECTRICAL DATA AND ORDERING INFORMATION						
SAP PART AND ORDERING NUMBER	R_{25} ⁽¹⁾ (Ω)	α (25 °C) (%/K)	R_{25} TOL. (%)	$B_{25/85}$ ⁽¹⁾ (K)	$B_{25/85}$ TOL. (%)	$\Delta T_{MAX.}$ ⁽²⁾ 25 TO 85 (°C)
NTCLE305E4202SB	2060	- 3.85	1.92	3511	1.0	± 0.5
NTCLE305E4502SB	5000	- 4.39	2.19	3984	0.5	± 0.5
NTCLE305E4103SB	10 000	- 4.39	2.19	3984	0.5	± 0.5

Notes

⁽¹⁾ Other R_{25} and B-values available on request

⁽²⁾ ΔT is the temperature measurement accuracy in the defined temperature range

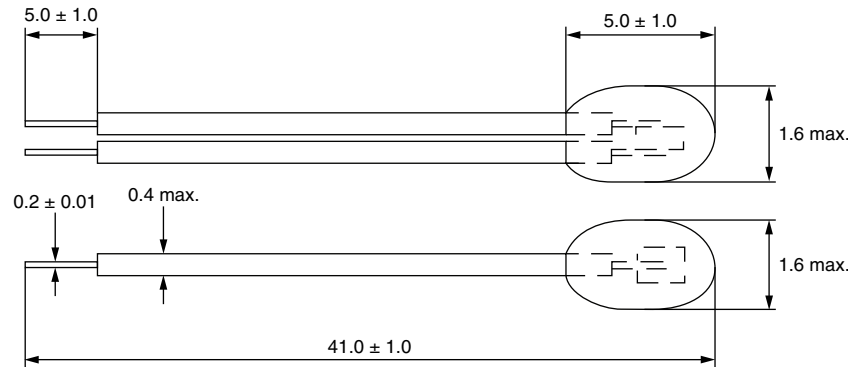
NTCLE305E4...SB



Vishay BCcomponents

NTC Thermistors, 2-Point Micro Chip
Sensor Insulated Leads

DIMENSIONS in millimeters



RESISTANCE VALUES AT INTERMEDIATE TEMPERATURES WITH R_{25} AT 2060 Ω

SAP PART AND ORDERING NUMBER: NTCLE305E4202SB

TEMPERATURE (°C)	RESISTANCE (Ω)	R/R_{25}	$\Delta R/R$ (%)	α (%/K)	$\Delta T_{MAX.}$ (\pm °C)	$R_{MIN.}$ (Ω)	$R_{MAX.}$ (Ω)
-40.0	47 326	22.974	5.27	-6.03	0.87	44 832	49 820
-35.0	35 203	17.089	4.95	-5.81	0.85	33 461	36 945
-30.0	26 473	12.851	4.64	-5.60	0.83	25 245	27 700
-25.0	20 115	9.7643	4.34	-5.39	0.81	19 241	20 988
-20.0	15 435	7.4925	4.06	-5.20	0.78	14 808	16 061
-15.0	11 954	5.8031	3.78	-5.02	0.75	11 502	12 407
-10.0	9341.4	4.5347	3.52	-4.85	0.73	9012.6	9670.2
-5.0	7361.4	3.5735	3.27	-4.68	0.70	7120.9	7601.8
0.0	5847.7	2.8387	3.02	-4.53	0.67	5671.0	6024.5
5.0	4680.9	2.2723	2.79	-4.38	0.64	4550.5	4811.4
10.0	3774.3	1.8322	2.56	-4.24	0.60	3677.7	3870.9
15.0	3064.4	1.4876	2.34	-4.10	0.57	2992.7	3136.2
20.0	2504.6	1.2158	2.13	-3.97	0.54	2451.3	2557.9
25.0	2060.0	1.0000	1.92	-3.85	0.50	2020.4	2099.6
30.0	1704.5	0.82744	1.86	-3.73	0.50	1672.7	1736.3
35.0	1418.6	0.68864	1.81	-3.62	0.50	1392.9	1444.3
40.0	1186.9	0.57618	1.76	-3.52	0.50	1166.1	1207.8
45.0	997.97	0.48445	1.71	-3.42	0.50	980.90	1015.0
50.0	842.90	0.40917	1.67	-3.33	0.50	828.85	856.95
55.0	714.92	0.34705	1.63	-3.25	0.50	703.29	726.55
60.0	608.74	0.29550	1.59	-3.18	0.50	599.06	618.41
65.0	520.21	0.25253	1.55	-3.11	0.50	512.13	528.30
70.0	446.08	0.21654	1.52	-3.04	0.50	439.29	452.86
75.0	383.73	0.18628	1.49	-2.98	0.50	378.01	389.45
80.0	331.09	0.16072	1.46	-2.92	0.50	326.25	335.93
85.0	286.48	0.13907	1.43	-2.87	0.50	282.37	290.59
90.0	248.55	0.12065	1.57	-2.81	0.56	244.64	252.45
95.0	216.18	0.10494	1.70	-2.77	0.62	212.50	219.87
100.0	188.49	0.091501	1.83	-2.72	0.67	185.04	191.95
105.0	164.73	0.079964	1.96	-2.67	0.73	161.50	167.95
110.0	144.27	0.070036	2.08	-2.63	0.79	141.27	147.28
115.0	126.63	0.061470	2.20	-2.59	0.85	123.84	129.42
120.0	111.36	0.054061	2.32	-2.55	0.91	108.78	113.95
125.0	98.133	0.047637	2.43	-2.51	0.97	95.746	100.52

