

# GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y AUTOMÁTICA

## TRABAJO FIN DE GRADO

DISEÑO, DESARROLLO E IMPLEMENTACIÓN  
DE UNA MAQUETA PARA EL ESTUDIO DE LA  
REGULACIÓN Y EL CONTROL DE PROCESOS  
TÉRMICOS

*MEMORIA*

**Alumno:** Ibarondo Ortega Ibai

**Director:** Sainz de Murieta Mangado Joseba

**Curso:** 2017-2018

**Fecha:** 16/07/2018

---

**RESUMEN**—El objetivo del trabajo es elaborar una guía de construcción para el diseño, desarrollo e implementación de una planta térmica a escala de laboratorio que permita regular y controlar la temperatura de una cámara, pudiendo compensar los cambios de temperatura por medio de unos controladores. Las perturbaciones y transferencias de calor del sistema producirán dichos cambios en la temperatura. Asimismo se ha realizado una interfaz para la comunicación del usuario con la maqueta por medio de un panel frontal para la visualización de los resultados.

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

**LABURPENA**—Lan honen xedea planta termiko baten diseinu, garapen eta inplementaziorako eraikitze gida bat osatzea da, ganbera baten erregulazioa eta kontrola egitea baimenduko duena. Gainera, bertan eman daitezkeen temperatura aldaketak kontroladore batzuen bidez konpentsatuko dira. Temperatura aldaketa horiek sisteman gertatzen diren perturbazio eta bero transferentziek eranginda daude. Horretaz gain, erabiltzailearen eta maketaren arteko komunikazioa bermatzeko interfaze bat gauzatu da maketaren aurrealdean jarri den panel bati esker, emaitzak bertan bistaratzeko.

**HITZ-GAKOAK**—Prozesu termikoak / Maketa / Erregulazioa / Kontrola / Temperatura sentsoreak / Erresistentzia bero-emailea / Arduino / PID / Kode irekia / Irakaskuntza

**ABSTRACT**—The objective of the project is to elaborate a construction guide for the design, development and implementation of a thermal plant at laboratory scale that allows to regulate and control the temperature of a chamber, being able to compensate the temperature changes by means of controllers. The disturbances and heat transfers of the system will produce such changes in temperature. Likewise, an interface has been made for the communication of the user with the model by means of a front panel for the visualization of the results.

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

---

## ÍNDICE

1. INTRODUCCIÓN .....	7
1.1. OBJETIVOS .....	7
1.2. ALCANCE .....	7
1.3. JUSTIFICACIÓN .....	8
2. ANTECEDENTES .....	9
2.1. ESTADO DEL ARTE .....	9
3. FUNDAMENTOS TEÓRICOS .....	10
3.1. DESCRIPCIÓN GENERAL .....	10
3.2. SENSORES DE TEMPERATURA .....	12
3.2.1. Circuitos integrados .....	12
3.2.2. Termopares .....	12
3.2.3. Termorresistencias .....	13
3.2.4. Termistores .....	13
3.3. ACTUADORES .....	14
3.3.1. Elemento calefactor .....	14
3.3.2. Ventilador .....	15
3.3.3. Pantalla LCD .....	16
3.4. CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL DERIVATIVO (PID) .....	17
3.4.1. Estructura del PID .....	17
3.4.2. Sintonización del controlador PID .....	20
3.5. MODULACIÓN DE ANCHURA DE PULSOS (PWM) .....	22
3.6. ARDUINO .....	23
3.6.1. Arduino Mega2560 .....	23
4. ANÁLISIS DE ALTERNATIVAS Y CRITERIOS DE ELECCIÓN .....	25
4.1. SENSORES DE TEMPERATURA .....	25
4.1.1. Circuito integrado a elegir .....	25
4.1.2. Termopar a elegir .....	27
4.1.3. Termorresistencia a elegir .....	28
4.1.4. Termistor a elegir .....	29
4.2. ACTUADORES .....	30
4.2.1. Elección del circuito de control de potencia del elemento calefactor .....	30
4.2.2. LCD a elegir .....	35
5. DISEÑO DE LA ELECTRÓNICA .....	39
5.1. MEDICIÓN DE LA TEMPERATURA .....	39
5.1.1. Cálculo y diseño del circuito acondicionador para el LM35 .....	39

---

5.1.2. Cálculo y diseño del circuito acondicionador para el Termopar Tipo J.....	40
5.1.3. Cálculo y diseño del circuito acondicionador para la PT-100.....	43
5.1.4. Cálculo y diseño del circuito acondicionador para la NTCLE305E.....	47
5.2. CONTROL DE POTENCIA.....	49
5.2.1. Cálculo y diseño del circuito de potencia.....	49
5.3. VISUALIZACIÓN DEL LCD .....	50
5.3.1. Diseño del circuito de conexión apropiado para el LCD .....	50
5.4. PLACA DE CIRCUITO IMPRESO (PCB).....	52
6. MODELADO DE LA MAQUETA.....	53
6.1. PROCESOS DE TRANSFERENCIA DE CALOR .....	53
6.1.1. Radiación .....	53
6.1.2. Conducción .....	54
6.1.3. Convección .....	55
6.2. MODELO MATEMÁTICO .....	57
6.2.1. Determinación de funciones.....	58
6.2.2. Resistencia y capacitancia térmicas.....	59
6.2.3. Función de transferencia.....	60
6.2.4. Sistema completo y obtención de los parámetros del PID .....	60
7. IMPLEMENTACIÓN DEL CÓDIGO.....	63
7.1. LECTURA DE LAS ENTRADAS ANALÓGICAS .....	63
7.1.1. Lectura de los sensores de temperatura .....	63
7.1.2. Lectura de los valores mediante potenciómetros.....	64
7.2. INTERRUPCIONES POR TIMER.....	65
7.3. CONTROLADOR PID.....	67
7.4. CONTROL PWM .....	67
7.5. VISUALIZACIÓN DEL LCD .....	69
8. METODOLOGÍA .....	70
8.1. DIAGRAMA DE GANTT .....	70
9. PRESUPUESTO.....	73
10. RESULTADOS .....	74
10.1. CONCLUSIONES.....	74
10.2. VÍAS FUTURAS .....	75
11. BIBLIOGRAFÍA Y REFERENCIAS .....	75
ANEXO I CODIGO ARDUINO.....	77
ANEXO II PLANOS Y DATASHEETS.....	83

---

---

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1 Maqueta didáctica MT-542.....	9
Figura 2 Diagrama del sistema a desarrollar.....	10
Figura 3 Diseño de la maqueta en 3D.....	10
Figura 4 Perspectiva caballera de la maqueta.....	11
Figura 5 Bastidor de aluminio para el proyecto.....	11
Figura 6 Efecto Seebeck.....	12
Figura 7 Comparación entre las características de los NTC y PTC.....	13
Figura 8 Resistencia de montaje en panel.....	15
Figura 9 Ventilador axial 12V DC.....	15
Figura 10 Partes de una pantalla LCD.....	16
Figura 11 Estructura PID.....	17
Figura 12 Respuesta de un sistema ante diferentes $K_p$ .....	18
Figura 13 Respuesta del sistema ante diferentes valores de $T_i$ .....	18
Figura 14 Extrapolación del error de control.....	19
Figura 15 Respuesta de un sistema ante diferentes valores de $K_d$ .....	19
Figura 16 Funcionamiento de la señal PWM en Arduino.....	22
Figura 17 Placa Arduino MEGA 2560.....	23
Figura 18 Termopar tipo J.....	28
Figura 19 Estructura y símbolo esquemático de un TRIAC.....	31
Figura 20 Formas de disparo del TRIAC.....	31
Figura 21 TRIAC controlando carga en modo DC.....	32
Figura 22 Estructura de un MOSFET de potencia.....	33
Figura 23 Estructura, símbolo y modelo equivalente de IGBT.....	33
Figura 24 Curva de funcionamiento del IGBT.....	34
Figura 25 IGBT controlando carga en modo DC.....	34
Figura 26 Display LCD de líneas.....	36
Figura 27 Adaptador I2C.....	36
Figura 28 Display LCD en matriz de puntos.....	37
Figura 29 Display OLED.....	37
Figura 30 Patillaje del LM35.....	39
Figura 31 Circuito de acondicionamiento para el sensor LM35.....	40
Figura 32 Relación gráfica $V_{in}$ y $V_{out}$ del LM35.....	40
Figura 33 Conexión para el AD594.....	41
Figura 34 Temperatura a medir en función de la salida AD594.....	42
Figura 35 Circuitos de acondicionamiento:.....	43
Figura 36 Fuente de corriente constante.....	44
Figura 37 Fuente de corriente constante con compensador de tres hilos.....	45
Figura 38 Circuito acondicionador para AO single supply.....	46
Figura 39 Circuito acondicionador para la PT-100.....	46
Figura 40 Recta de salida del circuito.....	47
Figura 41 Circuito de la fuente de corriente constante y NTC.....	48
Figura 42 Circuito de control de potencia de la resistencia calefactora.....	49
Figura 43 Display LCD de líneas 20x4.....	50
Figura 44 Nombre de los pines del LCD.....	50
Figura 45 Conexión entre Arduino y LCD 20x4.....	51
Figura 46 PCB de la etapa de potencia y el circuito de instrumentación PT-100.....	52
Figura 47 Radiación.....	53
Figura 48 Transmisión de calor por conducción.....	55

---

## TRABAJO FIN DE GRADO

---

Figura 49 Convección .....	55
Figura 50 Esquema simplificado del proceso .....	57
Figura 51 Analogía térmico-eléctrica del sistema .....	58
Figura 52 Discretización método Tustin mediante Matlab .....	60
Figura 53 Sistema de control en lazo cerrado de la maqueta.....	61
Figura 54 Obtención del PID utilizando Simulink.....	61
Figura 55 Respuesta del sistema.....	62
Figura 56 Diagrama de bloques del sistema .....	63
Figura 57 Esquema de conexión sensor - Arduino.....	63
Figura 58 Esquema eléctrico entre Arduino MEGA 2560 y un potenciómetro .....	65
Figura 59 Diagrama de Gantt.....	70
Figura 60 Cronograma del diagrama de Gantt.....	72

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1 Método de Ziegler y Nichols - Método 1 .....	21
Tabla 2 Método de Ziegler y Nichols - Método 2 .....	21
Tabla 3 Sensores de temperatura con voltajes de salida .....	25
Tabla 4 Sensores de temperatura con corriente de salida .....	26
Tabla 5 Sensores de temperatura con resistencia de salida .....	26
Tabla 6 Sensores de temperatura de salida digital .....	26
Tabla 7 Tipos de termopares y sus características .....	27
Tabla 8 Tipos de RTDs dependiendo del metal de fabricación .....	28
Tabla 9 Principales diferencias entre PTC y NTC .....	29
Tabla 10 Obtención tensiones de salida (rango 0°C y 150°C ) PT-100 .....	45
Tabla 11 Obtención de tensiones de salida NTC (rango 0°C y 125°C).....	48
Tabla 12 Conexión entre Arduino y LCD 20x4 .....	51
Tabla 13 Registros de configuración Timer 4 .....	66
Tabla 14 Relación Timer 5 con los pines de Arduino .....	68
Tabla 15 Registros de configuración Timer 5.....	68
Tabla 16 Tareas y temporización para el diagrama de Gantt .....	72
Tabla 17 Presupuesto del material.....	73
Tabla 18 Presupuesto de la propiedad intelectual y organización documentada.....	74

---

## 1. INTRODUCCIÓN

Este proyecto, con enfoque teórico y finalidad práctica, tratará sobre el diseño de una maqueta funcional de código abierto a escala de laboratorio, que posibilite la realización de diversas prácticas para el estudio de las asignaturas de regulación y control industrial.

La maqueta estará centrada en el estudio de sistemas térmicos y, en concreto, imitará el comportamiento de un volumen de aire que podrá ser calentado mediante una resistencia calefactora y unos controladores. También incorporará una serie de elementos de medida, un sistema de control y un sistema de refrigeración por medio de un ventilador y unas aperturas laterales en la pared de la cámara.

El sistema de control estará basado en un controlador ATMEL montado en plataforma Arduino sobre el cual se implementará un controlador PID así como todo el resto de software necesario para la adquisición y tratamiento de las señales implicadas en el proceso. Así mismo, este controlador permitirá la conexión con un ordenador personal de cara a poder representar y analizar las respuestas obtenidas.

### 1.1. OBJETIVOS

Los objetivos específicos del presente trabajo fin de grado se van a clasificar en objetivos de carácter técnico y objetivos de carácter personal.

Objetivos técnicos:

- Elaboración de una guía de construcción de una maqueta de regulación y control de temperatura basado en *open source*.
- Elaboración de un interface para la comunicación del ordenador con la maqueta y la visualización de los resultados.
- Integración del sistema de control con un software de tratamiento de señales.

Objetivos personales:

- Poner en práctica varias de las competencias propias del Grado de Electrónica Industrial y Automática.
- Realizar un proyecto que integre los conocimientos adquiridos en varias de las asignaturas del grado

### 1.2. ALCANCE

En primer lugar, se establecerán las especificaciones para el diseño de un sistema térmico dotado de una resistencia calefactora (controlada por un driver de potencia), cuatro sensores diferentes de temperatura, un ventilador que permitirá la introducción de una perturbación y un interface de usuario que permita la visualización y la manipulación de los parámetros de control.

Se planteará también la comunicación con el ordenador de forma que se pueda visibilizar en él la respuesta temporal del sistema y las diferentes variables del sistema.

Si bien queda fuera del alcance del presente proyecto, se establecerán las bases y se realizará un diseño que permita la integración del sistema con software especializado de tratamiento de señales como Matlab o Scilab.

Ya que el objetivo ideal del proyecto es ser usado por estudiante para la aplicación de sus conocimientos teóricos acerca de esta materia, se prevé la redacción de una serie de guiones de prácticas de laboratorio con el fin de desarrollar diferentes estudios y aplicaciones para el control de la planta térmica.

### 1.3. JUSTIFICACIÓN

Por una parte el *open software*, el *open hardware* y el *open knowledge* son algo más que una serie de dispositivos, programas y artículos de bajo coste y libre distribución, es también una filosofía que pone en valor la innovación basada en el trabajo cooperativo y en el intercambio de conocimientos.

Esta filosofía y estos dispositivos y recursos se presentan como una oportunidad para el desarrollo de una maqueta que permita el estudio de una materia, como es la regulación y el control automático, de una forma más clara y precisa para estudiantes. Además, el propio montaje de la maqueta (a partir de la guía propuesta en este proyecto) será en sí mismo un proceso de aprendizaje propio de la ingeniería electrónica.

En el mercado, como se verá en el siguiente apartado, existen varias maquetas didácticas orientadas al estudio de la regulación y el control industrial, pero presentan varios problemas. El primero de estos problemas es su alto coste (entre 4000 y 7000€) por maqueta y el segundo es que sólo permiten la interacción con un sistema de control ya diseñado.

Este proyecto plantea la propia construcción de la maqueta como actividad de aprendizaje que permitirá poner en práctica conocimientos de electrónica de potencia, de instrumentación electrónica, de programación de microcontroladores y de control discreto entre otros.