Note

- $R(T)$ table spreadsheet available on request at nlr@vishay.com



RESISTANCE VALUES AT INTERMEDIATE TEMPERATURES WITH R_{25} AT 5 kΩ							
SAP PART AND ORDERING NUMBER: NTCLE305E4502SB							
TEMPERATURE (°C)	RESISTANCE (Ω)	R/R_{25}	$\Delta R/R$ (%)	α (%/K)	$\Delta T_{MAX.}$ (\pm °C)	$R_{MIN.}$ (Ω)	$R_{MAX.}$ (Ω)
-40	167 137	33.427	4.10	- 6.63	0.62	160 290	173 984
-35	120 661	24.132	3.91	- 6.41	0.61	115 939	125 383
-30	88 066	17.613	3.74	- 6.19	0.60	84 775	91 358
-25	64 950	12.990	3.57	- 5.99	0.60	62 632	67 268
-20	48 381	9.6761	3.41	- 5.79	0.59	46 732	50 029
-15	36 382	7.2765	3.25	- 5.61	0.58	35 199	37 565
-10	27 609	5.5218	3.10	- 5.43	0.57	26 753	28 465
-5	21 134	4.2268	2.96	- 5.26	0.56	20 509	21 759
0	16 312	3.2624	2.82	- 5.10	0.55	15 852	16 772
5	12 691	2.5381	2.68	- 4.94	0.54	12 350	13 031
10	9948.4	1.9897	2.55	- 4.80	0.53	9694.3	10 203
15	7855.6	1.5711	2.43	- 4.65	0.52	7664.7	8046.5
20	6246.4	1.2493	2.31	- 4.52	0.51	6102.1	6390.6
25	5000.0	1.0000	2.19	- 4.39	0.50	4890.3	5109.7
30	4028.0	0.80560	2.13	- 4.26	0.50	3942.2	4113.8
35	3264.9	0.65297	2.07	- 4.14	0.50	3197.3	3332.5
40	2661.9	0.53239	2.01	- 4.03	0.50	2608.4	2715.5
45	2182.6	0.43653	1.96	- 3.92	0.50	2139.9	2225.4
50	1799.4	0.35987	1.90	- 3.81	0.50	1765.1	1833.6
55	1491.1	0.29823	1.85	- 3.71	0.50	1463.5	1518.8
60	1241.9	0.24838	1.80	- 3.61	0.50	1219.5	1264.3
65	1039.3	0.20787	1.76	- 3.51	0.50	1021.1	1057.6
70	873.83	0.17477	1.71	- 3.42	0.50	858.87	888.79
75	737.96	0.14759	1.67	- 3.34	0.50	725.65	750.27
80	625.90	0.12518	1.63	- 3.25	0.50	615.72	636.08
85	533.05	0.10661	1.59	- 3.17	0.50	524.60	541.51
90	455.79	0.091159	1.66	- 3.09	0.54	448.21	463.37
95	391.23	0.078246	1.74	- 3.02	0.58	384.43	398.03
100	337.06	0.067411	1.81	- 2.94	0.62	330.95	343.16
105	291.42	0.058284	1.88	- 2.87	0.66	285.93	296.91
110	252.84	0.050568	1.95	- 2.81	0.70	247.90	257.78
115	220.09	0.044019	2.02	- 2.74	0.74	215.64	224.54
120	192.21	0.038441	2.09	- 2.68	0.78	188.19	196.22
125	168.37	0.033675	2.15	- 2.62	0.82	164.75	172.00