Por otra parte, el proyecto elegido para acabar el grado tiene que ser uno que englobe muchos de los conocimientos adquiridos durante los años de aprendizaje y es por ello que se eligió éste, ya que introduce diversos campos: automática, electrónica, programación, control... Además, el estudio y desarrollo de dicho Trabajo Fin de Grado concluirá, una vez aprobado el mismo, con la obtención del título de Electrónica Industrial y Automática.



## 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]

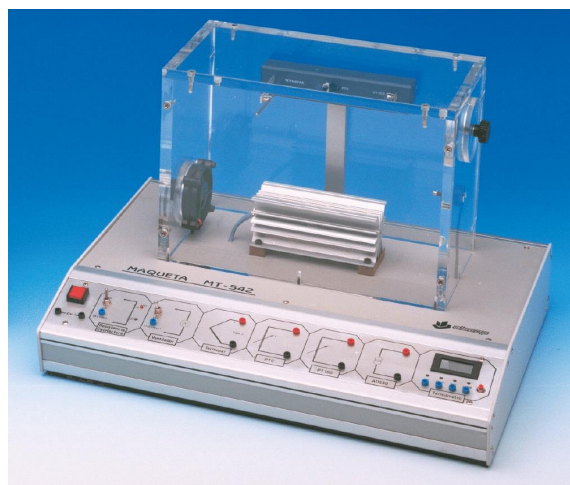


Figura 1 Maqueta didáctica MT-542  
(Fuente: [www.alecop.com/](http://www.alecop.com/))

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

El sistema a desarrollar constará de las partes que se muestran en el siguiente diagrama. Para la sensorización se utilizarán cuatro sensores de temperatura diferentes, la justificación de los mismos se hará más adelante, al igual que los demás elementos del diagrama.

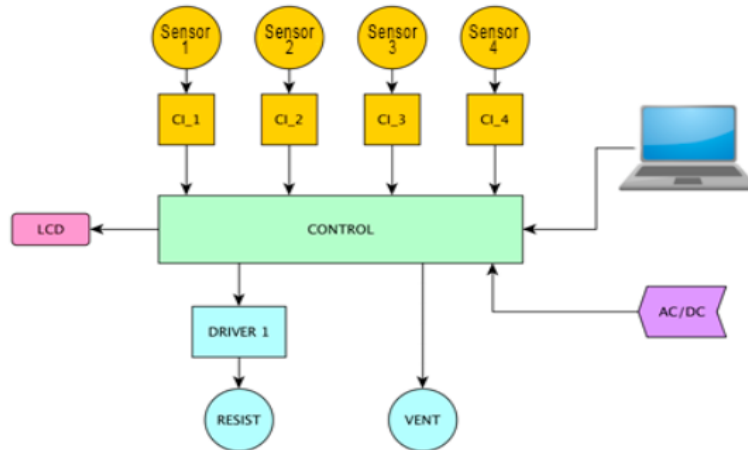


Figura 2 Diagrama del sistema a desarrollar

Todos los dispositivos del diagrama se van a implementar en una maqueta hecha de aluminio donde ira acoplada la cámara rectangular con medidas de 24x12x20cm. Dicha cámara va a estar construida de policarbonato ya que tiene unas propiedades térmicas más que aceptables, con un calor específico aproximado a  $1200 \text{ J}/(\text{K} \cdot \text{kg})$ , 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  $-100^\circ\text{C}$  y  $130^\circ\text{C}$ . En la parte inferior de la cámara, donde se colocará la resistencia calefactora, habrá una plancha de madera como aislante térmico.

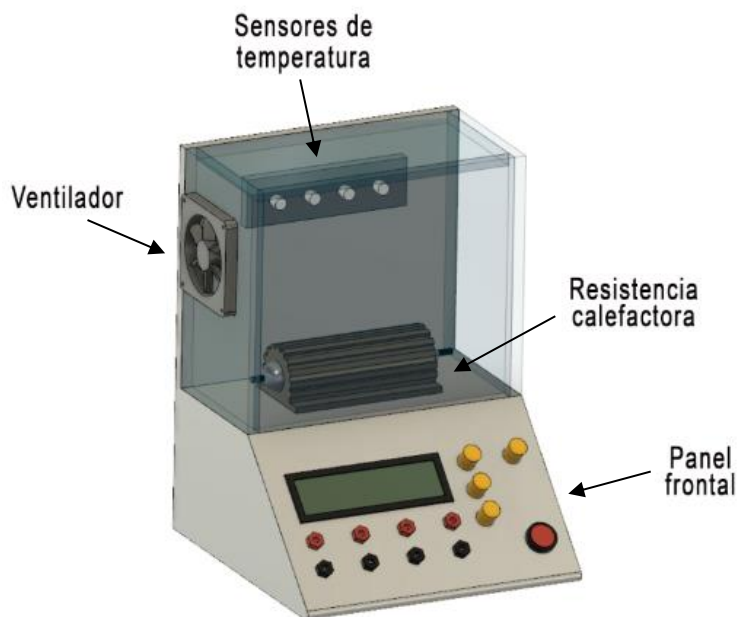


Figura 3 Diseño de la maqueta en 3D

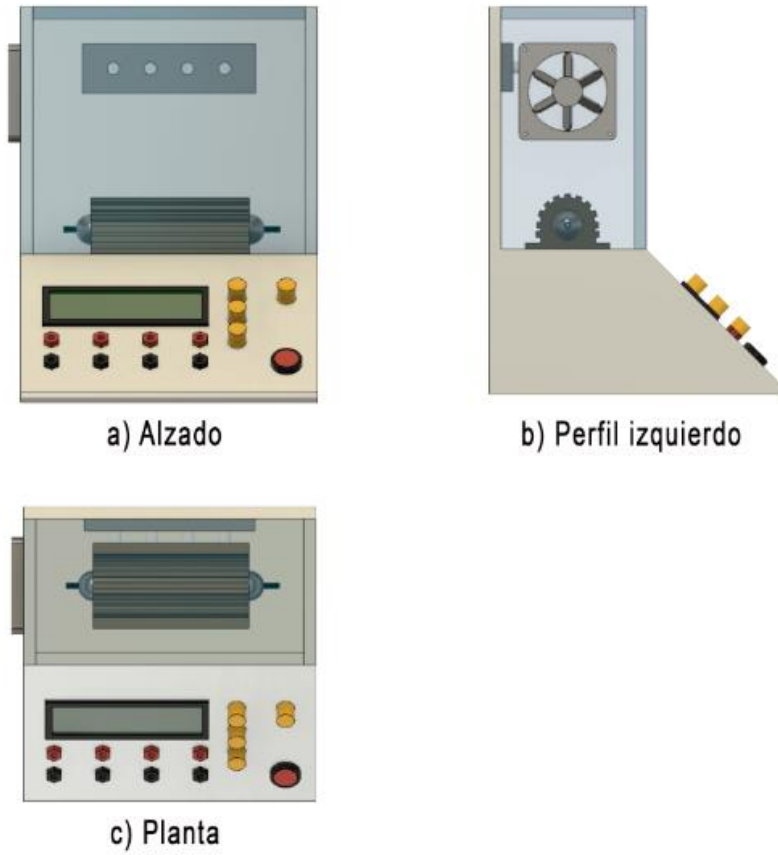


Figura 4 Perspectiva caballera de la maqueta

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.

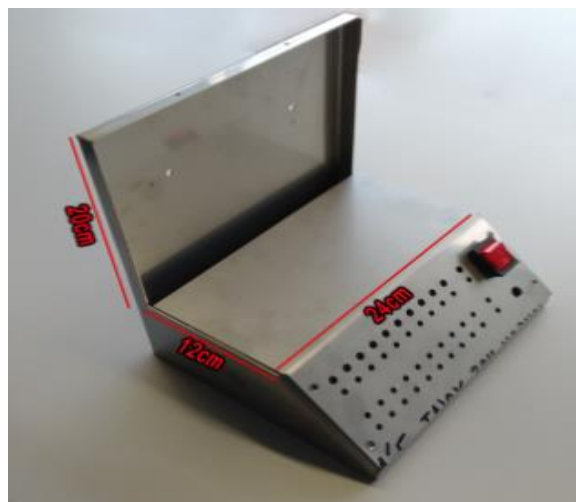


Figura 5 Bastidor de aluminio para el proyecto

### 3.2. SENSORES DE TEMPERATURA

Un sistema para sensar 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 seleccionaran 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 RDTs 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 ( $-40^{\circ}\text{C}$ ,  $120^{\circ}\text{C}$ ), bajo coste, buena exactitud y sobre todo su que la mayoría son dispositivos lineales. Sin embargo, también tiene sus contras, como la necesidad de una fuente de alimentación, su lentitud y el autocalentamiento. [2]

Este tipo de sensores se suele 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]

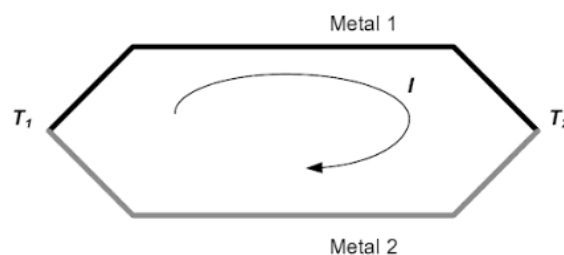


Figura 6 Efecto Seebeck

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, aunque también se utilizan otros materiales cuyas características se recogen en la tabla siguiente. Típicamente tienen una resistencia entre 20Ω y 20kΩ. 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 es en la práctica estable pero no tiene un ajuste perfecto para la mayoría de los RTDs, así que las modificaciones leves se deben hacer a menudo. Comúnmente, las características de temperatura de un RTD se especifican como un solo número (la “alfa”), representando el coeficiente medio de temperatura sobre 0 hasta 100 °C de rango de temperatura calculado por: [5]

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

Las principales ventajas de los RTDs son la alta linealidad en comparación con las termocuplas y además, destaca su estabilidad y precisión en la medición. Por el contrario, su precio, la necesidad de una fuente de corriente, su baja  $\Delta R$  y su autocalentamiento son sus hándicaps. [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]

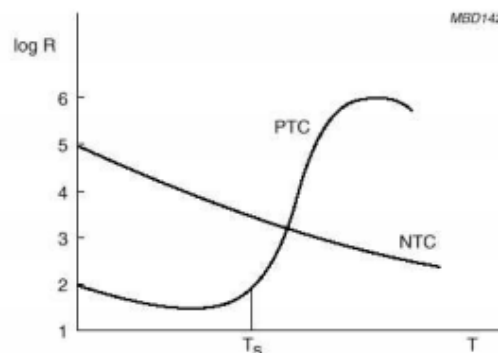


Figura 7 Comparación entre las características de los NTC y PTC

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

$$T = \frac{1}{A_0 + A_1 \ln(R_T) + A_3 (\ln R_T)^3}$$
$$\ln(R_T) = B_0 + B_1/T + B_3/T^3$$

donde:  $A_0, A_1, A_3, B_0, B_1, B_3$  = los contenidos provistos por el fabricante del termistor  
 $T$  = la temperatura en kelvin (K)  
 $R_T$  = la resistencia del termistor a temperatura  $T$  ( $\Omega$ )

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 ha optado 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  $-55^\circ\text{C}$  y  $200^\circ\text{C}$ . Esta resistencia es de  $220\Omega$  con una tolerancia de  $\pm 5\%$  y unas dimensiones de  $41.8 \times 72.5 \times 184.4\text{mm}$ . Su potencia nominal es de  $300\text{W}$  a corriente continua, pero para

## TRABAJO FIN DE GRADO

lograr ese rendimiento máximo de potencia viene equipado con un disipador térmico. Con este elemento se conseguiría una corriente de unos 1.17A. (Ver hoja de características en anexos)



Figura 8 Resistencia de montaje en panel  
(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 9m<sup>3</sup>/h. Gracias a su diseño, su nivel de ruido es muy reducido (18.2dB), siendo un ventilador silencioso.



Figura 9 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.

## TRABAJO FIN DE GRADO

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]

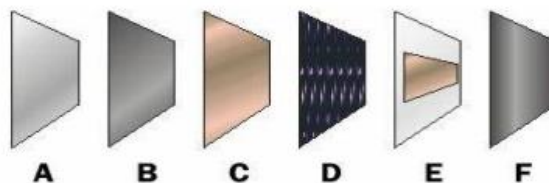


Figura 10 Partes de una pantalla LCD



### 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]

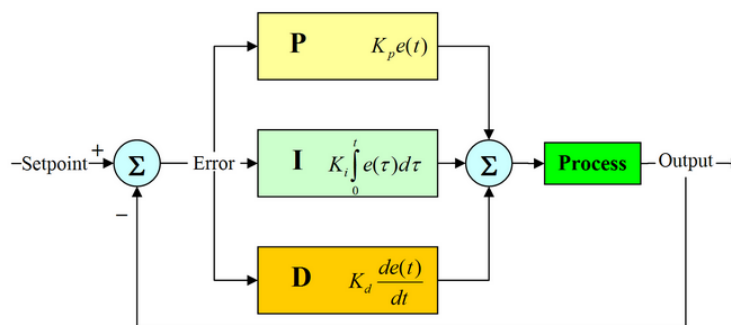


Figura 11 Estructura PID

$$\text{Error} = \text{Consigna} - \text{Valor medido}$$

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

#### 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  $u(t) = K_p \cdot e(t)$ , 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.

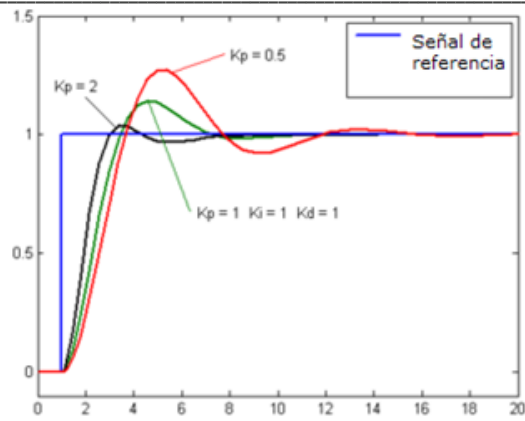


Figura 12 Respuesta de un sistema ante diferentes Kp

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 esta 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 esta 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.

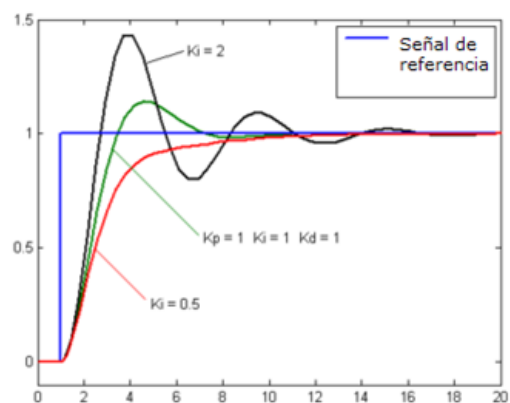


Figura 13 Respuesta del sistema ante diferentes valores de  $T_i$

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

### 3.4.1.3. Acción derivativa

Esta acción actúa cuando hay un cambio en valor absoluto del error. Por lo tanto no se empleara 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 está 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.