Note

- $R(T)$ table spreadsheet available on request at nlr@vishay.com

NTCLE305E4...SB

Vishay BCcomponents

NTC Thermistors, 2-Point Micro Chip
Sensor Insulated Leads



RESISTANCE VALUES AT INTERMEDIATE TEMPERATURES WITH R_{25} AT 10 k Ω

SAP PART AND ORDERING NUMBER: NTCLE305E4103SB

TEMPERATURE (°C)	RESISTANCE (Ω)	R/R_{25}	$\Delta R/R$ (%)	α (%/K)	$\Delta T_{MAX.}$ (\pm °C)	$R_{MIN.}$ (Ω)	$R_{MAX.}$ (Ω)
-40	334 274	33.427	4.10	- 6.63	0.62	320 580	347 969
-35	241 323	24.132	3.91	- 6.41	0.61	231 879	250 767
-30	176 133	17.613	3.74	- 6.19	0.60	169 549	182 716
-25	129 900	12.990	3.57	- 5.99	0.60	125 264	134 536
-20	96 761	9.6761	3.41	- 5.79	0.59	93 465	100 058
-15	72 765	7.2765	3.25	- 5.61	0.58	70 399	75 130
-10	55 218	5.5218	3.10	- 5.43	0.57	53 506	56 931
-5	42 268	4.2268	2.96	- 5.26	0.56	41 018	43 518
0	32 624	3.2624	2.82	- 5.10	0.55	31 705	33 544
5	25 381	2.5381	2.68	- 4.94	0.54	24 700	26 063
10	19 897	1.9897	2.55	- 4.80	0.53	19 389	20 405
15	15 711	1.5711	2.43	- 4.65	0.52	15 329	16 093
20	12 493	1.2493	2.31	- 4.52	0.51	12 204	12 781
25	10 000	1.0000	2.19	- 4.39	0.50	9780.7	10 219
30	8056.0	0.80560	2.13	- 4.26	0.50	7884.3	8227.6
35	6529.7	0.65297	2.07	- 4.14	0.50	6394.5	6664.9
40	5323.9	0.53239	2.01	- 4.03	0.50	5216.7	5431.1
45	4365.3	0.43653	1.96	- 3.92	0.50	4279.8	4450.7
50	3598.7	0.35987	1.90	- 3.81	0.50	3530.2	3667.3
55	2982.3	0.29823	1.85	- 3.71	0.50	2927.0	3037.6
60	2483.8	0.24838	1.80	- 3.61	0.50	2439.0	2528.6
65	2078.7	0.20787	1.76	- 3.51	0.50	2042.1	2115.2
70	1747.7	0.17477	1.71	- 3.42	0.50	1717.7	1777.6
75	1475.9	0.14759	1.67	- 3.34	0.50	1451.3	1500.5
80	1251.8	0.12518	1.63	- 3.25	0.50	1231.4	1272.2
85	1066.1	0.10661	1.59	- 3.17	0.50	1049.2	1083.0
90	911.59	0.091159	1.66	- 3.09	0.54	896.42	926.75
95	782.46	0.078246	1.74	- 3.02	0.58	768.85	796.06
100	674.11	0.067411	1.81	- 2.94	0.62	661.89	686.33
105	582.84	0.058284	1.88	- 2.87	0.66	571.86	593.83
110	505.68	0.050568	1.95	- 2.81	0.70	495.79	515.56
115	440.19	0.044019	2.02	- 2.74	0.74	431.28	449.09
120	384.41	0.038441	2.09	- 2.68	0.78	376.38	392.44
125	336.75	0.033675	2.15	- 2.62	0.82	329.50	344.00

Note

- $R(T)$ table spreadsheet available on request at nlr@vishay.com



Disclaimer

ALL PRODUCT, PRODUCT SPECIFICATIONS AND DATA ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN OR OTHERWISE.

Vishay Intertechnology, Inc., its affiliates, agents, and employees, and all persons acting on its or their behalf (collectively, "Vishay"), disclaim any and all liability for any errors, inaccuracies or incompleteness contained in any datasheet or in any other disclosure relating to any product.

Vishay makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of the products for any particular purpose or the continuing production of any product. To the maximum extent permitted by applicable law, Vishay disclaims (i) any and all liability arising out of the application or use of any product, (ii) any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages, and (iii) any and all implied warranties, including warranties of fitness for particular purpose, non-infringement and merchantability.

Statements regarding the suitability of products for certain types of applications are based on Vishay's knowledge of typical requirements that are often placed on Vishay products in generic applications. Such statements are not binding statements about the suitability of products for a particular application. It is the customer's responsibility to validate that a particular product with the properties described in the product specification is suitable for use in a particular application. Parameters provided in datasheets and/or specifications may vary in different applications and performance may vary over time. All operating parameters, including typical parameters, must be validated for each customer application by the customer's technical experts. Product specifications do not expand or otherwise modify Vishay's terms and conditions of purchase, including but not limited to the warranty expressed therein.

Except as expressly indicated in writing, Vishay products are not designed for use in medical, life-saving, or life-sustaining applications or for any other application in which the failure of the Vishay product could result in personal injury or death. Customers using or selling Vishay products not expressly indicated for use in such applications do so at their own risk. Please contact authorized Vishay personnel to obtain written terms and conditions regarding products designed for such applications.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted by this document or by any conduct of Vishay. Product names and markings noted herein may be trademarks of their respective owners.

Material Category Policy

Vishay Intertechnology, Inc. hereby certifies that all its products that are identified as RoHS-Compliant fulfill the definitions and restrictions defined under Directive 2011/65/EU of The European Parliament and of the Council of June 8, 2011 on the restriction of the use of certain hazardous substances in electrical and electronic equipment (EEE) - recast, unless otherwise specified as non-compliant.

Please note that some Vishay documentation may still make reference to RoHS Directive 2002/95/EC. We confirm that all the products identified as being compliant to Directive 2002/95/EC conform to Directive 2011/65/EU.

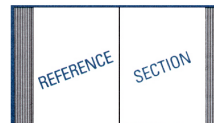
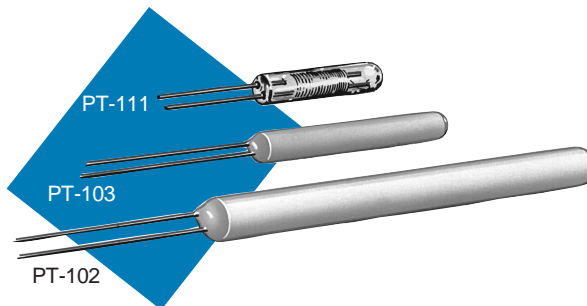
Vishay Intertechnology, Inc. hereby certifies that all its products that are identified as Halogen-Free follow Halogen-Free requirements as per JEDEC JS709A standards. Please note that some Vishay documentation may still make reference to the IEC 61249-2-21 definition. We confirm that all the products identified as being compliant to IEC 61249-2-21 conform to JEDEC JS709A standards.

PT-100 Platinum RTDs

- Follows Lake Shore extended standard curve from 30 K to 70 K
- High reproducibility
- Low magnetic field dependence above 40 K
- Low susceptibility to ionizing radiation
- Conforms to DIN 43760 and IEC 751 Standards down to 70 K
- Lake Shore provides individual calibrations from 14 K to as high as 800 K
- SoftCal™ calibration available

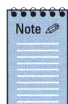
PT-100 platinum resistance thermometers (PRTs) are an excellent choice for use as cryogenic temperature sensing and control elements in the range from 30 K to 873 K (-243 °C to 600 °C). Over this temperature span, PRTs offer high repeatability and nearly constant sensitivity, dR/dT . Platinum resistors are also of use as control elements in magnetic field environments where errors approaching a degree can be tolerated. PRTs are interchangeable above 70 K. The use of controlled-purity platinum assures uniformity from device to device.