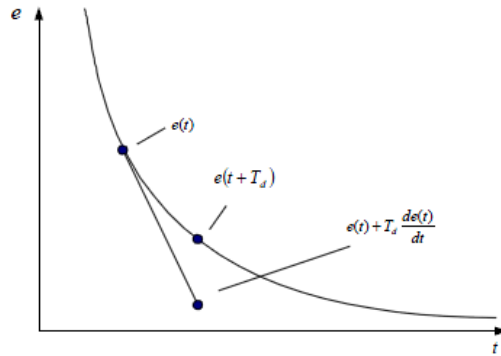


Figura 14 Extrapolación del error de control

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.

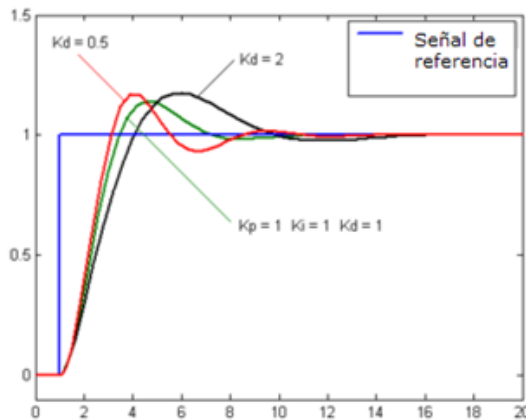


Figura 15 Respuesta de un sistema ante diferentes valores de Kd

### **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:

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{K e^{-Ls}}{Ts + 1}$$

## TRABAJO FIN DE GRADO

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	$\frac{T}{KL}$	$\infty$	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	$0.5 K_c$	$\infty$	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 DE 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 Ton (VCC) y Toff (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

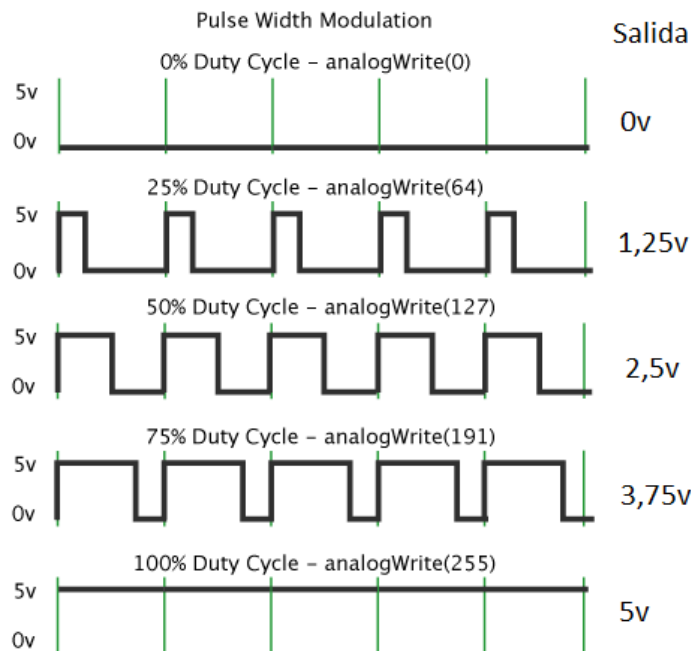


Figura 16 Funcionamiento de la señal PWM en Arduino

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 ATMEL 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 este 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.

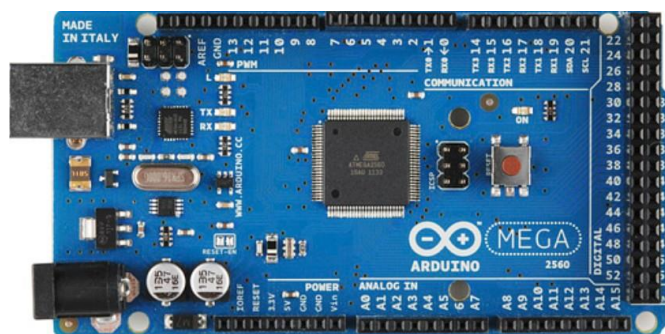


Figura 17 Placa Arduino MEGA 2560

## TRABAJO FIN DE GRADO

---

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	$\frac{10mV}{°C}$ 500mV/offset	-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

Sensor	Salida	Rango de Temperaturas	Precisión	Precio	Comentario
<b>AD590</b>	1 $\mu$ 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
<b>TMP17</b>	1 $\mu$ 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
<b>LM134</b> <b>LM234</b> <b>LM334</b>	Programable 0.1 $\mu$ V/K a 4 $\mu$ 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](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
<b>KTY81</b> <b>KTY82</b> <b>KTY83</b> <b>KTY84</b> <b>KTY85</b>	1K o 2K a 25°C	-55°C a 150°C	$\pm 1^\circ\text{C}$ a $\pm 12^\circ\text{C}$
<b>KYY10</b> <b>KYY11</b> <b>KYY13</b>	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](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
<b>LM56</b>	2 comparadores con umbral definible	-40°C a 125°C	$\pm 3^\circ\text{C}$ y $\pm 4^\circ\text{C}$	Termostato con dos salidas con histéresis
<b>TMP03</b> <b>TMP04</b>	Modulación por ancho de pulsos	-25°C a 100°C	$\pm 4^\circ\text{C}$	Salida nominal con 35Hz
<b>DS1620</b>	Serie de cable con resolución entre 0.5°C	-55°C a 125°C	$\pm 0.5^\circ\text{C}$ y $\pm 5^\circ\text{C}$	Buena tolerancia sin calibrar

(Fuente: [http://robots-argentina.com.ar/Sensores\\_integradost.htm](http://robots-argentina.com.ar/Sensores_integradost.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 ha optado 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 sobre todo se ha elegido por su uso habitual por estudiantes y aficionados y por su bajo coste, ya que se pueden comprar unas 10 unidades por un poco más de 7€.

Una de sus principales ventajas es que está directamente calibrado a grados Celsius y que no hay que hacer ningún tipo de conversión ni calibración externa, su salida analógica puede ser conectada directamente a un microcontrolador, si bien es cierto que un circuito de amplificación ayudaría en la resolución de las medidas.

Su desventaja es que solo puede medir temperaturas entre 2°C y 150°C o utilizar voltajes negativos, pero para este proyecto el rango del LM35 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 tienen 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
<b>Tipo J</b>	Hierro-Constantan	0°C a 760°C	51µV/°C	Oxidante, inerte, vacío, reductor
<b>Tipo K</b>	Chromega-Alomega	-200°C a 1260°C	40µV/°C	Completamente inerte
<b>Tipo T</b>	Cobre-Constantan	-200°C a 371°C	40µV/°C	Corrosivo, húmedo
<b>Tipo E</b>	Chromega-Constantan	-200°C a 900°C	60µV/°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 51µV/°C (a 25°C). (Ver hoja de anexos)



Figura 18 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
<b>Cobre</b>	Cu	-200 °C a 260 °C	0.00427	Bajo coste
<b>Molibdeno</b>	Mo	-200 °C a 200 °C	0.00300 0.00385	Bajo coste, alternativa al platino para rangos bajos de temperatura
<b>Níquel</b>	Ni	-80 °C a 260 °C	0.00572	Bajo coste, rango limitados de temperaturas
<b>Platino</b>	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**

**4.1.3.1. 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 resistencia cuyo valor óhmico depende de la temperatura. Esta resistencia se caracteriza por su disminución del valor óhmico a medida que aumenta la temperatura, por tanto presenta un coeficiente de temperatura

El coeficiente de temperatura ( $\alpha$ ) 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.

En el caso de la resistencia PTC es una resistencia cuyo valor óhmico depende de la temperatura. Esta resistencia se caracteriza por el aumento del valor óhmico a medida que aumenta la temperatura, por tanto presenta un coeficiente de temperatura positivo.

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
$T_{max} \approx 600^\circ C$	$T_{max} \approx 200^\circ C$

**4.1.3.2. 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  $80^\circ\text{C}$ , aunque su rango de medida es de  $-40^\circ\text{C}$  a  $125^\circ\text{C}$ .

## 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:

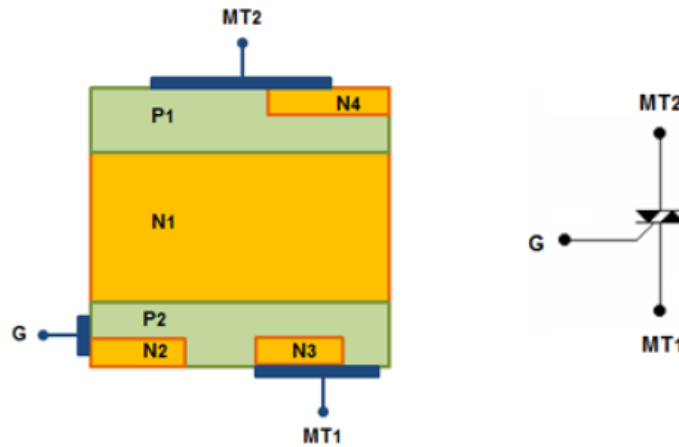


Figura 19 Estructura y símbolo esquemático de un TRIAC

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 5.44 se representan todos los posibles disparos.

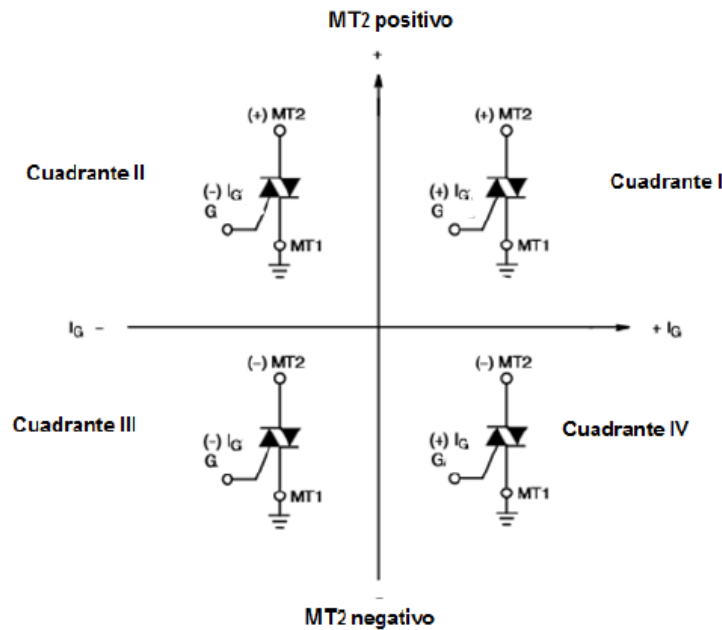


Figura 20 Formas de disparo del TRIAC

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

## TRABAJO FIN DE GRADO

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]

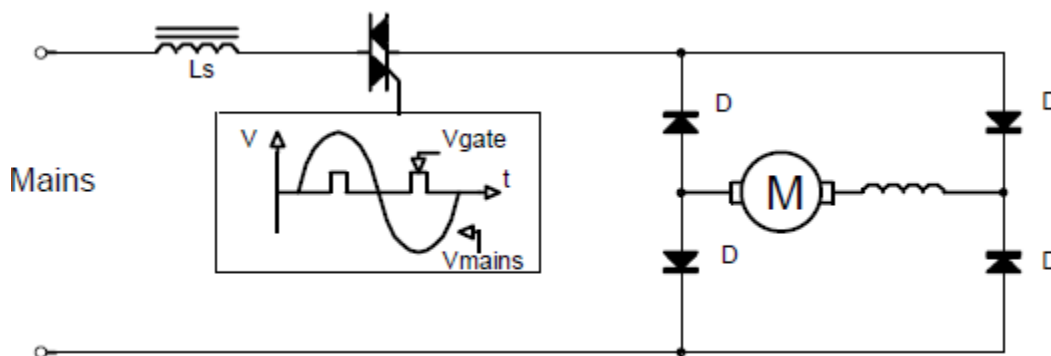


Figura 21 TRIAC controlando carga en modo DC  
(Fuente: ST Microelectronics)

### 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  $V_{DS}$  adecuada, se controla el flujo de carga que atraviesa el dispositivo. Difieren en sus características constructivas de los MOSFET de baja potencia.



## TRABAJO FIN DE GRADO

Cuando se aplica una tensión  $V_{GS}$  positiva, se atraen electrones del substrato P y se acumulan en la superficie bajo la capa de óxido. Si  $V_{GS}$  es mayor o igual al potencial umbral  $V_T$ , 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.

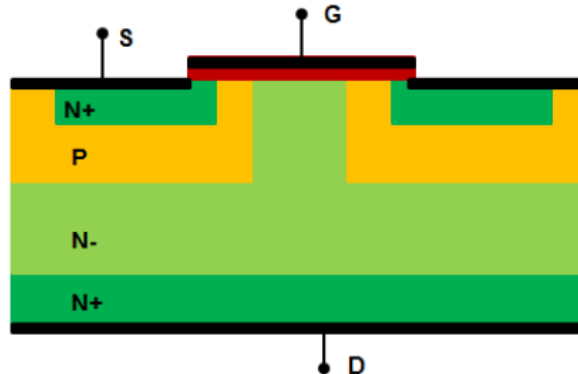


Figura 22 Estructura de un MOSFET de potencia

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.