PRTs experience rapidly decreasing sensitivity below approximately 30 K. They should be calibrated in order to achieve maximum accuracy for use below 100 K. The plot below illustrates platinum sensor conformance to the DIN 43760:1980 curve.



See the Reference Section for a detailed description of

- Self-heating
- Installation
- Uncalibrated sensors
- SoftCal™
- Calibrated sensors
- CalCurve™
- Sensor packages



1. If your application requires more than one platinum resistor, up to five platinum resistors can be matched with one another to within ± 0.1 K at liquid nitrogen temperature with only one calibration being purchased. If absolute accuracy is required, one of these matched sensors can be calibrated. For larger quantities, or for different requirements, consult Lake Shore. At the time of order, add the suffix **-LN** to the sensor.

Example: PT-102-14D-LN is a PT-102-LN sensor with a calibration range of 14 K to 100 K that is matched with at least one other uncalibrated PT-102 to within ± 0.1 K at liquid nitrogen temperature.

2. For metrological applications below 30 K, use a germanium resistor (page 1-22). PT-100 sensors are not useful below 14 K for metrology and are of limited use below 30 K for temperature control due to rapid decline in sensitivity.

3. For high temperature use anneal at $T_{max} + 10$ °C.

Typical Magnetic Field-Dependent Temperature Errors $\Delta T/T$ (%) at B (magnetic induction)

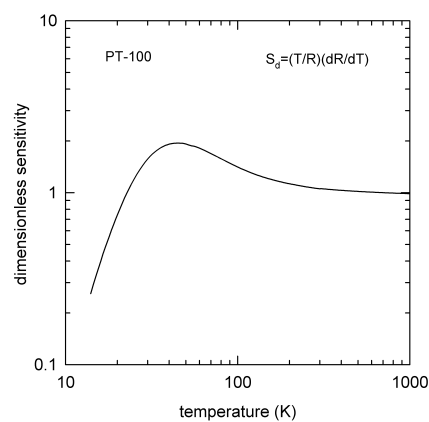
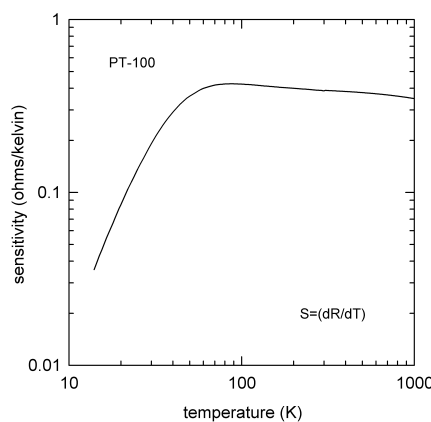
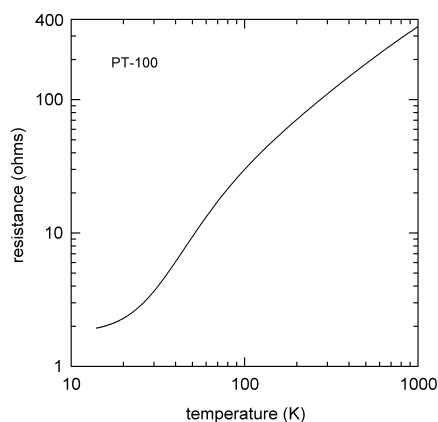
T(K)	B (tesla)				
	2.5	5	8	14	19
20	20	—	100	250	—
40	0.5	1.5	3	6	8.8
87	0.04	0.14	0.4	1	1.7
300	-0.01	0.001	0.02	0.07	0.13

Recommended for use when $T \geq 30$ K.

Long axis parallel to B_z ; orientation effects exist.

B.L. Brandt, L.G. Rubin and H.H. Sample, Low-Temperature Thermometry in High Magnetic Fields. VI. Industrial-grade Pt resistors above 66 K; Rh-Fe and Au-Mn resistors above 40 K, Rev. Sci. Instrum. 59, 642 (1988).

Typical Resistance and Sensitivity values for PT-100s. See page A-57 for tabular data.



Specifications

	PT-102	PT-103	PT-111
Temperature			
Useful range			
Minimum	14 K	14 K	14 K
Maximum	873 K	873 K	673 K
Maximum storage temperature	500 K	500 K	400 K
Standard curve	DIN 43760	DIN 43760	DIN 43760
Resistivity (typical)	See plots on previous page	See plots on previous page	See plots on previous page
Sensitivity (typical)	See plots on previous page	See plots on previous page	See plots on previous page
Dimensionless sensitivity (typical)	See plots on previous page	See plots on previous page	See plots on previous page
Repeatability	± 10 mK (77 K to 305 K)	± 10 mK (77 K to 305 K)	± 10 mK (77 K to 305 K)
Accuracy (interchangeability)	See figure on previous page	See figure on previous page	See figure on previous page
Accuracy (SoftCal™)			
2-point (77, 305)	± 250 mK (70 K to 325 K)	± 250 mK (70 K to 325 K)	± 250 mK (70 K to 325 K)
3-point (77, 305, 480)	± 250 mK (70 K to 480 K)	± 250 mK (70 K to 480 K)	± 250 mK (70 K to 480 K)
Accuracy (calibrated)	± 20 mK at 100 K; ± 35 mK at 300 K	± 20 mK at 100 K; ± 35 mK at 300 K	± 20 mK at 100 K; ± 35 mK at 300 K
Stability			
Short-term	± 10 mK (77 K to 305 K)	± 10 mK (77 K to 305 K)	± 10 mK (77 K to 305 K)
Long-term (per year) ⁽¹⁾	± 10 mK at 77 K ± 10 mK at 30 K to 273 K	± 10 mK at 77 K ± 10 mK (30 K to 273 K)	± 10 mK at 77 K ± 10 mK (30 K to 273 K)
Thermal response time	1.75 S at 77 K; 12.5 S at 273 K	1.75 S at 77 K; 12.5 S at 273 K	2.5 S at 77 K; 20 S at 273 K
Recommended recalibration schedule	Annual	Annual	Annual
Excitation			
Recommended	1 mA	1 mA	1 mA
Maximum power before damage	5 mW, 3 mA or 1 V, whichever is less (all models)		
Dissipation at rated excitation	100 μW at 273 K	100 μW at 273 K	100 μW at 273 K
Units range (ohms)	0 Ω to 300 Ω	0 Ω to 300 Ω	0 Ω to 300 Ω
Lead wire configuration (polarity)	Platinum, no polarity	Platinum, no polarity	Platinum, no polarity
Physical Specifications			
Materials in the sensor/construction	High stability of the PT-100 PRTs is achieved through production techniques that provide nearly strain-free, securely mounted elements rigidly encapsulated in ceramic or glass. All devices are carefully annealed after assembly (all models).		
Size in millimeters	2 mm diameter x 20.3 mm long	1.6 mm diameter x 12 mm long	1.8 mm diameter x 5 mm long
Mass	250 milligrams	120 milligrams	52 milligrams
Leads			
Size	0.25 mm diameter x 15 mm long	0.25 mm diameter x 15 mm long	0.25 mm x diameter 10 mm long
Number	Two (2)	Two (2)	Two (2)
Material	Platinum	Platinum	Platinum/Nickel Alloy
Insulation	None	None	None
Internal atmosphere	Solid	Solid	Solid
Environmental			
Radiation effects	Recommended for use in radiation environments (all models). See Reference Section.		
Magnetic fields	Because of their relatively low magnetic field dependence above 30 K, platinum sensors are useful as control elements in magnetic field applications when some error can be tolerated (all models).		
Vacuum vs. liquid differences	Not applicable	Not applicable	Not applicable
ESD sensitivity	None	None	None
Noise sensitivity	None	None	None

(1) If not heated above 475 K

(2) The leads are moderately robust, but care should be taken when handling.