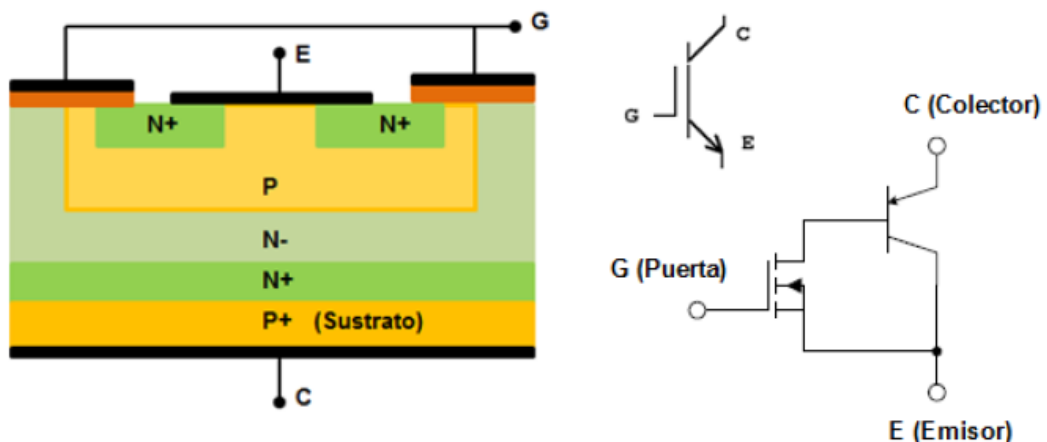


Figura 23 Estructura, símbolo y modelo equivalente de IGBT

## TRABAJO FIN DE GRADO

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]

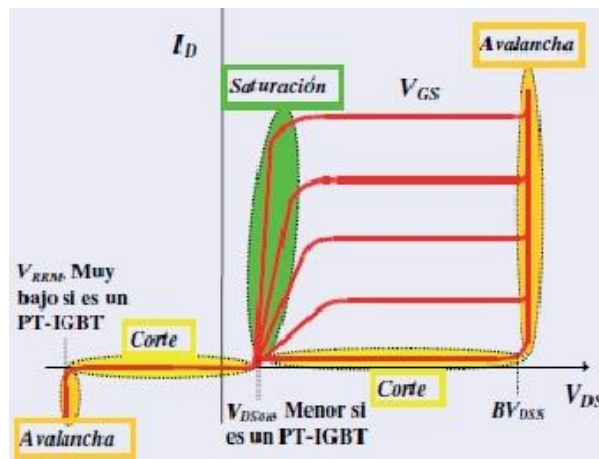


Figura 24 Curva de funcionamiento del IGBT

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

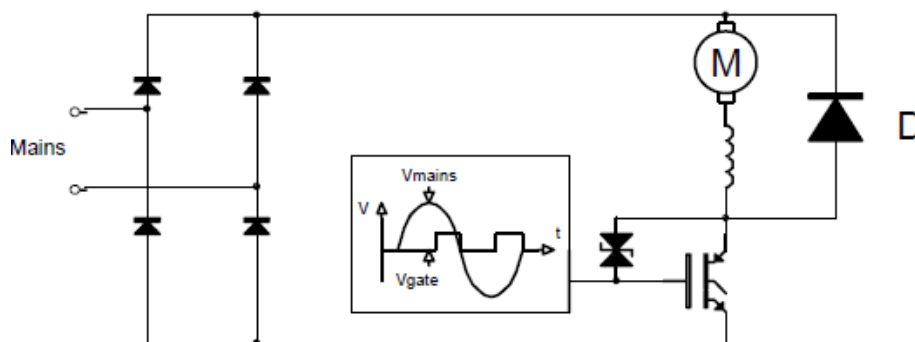


Figura 25 IGBT controlando carga en modo DC  
(Fuente: ST Microelectronics)

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 como 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 26 Display 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 un 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 27 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 píxeles. Un display muy común es el de 128x64 lo que nos permite dibujar menús y elementos gráficos que hacen mucho más agradable el interface gráfico de cara al usuario.



Figura 28 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 29 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 LM35

El LM35 es un sensor de temperatura que su salida es analógica y lineal, es decir, te proporciona un voltaje proporcional a la temperatura, a diferencia de otros dispositivos como los termistores en los que la medición de temperatura se obtiene de la medición de su resistencia eléctrica.

Las características de un LM35 son las siguientes:

- **Resolución:** 10mV por cada grado centígrado.
- **Voltaje de alimentación:** Desde 4Vdc hasta 20Vdc.
- **Tipo de medición.** Salida analógica.
- **Rango de medición:** -55°C (-550mV) a 150°C (1500mV).
- **No requiere calibración.**
- **Precisión:**  $\pm\frac{1}{4}^{\circ}\text{C}$ .
- **Consumo de corriente:** 60 $\mu\text{A}$
- Calibrado para medir  $^{\circ}\text{C}$ .
- Baja impedancia

El patillaje del LM35 se muestra en la siguiente imagen. Los pines extremos son para alimentación, Vcc (en este caso a 5V) y GND, mientras que el pin central proporciona la medición en una referencia de tensión ( $V_{OUT}$ ), a razón de 10mV/ $^{\circ}\text{C}$ .

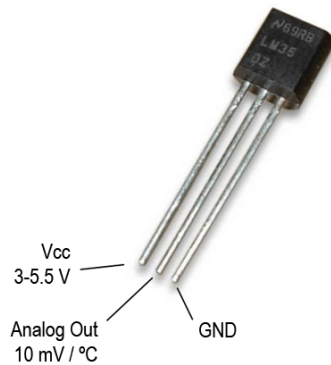


Figura 30 Patillaje del LM35

Para este sensor normalmente no se suelen emplear componentes externos de acondicionamiento de señal, pero en este caso como el incremento del LM35 es de 10mV/ $^{\circ}\text{C}$  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 son de 0V a 5V.

Se va a implementar un filtro pasa bajo de primer orden para atenuar las frecuencias más altas y un amplificador de ganancia 3.3 en un rango de temperatura de [0  $^{\circ}\text{C}$  - 150 $^{\circ}\text{C}$ ] para que:

$$\begin{cases} V_{IN} = 0V \rightarrow V_{OUT} = 0V \\ V_{IN} = 1,5V \rightarrow V_{OUT} = 5V \end{cases}$$

## TRABAJO FIN DE GRADO

Para la implementación del amplificador no inversor se han utilizado una resistencia normalizadas  $R_2=2k\Omega$  y  $R_1=1k\Omega$ .

$$V_{out} = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) V_{in} \rightarrow 5V = G \cdot 1.5V \rightarrow G = 3.33$$

El filtro pasa bajo se ha diseñado para una frecuencia de corte de 5Hz, para ello se han empleado una  $R_3=4k\Omega$  y un condensador cerámico de  $C=6.8\mu F$ , utilizando la siguiente formula:

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

El circuito diseñado es el siguiente:

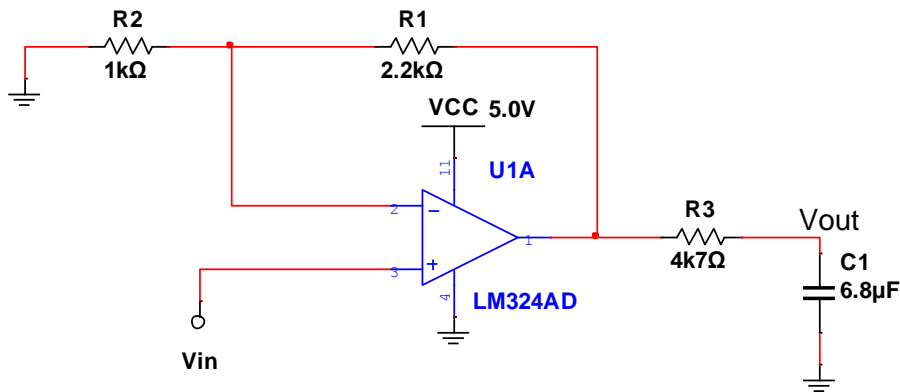


Figura 31 Circuito de acondicionamiento para el sensor LM35

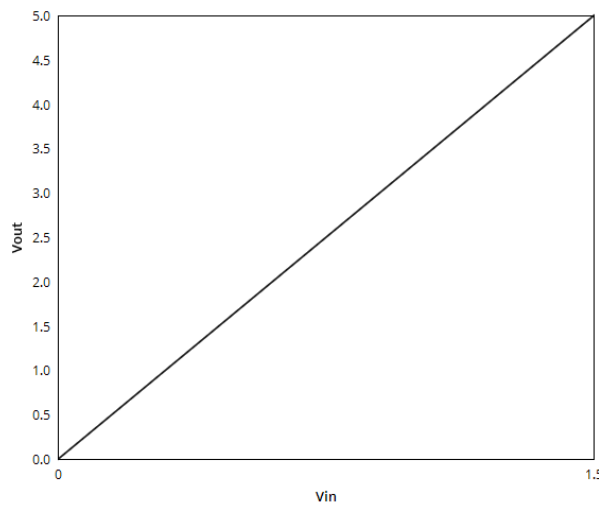


Figura 32 Relación gráfica  $V_{in}$  y  $V_{out}$  del LM35

### 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 los AD594 de Analog Devices, el cual se emplea para



## TRABAJO FIN DE GRADO

termopares tipo J y es el dispositivo que se va a emplear para el acondicionamiento de la señal, por su fiabilidad y relativo bajo costo. [19]

El AD594 es un amplificador de instrumentación que realiza la compensación de temperatura en la juntura del termopar (punto de hielo) produce un nivel de salida de voltaje alto a partir de la señal proveniente de la termopar. Además posee, un compensador lineal y una salida de alarma. Dentro de sus características generales, poseen una alta impedancia de entrada, se alimentan de 5V y suministran una salida de 10mV/°C. [6]

Como se demuestra en la figura, el termopar se conecta a los pines 1 y 14, las entradas a un amplificador diferencial de fase. Este es un amplificador que usa la temperatura local como su referencia.

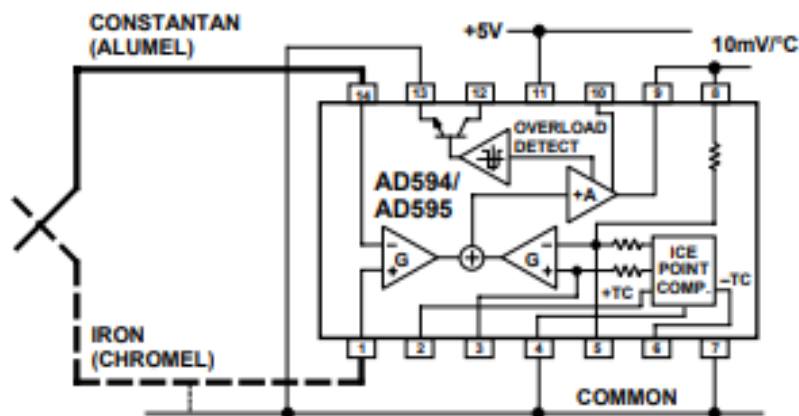


Figura 33 Conexión para el AD594

El AD594 se comporta como dos amplificadores diferenciales. Las salidas se suman y se utilizan para controlar un amplificador de alta ganancia.

En funcionamiento normal, la salida del amplificador principal, en la patilla 9, está conectado a la red de realimentación, en el pin 8. Señales de termopar aplicadas a la etapa de entrada flotante, en los pines 1 y 14, son amplificadas por ganancia G del amplificador diferencial y luego se amplifican aún más por el aumento de A en el amplificador principal.

La salida del amplificador principal se alimenta de nuevo a una segunda etapa diferencial en una conexión inversora. La señal de realimentación es amplificada por esta etapa y también se aplica a la entrada del amplificador principal a través de un circuito sumador. Debido a la inversión, el amplificador hace que la regeneración sea conducida a reducir esta señal de diferencia a un valor pequeño. Los dos amplificadores diferenciales se hacen para que coincidan y tener ganancias idénticas, G. Como resultado, la señal de realimentación que se debe aplicar al amplificador diferencial de la derecha coincidirá con precisión la señal de entrada de termopar cuando la señal de diferencia se ha reducido a cero.

El pin 13, está dedicado para la alarma, pero si no se utiliza se conecta a común al V- (pin 7). Asimismo, existen los terminales de compensación de temperatura (+C y - C) en los pines 2 y 6 para suministrar pequeñas corrientes de calibración.

## TRABAJO FIN DE GRADO

Algunas características acerca de este integrador son

- El circuito está calibrado a una temperatura de 25 °C para un termopar tipo J.
- A la temperatura de 25 °C la sensibilidad del termopar es 51,08  $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ .
- A la temperatura de 25 °C la ganancia del amplificador de instrumentación es:

$$G_{AD594} = \frac{10 \text{ mV}/^\circ\text{C}}{51,7 \mu\text{V}/^\circ\text{C}} = 193,4$$

- El circuito integrado introduce un offset en la salida del amplificador de 16  $\mu\text{V}$ , por tanto, la tensión exacta de salida para 25 °C es:

$$V_{AD594 \text{ OUT}} = (V_{\text{termopar J}} + 16 \cdot 10^{-3} \text{ mV}) 193,4 \quad (\text{mV})$$

$$V_{AD594 \text{ OUT}} = (1.277 + 16 \cdot 10^{-3} \text{ mV}) 193,4 = 250 \text{ mV}$$

Teniendo en cuenta que el comportamiento de un termopar es no lineal, es decir, que la sensibilidad de 51.08  $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$  solo es cierta para temperaturas alrededor de 25 °C. Para prevenir el error producido por esa no linealidad en el momento de medir temperaturas diferentes a 25 °C se tendría que aplicar la sensibilidad apropiada para cada caso.

$$\text{Sensibilidad}_{\text{Termopar J}} \left( \frac{\mu\text{V}}{^\circ\text{C}} \right) = \frac{V_{\text{termopar J}} (\mu\text{V})}{T (^\circ\text{C})}$$

$$\text{Ganancia}_{AD594} = \frac{V_{AD594 \text{ OUT}} (\text{mV})}{V_{\text{termopar J}} (\text{mV}) + 0.016}$$

En este proyecto se controlará la temperatura producida por una resistencia calefactora, con lo cual se trabajará con temperaturas comprendidas entre 0 °C y 150 °C

Si se toman los puntos comprendido de la tabla entre [0°C, 150 °C] y se aplica un método numérico de aproximación, se consigue la ecuación aproximada que caracteriza el comportamiento del sistema. (Ver hoja de características en anexos)

$$T = -0.049 + 0.098 V_{AD594 \text{ OUT}}$$

donde: T = Temperatura que se desea medir (°C)

$V_{AD594 \text{ OUT}}$  = Tensión de salida del AD594 (mV).

La ecuación aproximada conseguida sigue un comportamiento lineal, despreciando el error. La siguiente figura muestra la recta de aproximación:

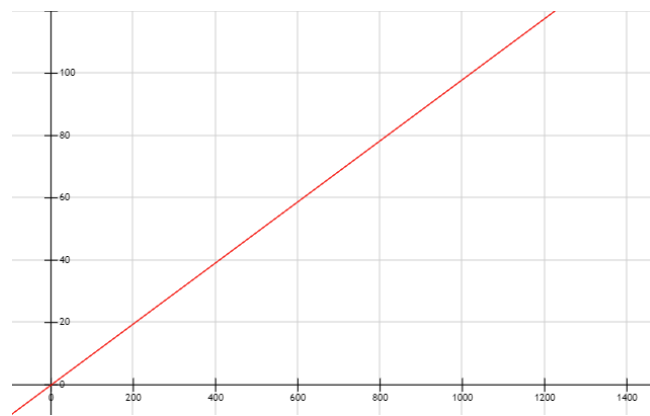


Figura 34 Temperatura a medir en función de la salida AD594

## TRABAJO FIN DE GRADO

El proceso para medir cada una de las temperaturas lo podemos resumir en los siguientes pasos:

1. Medida de la tensión de salida del AD594 ( $V_{AD594}$ ).
2. Cálculo de la temperatura a la que está sometido el termopar (T):

$$T = -0.049 + 0.098 V_{AD594_{OUT}}$$

### 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  $\alpha = 0.00385\text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$

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

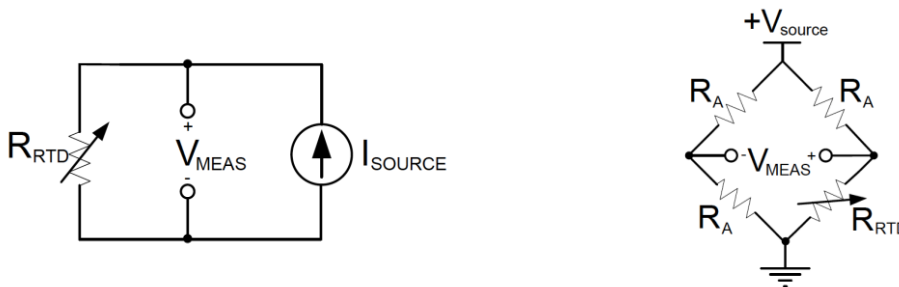


Figura 35 Circuitos de acondicionamiento:  
a) Fuente de corriente b) Puente de Wheatstone  
(Fuente: Texas Instruments)

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.

## TRABAJO FIN DE GRADO

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.

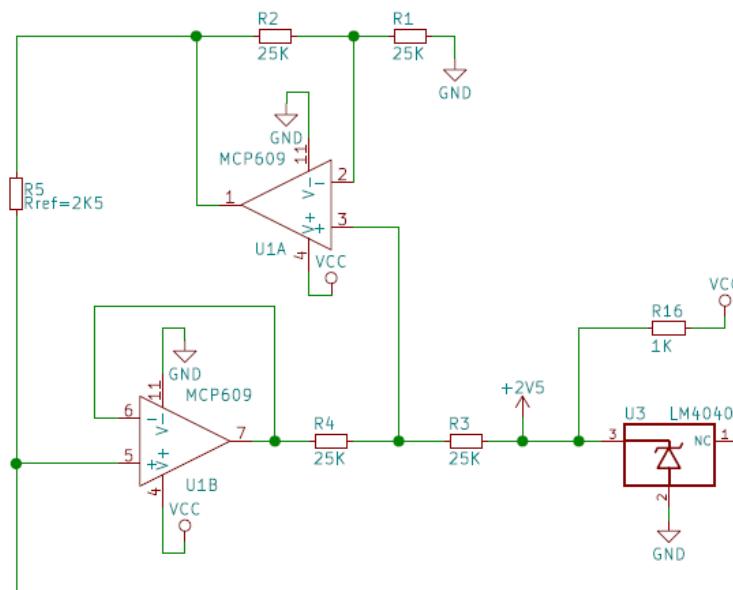


Figura 36 Fuente de corriente constante

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.

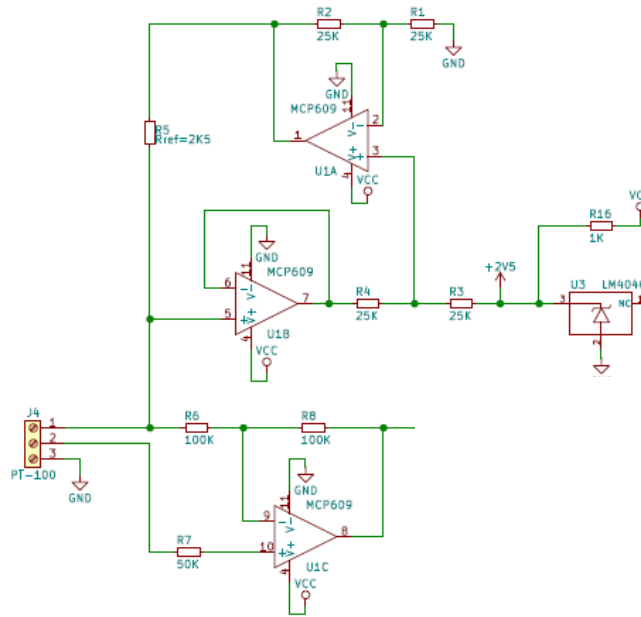


Figura 37 Fuente de corriente constante con compensador de tres hilos

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

$$V_o = 2V_b - V_a$$

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.

**TRABAJO FIN DE GRADO**

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

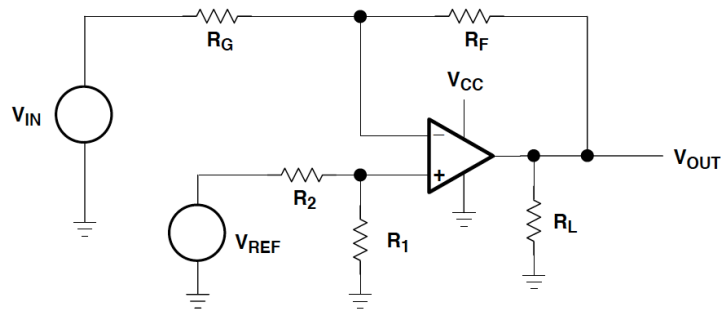


Figura 38 Circuito acondicionador para AO single supply

Este circuito presenta una salida lineal de la forma:  $V_{OUT} = -m \cdot V_{IN} + b$  y se añaden los valores deseados para  $V_{OUT}$  y  $V_{IN}$ .

$$\begin{cases} 5 = -0.1 + b \\ 0 = -0.158m + b \end{cases} \rightarrow m = 86.21 \text{ y } b = 13.62$$

Esto se demuestra analizando el circuito y obteniendo su función de transferencia:

$$V_{OUT} = -V_{IN} \left( \frac{R_F}{R_G} \right) + V_{REF} \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left( \frac{R_F + R_G}{R_G} \right)$$

Igualando los términos de la función de transferencia con la pendiente (m) y el offset (b) deseados, se obtienen los valores de las resistencias.

Ajustando los valores calculados a valores normalizados de resistencias, se han obtenido los siguientes valores:

$$\begin{aligned} R_F &= 86K6 & R_1 &= 1K \\ R_G &= 1K & R_2 &= 15K4 \\ V_{REF} &= 2,5V \end{aligned}$$

De esta forma, el circuito final obtenido es el que se muestra en la siguiente figura:

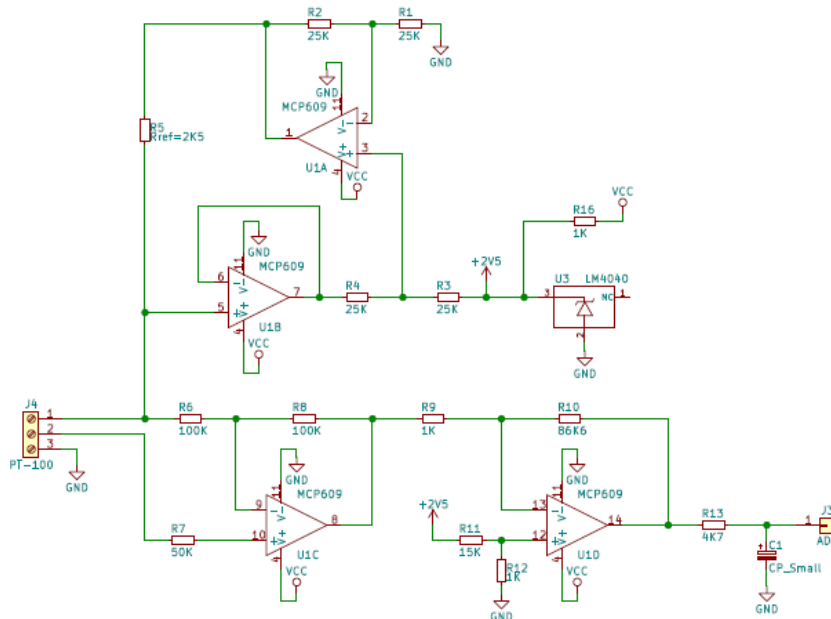


Figura 39 Circuito acondicionador para la PT-100

Como puede observarse, se ha añadido a la salida un sencillo filtro pasa bajo de primer orden con una frecuencia de corte de 1Hz.

La salida del circuito en función de la variación de tensión obtenida en la PT100 será:

$$V_{OUT} = -86.21 V_{IN} + 13.62$$

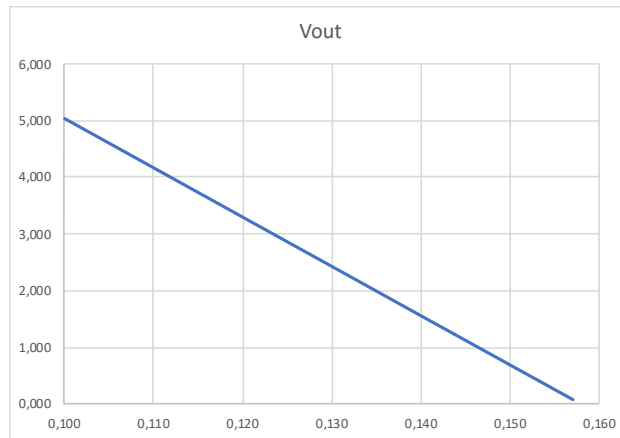


Figura 40 Recta de salida del circuito

#### 5.1.4. Cálculo y diseño del circuito acondicionador para la NTCLE305E

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  $-40^{\circ}\text{C}$  a  $125^{\circ}\text{C}$  y los valores para el rango de temperatura deseados son de:

$$\begin{cases} T = 5^{\circ}\text{C} \rightarrow R(T) = 4.68\text{K}\Omega \\ T = 125^{\circ}\text{C} \rightarrow R(T) = 98.13\Omega \end{cases}$$

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.

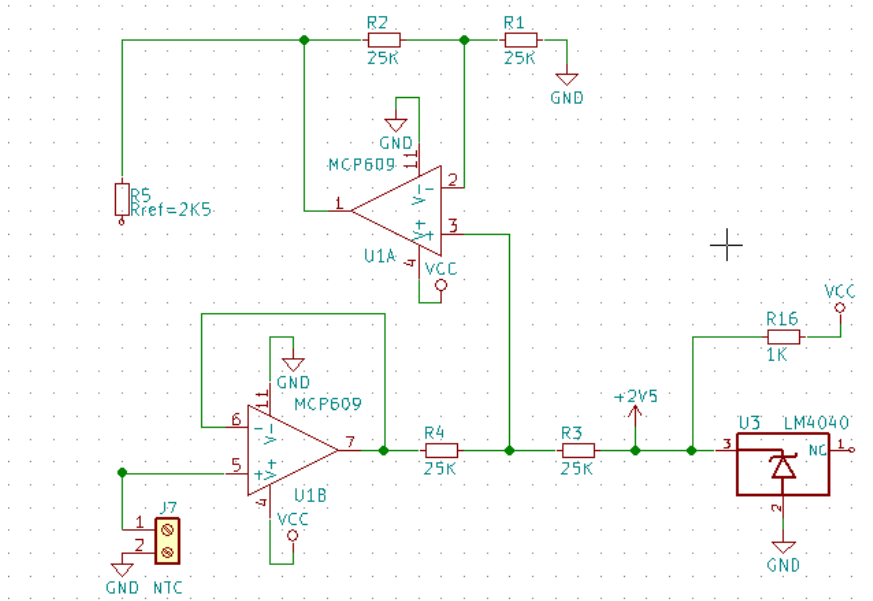


Figura 41 Circuito de la fuente de corriente constante y NTC

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	$R_{NTC}(T)$	$V_o = R_{NTC}(T) \cdot I$
5°C	4.68KΩ	4.68V
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:

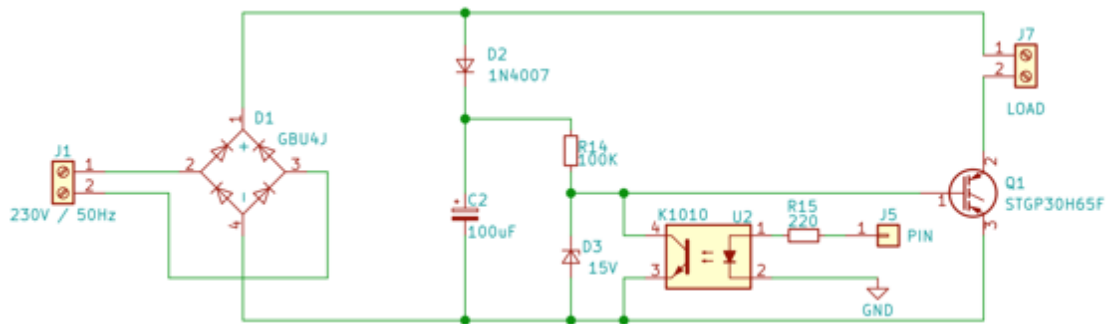


Figura 42 Circuito de control de potencia de la resistencia calefactora

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 43 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).

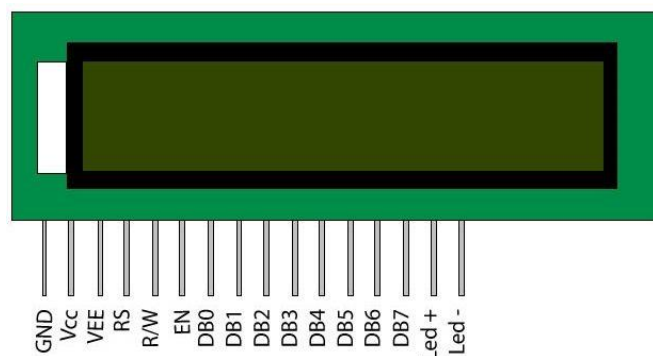


Figura 44 Nombre de los pines del LCD

## TRABAJO FIN DE GRADO

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

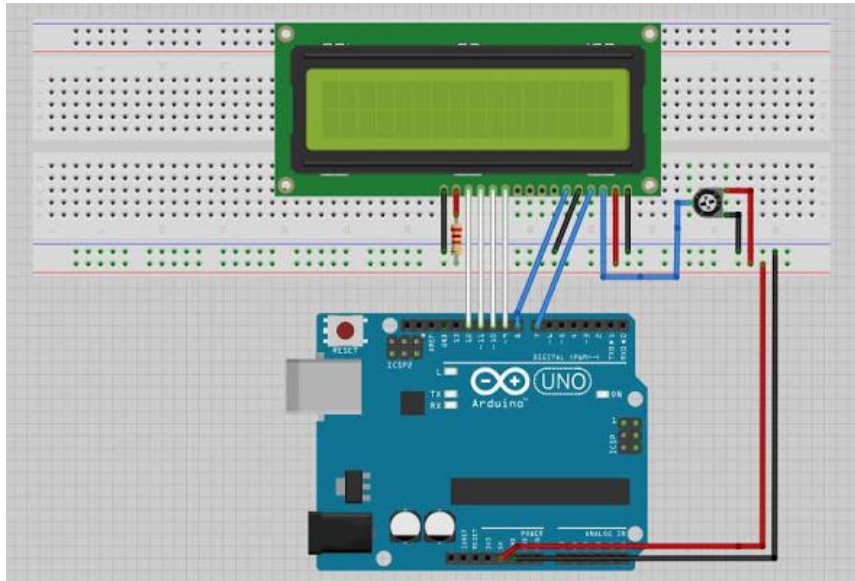


Figura 45 Conexión entre Arduino y LCD 20x4

El potenciómetro de 10K se utiliza para ajustar el contraste de la pantalla y la resistencia de  $220\Omega$  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	Vss	GND
2	Vdd	Vcc=5V
3	V0	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	Vcc=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 todo los datos. Por ello se ha acoplado al circuito un pulsador, el cual permite cambiar los datos de la pantalla.

## TRABAJO FIN DE GRADO

Este pulsador tendrá conectado una resistencia de  $1K\Omega$  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 cambiara de pantalla o no.

### 5.4. PLACA DE CIRCUITO IMPRESO (PCB)

Si bien el carácter teórico de este proyecto no alcanza hasta la fabricación completa de la maqueta, se ha diseñado un circuito que permita testear la etapa de potencia junto con el circuito de instrumentación de uno de los sensores, en concreto la PT-100.

Tanto los circuitos esquemáticos como el PCB se han elaborado empleado el software libre Kicad y la PCB se ha diseñado para ser fabricada a doble cara.