REFERENCE
SECTION

What is SoftCal™?

SoftCal™ is a 2-point or 3-point calibration which offers improved accuracy without the cost of a full calibration. SoftCal™ is available for silicon diodes and platinum sensors.

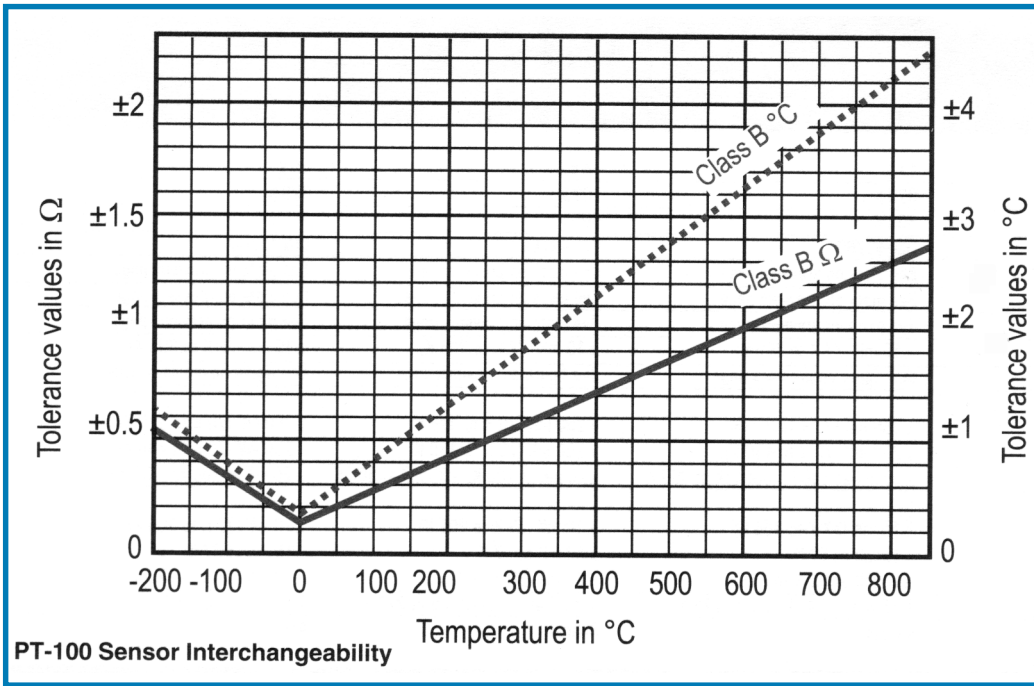
For detailed information on SoftCal™, CalCurve™ and Curve 10, see the Reference Section.

Note

Using a 2-point SoftCal™ with fixed temperature points taken at 77 K and 305 K, Lake Shore can generate a temperature table for a platinum sensor which is accurate to ±250 mK from 70 K to 325 K. Using a 3-point SoftCal™ with fixed temperature points taken at 77 K, 305 K, and 480 K, Lake Shore can generate a temperature table for a platinum sensor which is accurate to ±250 mK from 70 K to 480 K.

For information on Packages for Sensor Installation, see pages 1-40 to 1-42.

Adding lead length to sensors - see page 1-43.



Ordering Information

Uncalibrated sensor

Specify the Model number in the left column only, for example PT-103.

Calibrated sensor

Add Calibration Range Suffix Code to the end of the Model number, for example PT-103-14L.

Accessories suggested for installation (see Section 3)

- Stycast® Epoxy CryoCable™
- Apiezon® Grease Manganin Wire
- IMI-7031 Varnish Indium Solder
- 90% Pb, 10% Sn Solder Phosphor-Bronze Wire

Platinum RTD	Calibration Range Suffix Codes								
	Numeric figure is the low end of the calibration. Letters represent the high end: D = 100 K, L = 325 K, H = 475 K, J = 800 K.								
	SoftCal™								
Model number	2S	3S	14D	14L	14H	14J	70L	70H	70J
PT-102	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
PT-103	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
PT-111	✓	✓	✓	✓	✓		✓	✓	

Accessories available for sensors

- ECRIT Expanded interpolation table
- SCR Special calibration report
- 8000 Calibration report on floppy disk
- COC-SEN Certificate of conformance