La disposición de los componentes se ha realizado de forma que este circuito pueda conectarse directamente al Arduino Mega a modo de Shield. Las Shields son placas de circuitos modulares que se montan unas encima de otras para dar funcionalidad extra a un Arduino.

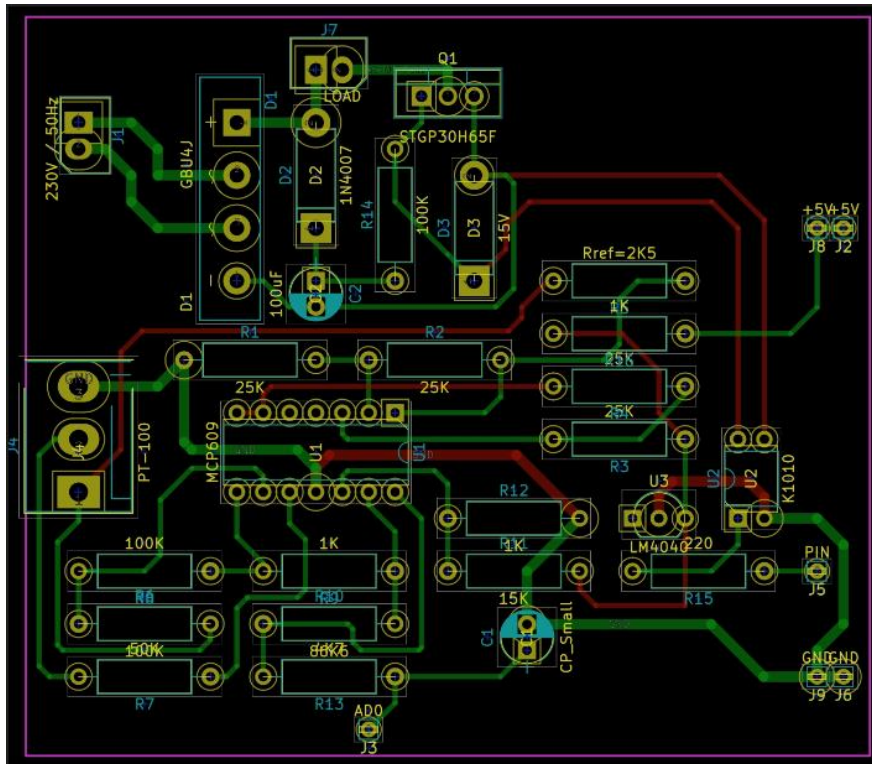


Figura 46 PCB de la etapa de potencia y el circuito de instrumentación PT-100

## 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.

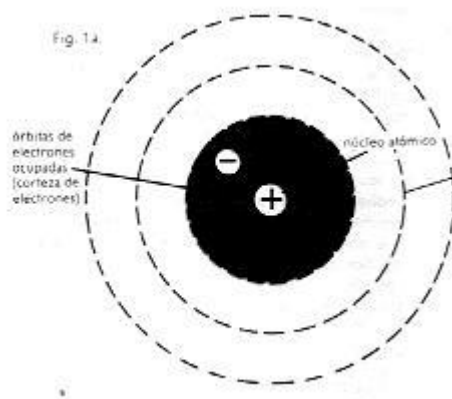


Figura 47 Radiación

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:

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

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

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

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:

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

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:

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

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

## TRABAJO FIN DE GRADO

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 48 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 49 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.

## TRABAJO FIN DE GRADO

---

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:

$$\frac{dQ}{dt} = hA_s(T_s - T_{inf})$$

donde:  $h$  = 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.

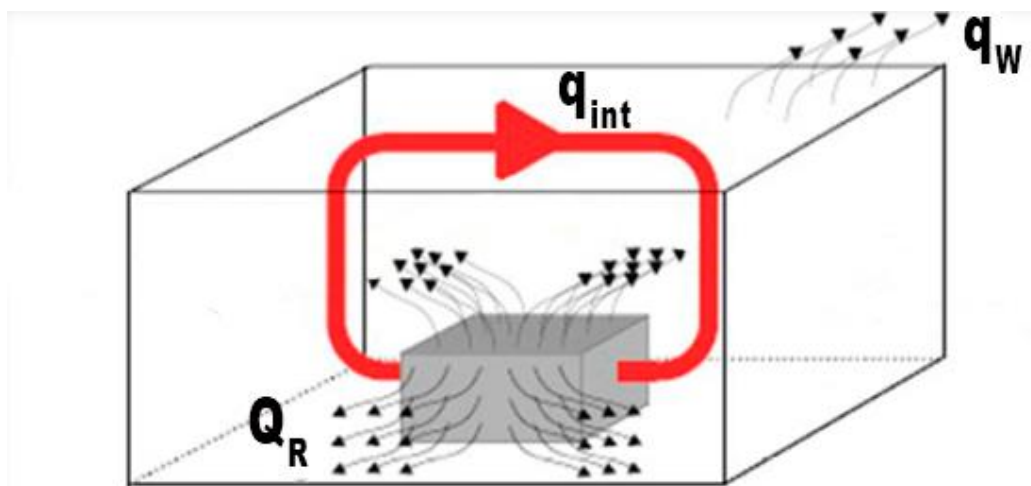


Figura 50 Esquema simplificado del proceso

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

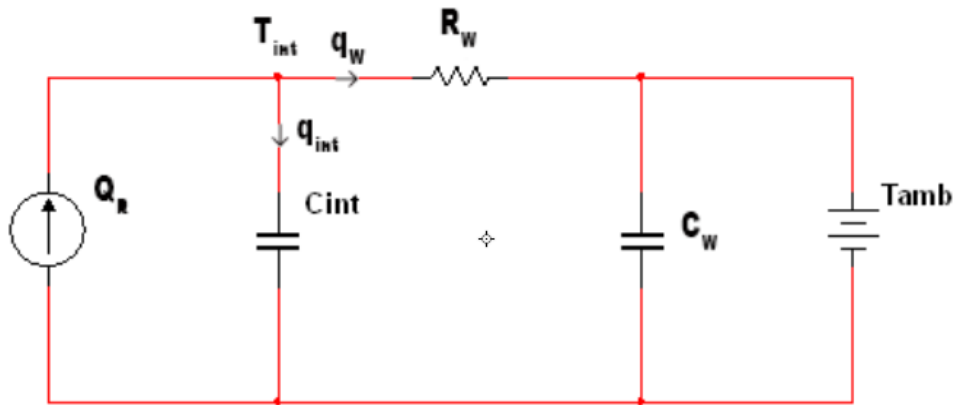


Figura 51 Analogía térmico-eléctrica del sistema

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 calor interior del horno ( $q_{int}$ ) (temperatura y capacidad térmica de la resistencia) y el que se pierde por las paredes ( $q_w$ ). [25]

$$Q_R(t) = q_{int}(t) + q_w(t) \quad (1)$$

$$Q_R(t) = \frac{V^2}{R_{cal}} = R I^2 = V \frac{dQ}{dt} \text{ (efecto joule)} \quad (2)$$

$$q_{int}(t) = C_{int} \frac{dT_{int}}{dt} \quad (3)$$

$$q_w(t) = C_w \frac{dT_w}{dt} = \frac{T_{int} - T_{amb}}{R_w} \quad (4)$$

Donde:  $Q_R$  = 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 horno

$C_w$  = Capacidad térmica de la pared

$T_{int}$  = Temperatura interior de la cámara

$T_{amb}$  = Temperatura ambiente =  $25^\circ\text{C}$

$T_w$  = Temperatura de la pared

$R_w$  = Resistencia térmica de la pared

$R_{cal}$  = Valor de la resistencia calefactora =  $220\Omega$

$V$  = La tensión que cae en el elemento calefactor =  $230\sqrt{2} \text{ V} = 325\text{V}$

Sustituyendo las ecuaciones (2), (3) y (4) en el balance de energía (1).

$$V \frac{dq}{dt} = C_{int} \frac{dT_{int}}{dt} + C_w \frac{dT_w}{dt} \quad (5)$$

Suponiendo que la temperatura de la pared y la del interior son similares, se hace una aproximación entre  $T_{int}$  y  $T_w$  (5):

$$V \frac{dq}{dt} = (C_{int} + C_w) \frac{dT_{int}}{dt} \quad (6)$$

Aislando  $T_{int}$  de la ecuación de (4) se obtiene:

$$T_{int} = R_w C_w \frac{dT_{int}}{dt} + T_{amb} \quad (7)$$

Sustituyendo la ecuación (7) en el balance de energía (6):

$$\frac{V}{(C_{int} + C_w)} \frac{dq}{dt} = R_w C_w \frac{d^2 T_{int}}{dt^2} + T_{amb} \frac{dT_{int}}{dt} \quad (8)$$

### 6.2.2. Resistencia y capacitancia térmicas

La capacitancia térmica se define por:

$$C = \frac{\text{cambio en el calor almacenado (kcal)}}{\text{cambio en la temperatura (°C)}} = m c_p$$

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

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

donde  $m$  = masa de la sustancia (kg)

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

$\lambda$  = conductividad térmica (Wh/ °C)

$e$  = espesor de la pared del policarbonato (m)

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  $\rho_{aire}=0.94\text{kg/m}^3$  y que su calor específico es de 0.28Wh/Kg °C. Con lo cual:

$$C_{int} = m_{aire} \cdot c_p = \rho_{aire} \cdot \text{Vol}_{aire} \cdot c_{p_{aire}}$$

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

La capacitancia de las paredes está hecha con policarbonato (PC) que tiene un calor específico de 0.33Wh/kg °C y la masa es de 2.07kg, con lo cual:

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

$$C_w = m_{PC} \cdot c_{p_{PC}} = 2.07\text{kg} \cdot \frac{0.33\text{Wh}}{\text{kg °C}} = 0.68\text{Wh/°C}$$

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

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

Reemplazando los valores de capacitancias y potencias calculadas, se obtiene de la ecuación (8):

$$476.88 \frac{dq}{dt} = 3.4 \cdot 10^{-3} \frac{d^2T_{int}}{dt^2} + 25 \frac{dT_{int}}{dt}$$

### 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:

$$\frac{T(s)}{Q(s)} = G(s) = \frac{476.88}{3.4 \cdot 10^{-3} s + 25}$$

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  +
%%Introducir modelo
- K= 476.88; %meter la ganancia del sistema
- s = tf('s');
- den = 0.0034*s+25; %meter el denominador
- sys_LA = (K)/den %funcion de transferencia del sistema en lazo abierto

%discretizacion
- ts = 0.1; %Tiempo de muestreo (100ms)
- sys_LA_discreto = c2d(sys_LA,ts,'Tustin')
    
```

Figura 52 Discretización método Tustin mediante Matlab

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

$$G(z) = \frac{19.02z + 19.02}{z + 0.9946}$$

### 6.2.4. Sistema completo y obtención del los parámetros del PID

En el siguiente esquema se observa ya de una forma más clara las características del funcionamiento. Este es el siguiente: 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.

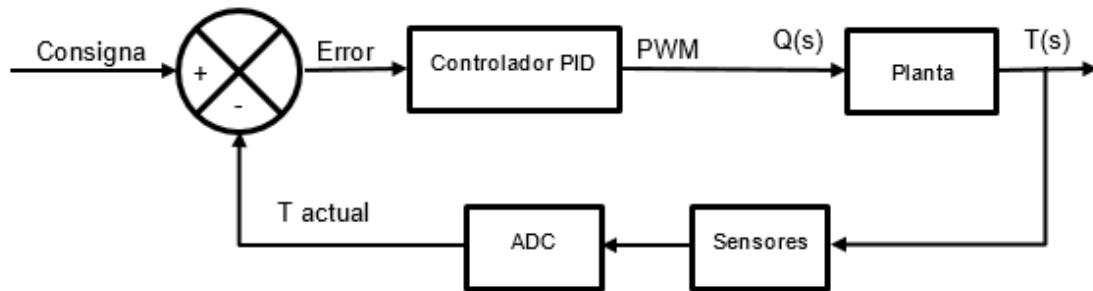


Figura 53 Sistema de control en lazo cerrado de la maqueta

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 sus 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:

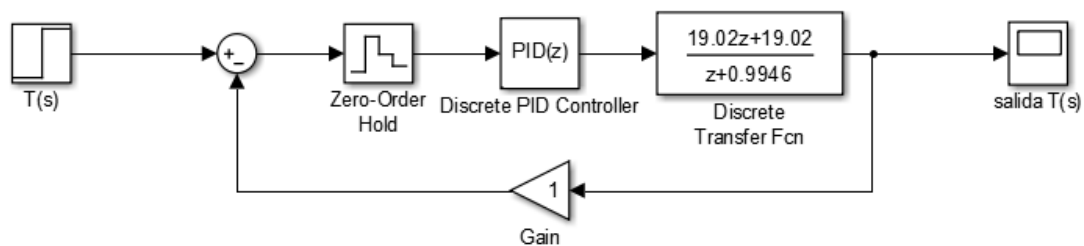


Figura 54 Obtención del PID utilizando Simulink

Los valores óptimos del PID conseguidos con la función *tune* son los siguientes:

$$K_p = 0.0056$$

$$K_i = 0.111$$

$$K_d = 0$$

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.

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

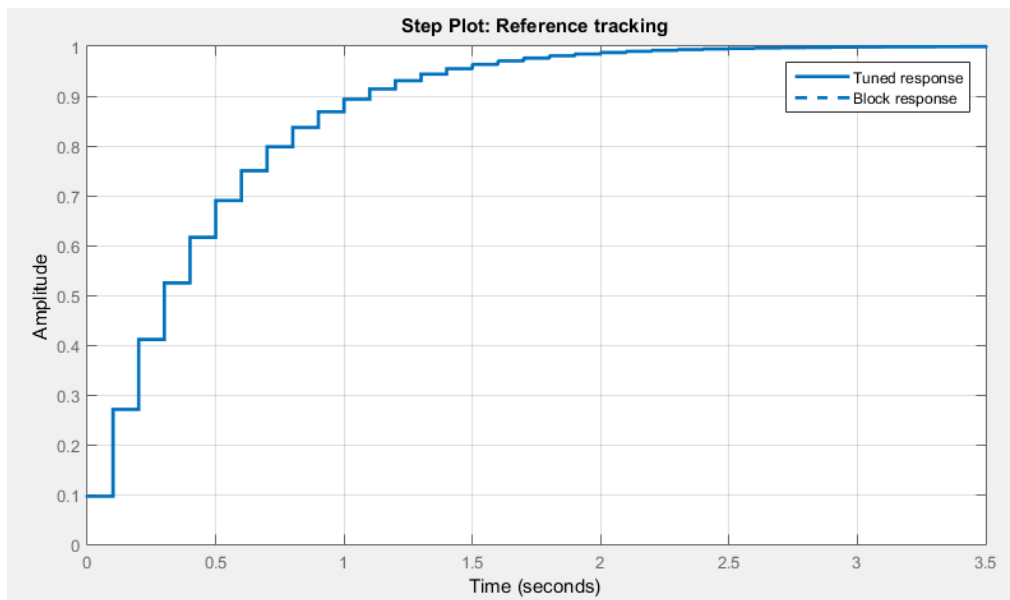


Figura 55 Respuesta del sistema

## 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)

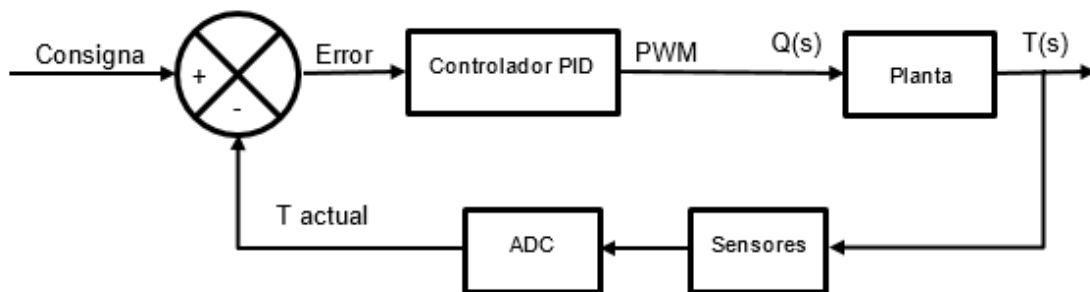


Figura 56 Diagrama de bloques del sistema

### 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  $V_{CC}$  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.

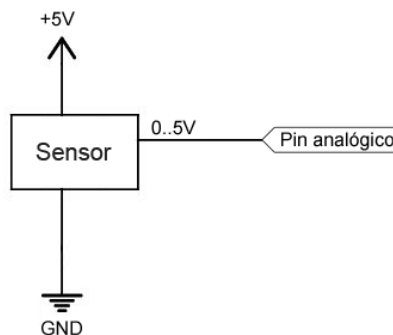


Figura 57 Esquema de conexión sensor - Arduino

## TRABAJO FIN DE GRADO

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 invertirlos
Serial.println(T3); // mostrar el valor por serial

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

### 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<sub>p</sub>, K<sub>d</sub> y K<sub>i</sub>

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<sub>min</sub>, (0 Ω) y un valor máximo R<sub>max</sub> (10KΩ).

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<sub>max</sub>. 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<sub>max</sub>.



## TRABAJO FIN DE GRADO

Para el esquema eléctrico se conectara 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:

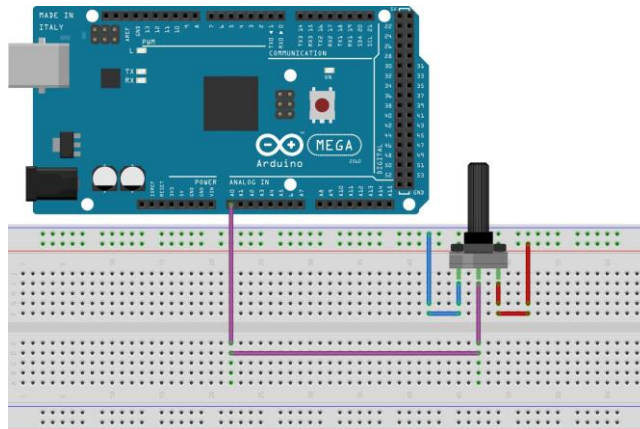


Figura 58 Esquema eléctrico entre Arduino MEGA 2560 y un potenciómetro

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 conteo.

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.

## TRABAJO FIN DE GRADO

Los timers tienen algo que se conoce como prescaler, son divisores de la frecuencia de clock, 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 conteo 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

<b>TCCR4A</b>	COM4A1	COM4A0	COM4B1	COM4B0	COM4C1	COM4C0	WGM41	WGM40
<b>TCCR4B</b>	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.

$$Error = consigna - valor\ actual$$

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_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
    
```