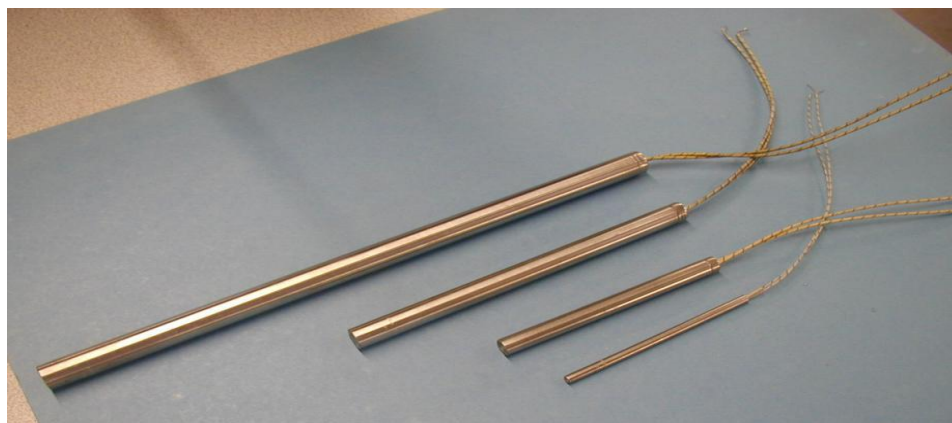


Datasheet

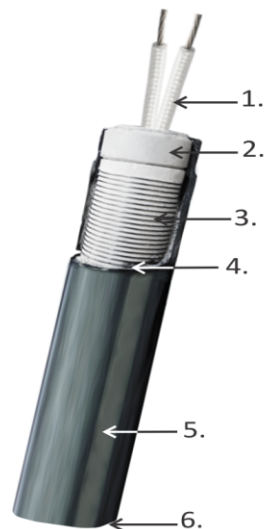
RS- 8606909

ENGLISH

Cartridge Heater, 10mmX40mm, 200W



Standard Features and Internal Construction:-



1. High temperature lead wires for temperatures up to 450° C.
2. High impact ceramic cap retards contamination and is suitable for high vibration applications. Deep holes in cap prevent fraying of leads when bent.
3. Nickel-chromium resistance wire for maximum heater life, evenly wound for even heat distribution.
4. High purity magnesium oxide fill selected for maximum dielectric strength and thermal conductivity, highly compacted for maximum heat transfer.
5. 304 stainless steel sheath for oxidation resistance in a wide variety of environments. 316 stainless steel and Incoloy are also available. Please consult the application guide in the back for help in determining which material is best for your application.
6. TIG welded end disc to prevent contamination and moisture absorption.

Technical Specifications:-

- Diameter : 10mm (9.86mm to 9.98mm Tolerance)
- Length : 40mm±3% Length
- Voltage : 220V AC
- Wattage : 200W Wattage
- Lead wires : 10 inch long
- Lead wire insulation : Fibreglass



Data sheet THERMOCOUPLE

ENGLISH

RS Stock No. 621-2142



TYPE J THERMOCOUPLE RS	
RANGE :	<ul style="list-style-type: none"> 50 / 250°C
USE :	<ul style="list-style-type: none">
KEY POINT :	<ul style="list-style-type: none">
SPECIFICATIONS :	<ul style="list-style-type: none"> Matter = PTFE Hot junction grouded
DIMENSIONS :	<ul style="list-style-type: none"> Cable length = 1000 mm
METROLOGICAL DATA :	<ul style="list-style-type: none"> As per IEC 584 Standard tolerance TC "J" class1: $-40^{\circ}\text{C} < t^{\circ} < 375^{\circ}\text{C} = \pm 1.5^{\circ}\text{C}$ $375^{\circ}\text{C} < t^{\circ} < 750^{\circ}\text{C} = \pm 0.004. [t]$ Time constant at 63% in water: 0.7 sec Output signal FEM(mV) as per curve of "J" type as per norme IEC 60584

Other type:

tolerence	J	K	N	T
Length	621-2142	621-2158	621-2136	621-2164