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

## TRABAJO FIN DE GRADO

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
<b>OC5A</b>	38	DigitalPin46 (PWM)
<b>OC5B</b>	39	DigitalPin45 (PWM)
<b>OC5C</b>	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

<b>TCCR5A</b>	COM5A1	COM5A0	COM5B1	COM5B0	COM5C1	COM5C0	WGM51	WGM50
<b>TCCR5B</b>	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:

$$F_{PWM} = \frac{F_{osc}}{2 \cdot PS \cdot ICR5} \rightarrow 500Hz = \frac{16MHz}{2 \cdot PS \cdot ICR5}$$
$$PS \cdot ICR5 = 16\ 000$$

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:

$$PS = 1 \rightarrow ICR5 = 16\ 000$$

### 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 Kp, Kd, Ki, 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.

```
#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)
```

La impresión de los datos se ha programado para que en todo momento se puedan ver los valores de Kp, Kd, Ki, 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 *cont*. (Ver hoja de anexos)

## 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 proyecto se ha realizado dándole un enfoque más teórico que práctico, puesto que la idea es más crear una guía de construcción que implementarlo físicamente, con la finalidad de que alguien lo haga en el futuro.

Una vez establecida la propuesta de investigación se ha orientado el problema fijando los objetivos y posteriormente se ha diseñado el planteamiento del estudio, con los apartados a desarrollar.

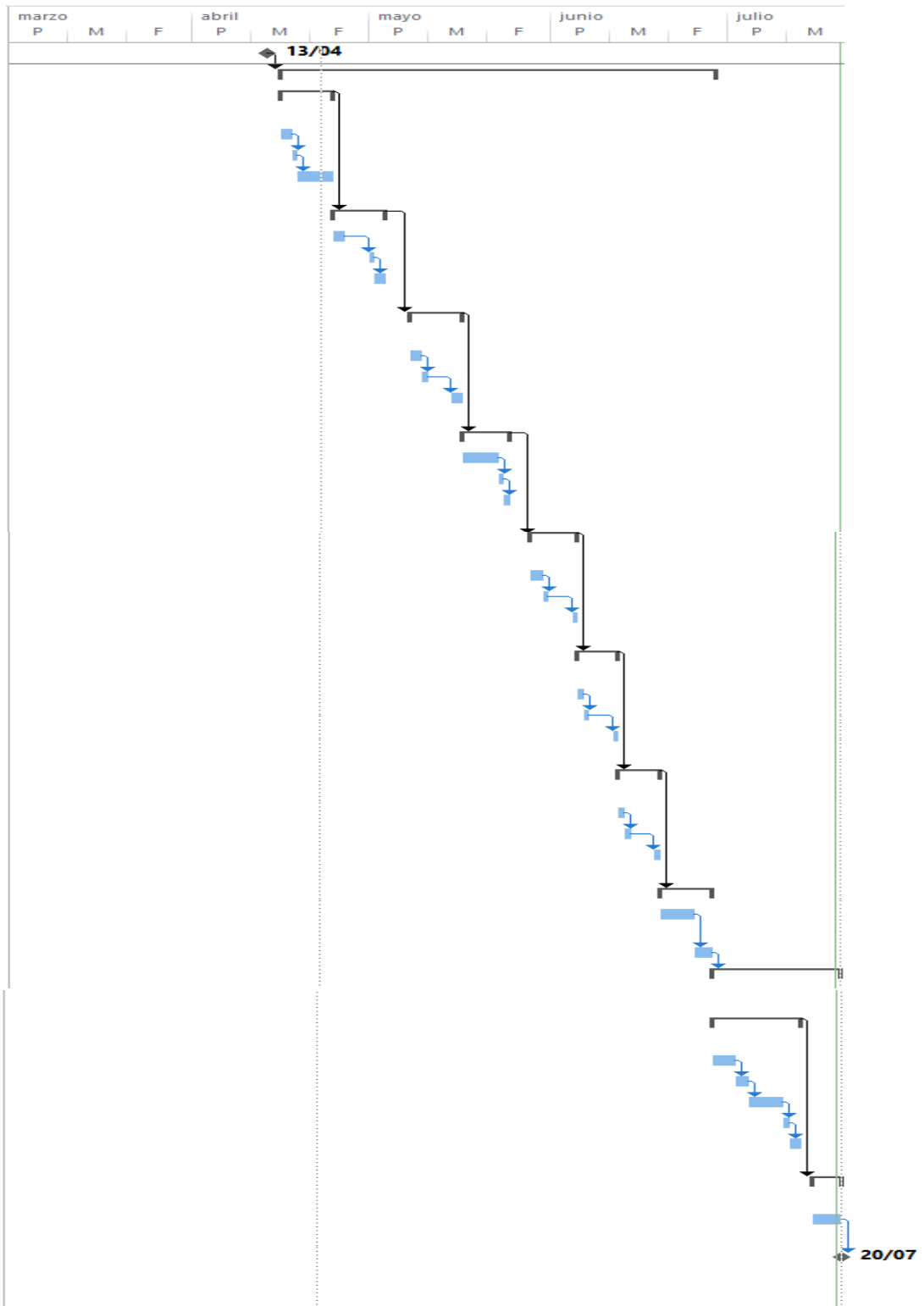
El método que se ha seguido se basa en la recopilación de información sobre programación, sensorización, control... empleando libros académicos, apuntes de universidad y páginas web. A continuación, se ha diseñado mediante la experimentación teórica y la simulación los diferentes circuitos e implementaciones llevadas a cabo. Finalmente se han extraído las conclusiones y las vías futuras de mejora.

### 8.1. DIAGRAMA DE GANTT

Con el fin de programar y planificar las tareas de este proyecto a lo largo de todo el periodo determinado, se ha hecho un diagrama de Gantt. El diagrama permite hacer un seguimiento y un control del progreso del proyecto, reproduciendo gráficamente 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 y sobre todo determinando cuando comienza y cuando acabaría el proyecto. 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.

Figura 59 Diagrama de Gantt



**TRABAJO FIN DE GRADO**

Tabla 16 Tareas y temporización para el diagrama de Gantt

Texto1	Nombre de tarea	Duración	Comienzo	Fin	Predecesoras
	INICIO	0 días	vie 13/04/18	vie 13/04/18	
<b>OT1</b>	<b>GUÍA DE CONSTRUCCIÓN</b>	<b>35 días</b>	<b>lun 16/04/18</b>	<b>jue 28/06/18</b>	<b>1</b>
<b>R1.1.</b>	<b>Sensor (circuito integrado)</b>	<b>5 días</b>	<b>lun 16/04/18</b>	<b>mar 24/04/18</b>	
A1.1.1.	Análisis comparativo	2 días	lun 16/04/18	mar 17/04/18	
A1.1.2.	Selección justificada	1 día	mié 18/04/18	mié 18/04/18	4
A1.1.3.	Cálculo y diseño del circuito	2 días	jue 19/04/18	mar 24/04/18	5
<b>R1.2</b>	<b>Sensor (termopar)</b>	<b>5 días</b>	<b>mié 25/04/18</b>	<b>jue 03/05/18</b>	<b>3</b>
A1.2.1.	Análisis comparativo	2 días	mié 25/04/18	jue 26/04/18	
A1.2.2.	Selección justificada	1 día	mar 01/05/18	mar 01/05/18	8
A1.2.3.	Cálculo y diseño del circuito	2 días	mié 02/05/18	jue 03/05/18	9
<b>R1.3.</b>	<b>Sensor (termoresistencia)</b>	<b>5 días</b>	<b>mar 08/05/18</b>	<b>mié 16/05/18</b>	<b>7</b>
A1.3.1.	Análisis comparativo	2 días	mar 08/05/18	mié 09/05/18	
A1.3.2.	Selección justificada	1 día	jue 10/05/18	jue 10/05/18	12
A1.3.3.	Cálculo y diseño del circuito	2 días	mar 15/05/18	mié 16/05/18	13
<b>R1.4.</b>	<b>Sensor (termistor)</b>	<b>4 días</b>	<b>jue 17/05/18</b>	<b>jue 24/05/18</b>	<b>11</b>
A1.4.1.	Análisis comparativo	2 días	jue 17/05/18	mar 22/05/18	
A1.4.2.	Selección justificada	1 día	mié 23/05/18	mié 23/05/18	16
A1.4.3.	Cálculo y diseño del circuito	1 día	jue 24/05/18	jue 24/05/18	17
<b>R1.5.</b>	<b>Circuito control de potencia (calefactor)</b>	<b>4 días</b>	<b>mar 29/05/18</b>	<b>mar 05/06/18</b>	<b>15</b>
A1.5.1.	Análisis comparativo	2 días	mar 29/05/18	mié 30/05/18	
A1.5.2.	Selección justificada	1 día	jue 31/05/18	jue 31/05/18	20
A1.5.3.	Cálculo y diseño del circuito	1 día	mar 05/06/18	mar 05/06/18	21
<b>R1.6.</b>	<b>Circuito control de potencia (ventilador)</b>	<b>3 días</b>	<b>mié 06/06/18</b>	<b>mar 12/06/18</b>	<b>19</b>
A1.6.1.	Análisis comparativo	1 día	mié 06/06/18	mié 06/06/18	
A1.6.2.	Selección justificada	1 día	jue 07/06/18	jue 07/06/18	24
A1.6.3.	Cálculo y diseño del circuito	1 día	mar 12/06/18	mar 12/06/18	25
<b>R1.7.</b>	<b>Circuito de visualización (LCD)</b>	<b>3 días</b>	<b>mié 13/06/18</b>	<b>mar 19/06/18</b>	<b>23</b>
A1.7.1.	Análisis comparativo	1 día	mié 13/06/18	mié 13/06/18	
A1.7.2.	Selección justificada	1 día	jue 14/06/18	jue 14/06/18	28
A1.7.3.	Cálculo y diseño del circuito	1 día	mar 19/06/18	mar 19/06/18	29
<b>R1.8.</b>	<b>Diseño PCB</b>	<b>6 días</b>	<b>mié 20/06/18</b>	<b>jue 28/06/18</b>	<b>27</b>
A1.8.1.	Desarrollo del circuito final	3 días	mié 20/06/18	lun 25/06/18	
A1.8.2.	Desarrollo del PCB	3 días	mar 26/06/18	jue 28/06/18	32
<b>OT2.</b>	<b>INTERFACE PARA LA COMUNICACIÓN</b>	<b>16 días</b>	<b>vie 29/06/18</b>	<b>vie 20/07/18</b>	<b>33</b>
<b>R2.1.</b>	<b>Elaboración del programa</b>	<b>11 días</b>	<b>vie 29/06/18</b>	<b>vie 13/07/18</b>	
A2.1.1.	subrutina (datos)	2 días	vie 29/06/18	lun 02/07/18	
A2.1.2.	subrutina (PWM)	2 días	mar 03/07/18	mié 04/07/18	36
A2.1.3.	subrutina (control)	4 días	jue 05/07/18	mar 10/07/18	37
A2.1.4.	subrutina (LCD)	1 día	mié 11/07/18	mié 11/07/18	38
A2.1.5.	subrutina (comunicación PC)	2 días	jue 12/07/18	vie 13/07/18	39
<b>R2.2.</b>	<b>Elaboración de la interface</b>	<b>5 días</b>	<b>lun 16/07/18</b>	<b>vie 20/07/18</b>	<b>35</b>
A2.2.1.	Determinación del software/lenguaje	5 días	lun 16/07/18	vie 20/07/18	
	FIN	0 días	vie 20/07/18	vie 20/07/18	42

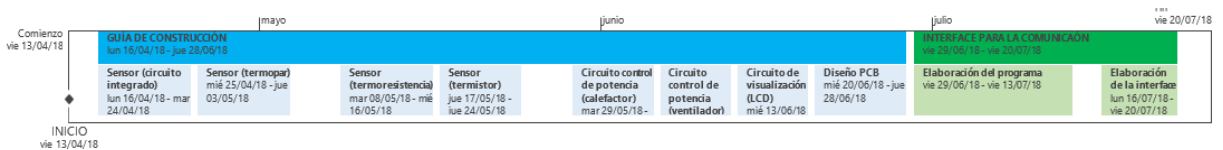


Figura 60 Cronograma del diagrama de Gantt



## 9. PRESUPUESTO

En la siguiente tabla viene recogido el coste estimado de los elementos electrónicos y los elementos necesarios para el desarrollo de la cámara. No se ha tenido en cuenta el coste de las PCBs ya que no se han llegado a implementarse.

Todos los precios se han tomado de distribuidores oficiales del sector, como RS Components. 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
Cable USB A/B	1	3.56	3.56
Cable (macho-hembra) 40u/pack	1	2	2
Resistencia calefactora 300W 220Ω	1	37.84	37.84
Ventilador axial DC 12V 0.8W	1	5.79	5.79
Pantalla LCD 20x4	1	3.58	3.58
LM35	1	2.51	2.51
Termopar tipo J	1	13.65	13.65
PT-100	1	23.83	23.83
NTCLE30564202SB	1	1.17	1.17
LM324AD	1	0.287	0.287
AD594	1	17.76	17.76
Amplificador MCP609	1	1.454	1.45
Regulador de tensión LM4040	1	1.54	1.54
Puente de diodos GBU4J	1	0.56	0.56
Diodo 1N4007	1	0.043	0.043
Zener 1N5352BG	1	0.496	0.496
Optoacoplador K1010	1	0.246	0.246
IGBT STGP30H65F	1	1.25	1.25
Con. 6.8uF	2	0.033	0.066
Con. 100uF	1	0.33	0.33
Res. 220Ω	2	0.005	0.01
Res. 1K	4	0.005	0.02
Res. 2K2	1	0.005	0.005
Res. 2K5	1	0.005	0.005
Res. 4K7	2	0.005	0.01
Res. 15K	1	0.005	0.005
Res. 25K	4	0.005	0.02
Res. 50K	1	0.005	0.005
Res. 86K6	1	0.029	0.029
Res. 100K	3	0.005	0.015
Potenciómetro 10K	6	0.6	3.6
Plancha de policarbonato DIN A4 1mm transparente	5	1.43	7.15
		<b>TOTAL</b>	<b>138.96€</b>

## TRABAJO FIN DE GRADO

En cuanto a la propiedad intelectual y la organización documentada se define la cantidad de horas que se han dado en la búsqueda de información y en la redacción documentada:

Tabla 18 Presupuesto de la propiedad intelectual y organización documentada

NOMBRE	CANTIDAD (h)	PRECIO POR HORA (€/h)	PRECIO TOTAL (€)
Búsqueda de información	90	15	1350
Redacción de la documentación	240	24	5760
<b>TOTAL</b>			<b>7 110€</b>

El valor total del coste del proyecto es de **SIETE MIL DOSCIENTOS CUARENTA Y OCHO CON NOVENTA Y SEIS.**

**TOTAL DEL PROYECTO = 7 248.96€**

## 10. RESULTADOS

### 10.1. CONCLUSIONES

Con el presente documento se considera que se ha descrito y justificado suficientemente el diseño de la planta térmica. 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, el control y la 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 a aspectos del Grado de Ingeniería Electrónica Industrial y Automática se refiere.

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

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, ya sea Matlab o 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 los softwares mencionados.

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

## 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. [En línea]. 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](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 termoeléctricos*, 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. Marañón 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**

## TRABAJO FIN DE GRADO

```
/*
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 generacion 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
}
```

## TRABAJO FIN DE GRADO

```
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);
  }
}
```



## TRABAJO FIN DE GRADO

```
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

sensorRTD = analogRead(PinRTD); // realizar la lectura
T3 = map(sensorRTD, 0, 1023, 150, 0); // cambiar escala de temperatura, en este caso hay que invertirlos
Serial.println(T3); // 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);
```

## TRABAJO FIN DE GRADO

```

//***** 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

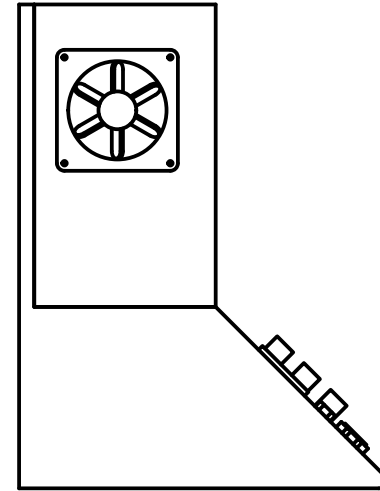
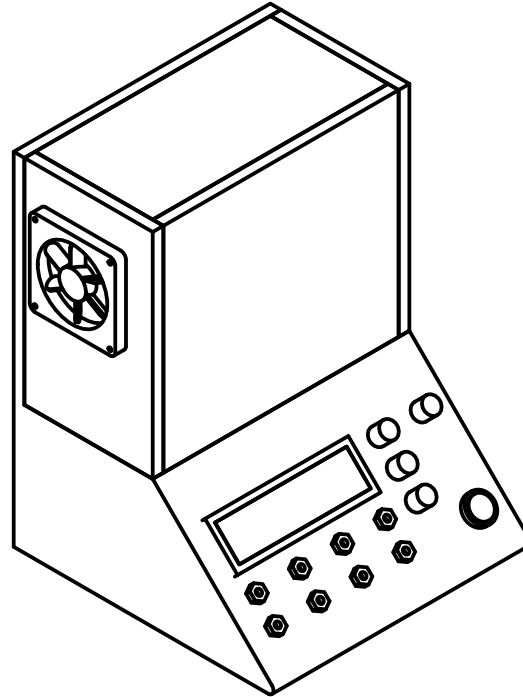
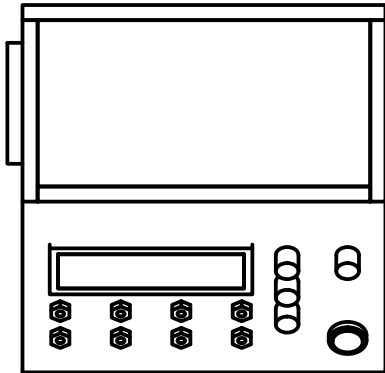
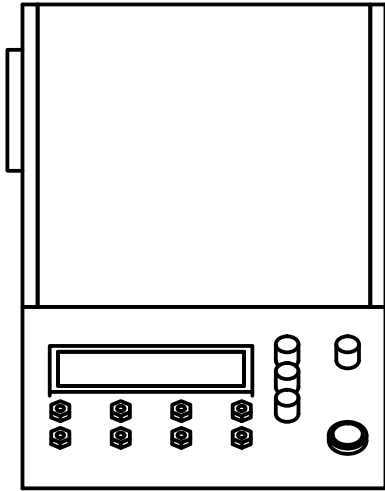
DC = salida_PID;
DC = constrain(DC,0,16000); //Se limita el valor de DC entre su valor max y min

OCR5A=DC; //Se guarda el valor DC en OCR5A, la salida de la PWM
sei(); //Reactiva las interrupciones
}

```

# **ANEXO II**

## **PLANOS Y DATASHEETS**



Dept.	Technical reference	Created by	21/7/18		Approved by
		Document type	Document status		
		Title	DWG No.		
		horno	Rev.	Date of issue	Sheet
					1/1

## LM35 Precision Centigrade Temperature Sensors

### 1 Features

- Calibrated Directly in Celsius (Centigrade)
- Linear + 10-mV/°C Scale Factor
- 0.5°C Ensured Accuracy (at 25°C)
- Rated for Full –55°C to 150°C Range
- Suitable for Remote Applications
- Low-Cost Due to Wafer-Level Trimming
- Operates From 4 V to 30 V
- Less Than 60-μA Current Drain
- Low Self-Heating, 0.08°C in Still Air
- Non-Linearity Only ±¼°C Typical
- Low-Impedance Output, 0.1 Ω for 1-mA Load

### 2 Applications

- Power Supplies
- Battery Management
- HVAC
- Appliances

### 3 Description

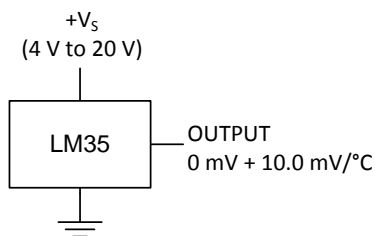
The LM35 series are precision integrated-circuit temperature devices with an output voltage linearly-proportional to the Centigrade temperature. The LM35 device has an advantage over linear temperature sensors calibrated in Kelvin, as the user is not required to subtract a large constant voltage from the output to obtain convenient Centigrade scaling. The LM35 device does not require any external calibration or trimming to provide typical accuracies of ±¼°C at room temperature and ±¾°C over a full –55°C to 150°C temperature range. Lower cost is assured by trimming and calibration at the wafer level. The low-output impedance, linear output, and precise inherent calibration of the LM35 device makes interfacing to readout or control circuitry especially easy. The device is used with single power supplies, or with plus and minus supplies. As the LM35 device draws only 60 μA from the supply, it has very low self-heating of less than 0.1°C in still air. The LM35 device is rated to operate over a –55°C to 150°C temperature range, while the LM35C device is rated for a –40°C to 110°C range (–10° with improved accuracy). The LM35-series devices are available packaged in hermetic TO transistor packages, while the LM35C, LM35CA, and LM35D devices are available in the plastic TO-92 transistor package. The LM35D device is available in an 8-lead surface-mount small-outline package and a plastic TO-220 package.

#### Device Information<sup>(1)</sup>

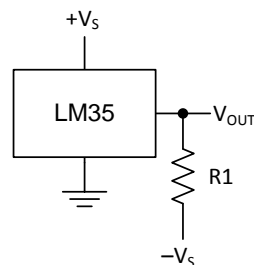
PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
LM35	TO-CAN (3)	4.699 mm × 4.699 mm
	TO-92 (3)	4.30 mm × 4.30 mm
	SOIC (8)	4.90 mm × 3.91 mm
	TO-220 (3)	14.986 mm × 10.16 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the datasheet.

#### Basic Centigrade Temperature Sensor (2°C to 150°C)



#### Full-Range Centigrade Temperature Sensor

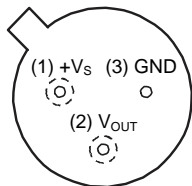


Choose  $R_1 = -V_S / 50 \mu\text{A}$   
 $V_{\text{OUT}} = 1500 \text{ mV at } 150^\circ\text{C}$   
 $V_{\text{OUT}} = 250 \text{ mV at } 25^\circ\text{C}$   
 $V_{\text{OUT}} = -550 \text{ mV at } -55^\circ\text{C}$



## 5 Pin Configuration and Functions

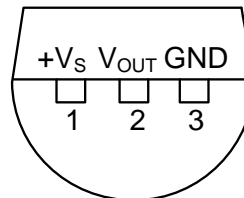
**NDV Package  
3-Pin TO-CAN  
(Top View)**



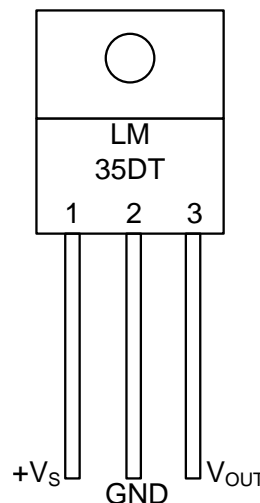
Case is connected to negative pin (GND)

Refer the second NDV0003H page for reference

**LP Package  
3-Pin TO-92  
(Bottom View)**



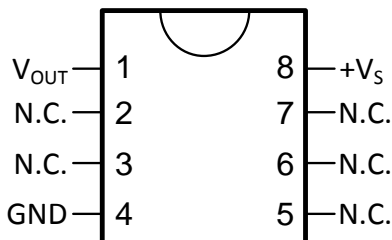
**NEB Package  
3-Pin TO-220  
(Top View)**



Tab is connected to the negative pin (GND).

**NOTE:** The LM35DT pinout is different than the discontinued LM35DP

**D Package  
8-PIN SOIC  
(Top View)**



N.C. = No connection

### Pin Functions

NAME	PIN				TYPE	DESCRIPTION
	TO46	TO92	TO220	SO8		
V <sub>OUT</sub>	2	2	3	1	O	Temperature Sensor Analog Output
N.C.	—	—	—	2	—	No Connection
	—	—	—	3		
GND	3	3	2	4	GROUND	Device ground pin, connect to power supply negative terminal
N.C.	—	—	—	5	—	No Connection
	—	—	—	6		
	—	—	—	7		
+V <sub>S</sub>	1	1	1	8	POWER	Positive power supply pin

## 6 Specifications

### 6.1 Absolute Maximum Ratings

 over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)<sup>(1)(2)</sup>

		MIN	MAX	UNIT
Supply voltage		-0.2	35	V
Output voltage		-1	6	V
Output current			10	mA
Maximum Junction Temperature, $T_{Jmax}$			150	°C
Storage Temperature, $T_{stg}$	TO-CAN, TO-92 Package	-60	150	°C
	TO-220, SOIC Package	-65	150	

- (1) If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the Texas Instruments Sales Office/ Distributors for availability and specifications.
- (2) Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its rated operating conditions.

### 6.2 ESD Ratings

			VALUE	UNIT
$V_{(ESD)}$	Electrostatic discharge	Human-body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 <sup>(1)</sup>	±2500	V

- (1) JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

### 6.3 Recommended Operating Conditions

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

		MIN	MAX	UNIT
Specified operating temperature: $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$	LM35, LM35A	-55	150	°C
	LM35C, LM35CA	-40	110	
	LM35D	0	100	
Supply Voltage (+ $V_S$ )		4	30	V

### 6.4 Thermal Information

THERMAL METRIC <sup>(1)(2)</sup>	LM35				UNIT
	NDV	LP	D	NEB	
	3 PINS		8 PINS	3 PINS	
$R_{\theta JA}$ Junction-to-ambient thermal resistance	400	180	220	90	°C/W
$R_{\theta JC(top)}$ Junction-to-case (top) thermal resistance	24	—	—	—	

- (1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the *IC Package Thermal Metrics* application report, [SPRA953](#).
- (2) For additional thermal resistance information, see [Typical Application](#).

# LMx24, LMx24x, LMx24xx, LM2902, LM2902x, LM2902xx, LM2902xxx Quadruple Operational Amplifiers

## 1 Features

- 2-kV ESD Protection for:
  - LM224K, LM224KA
  - LM324K, LM324KA
  - LM2902K, LM2902KV, LM2902KAV
- Wide Supply Ranges
  - Single Supply: 3 V to 32 V (26 V for LM2902)
  - Dual Supplies:  $\pm 1.5$  V to  $\pm 16$  V ( $\pm 13$  V for LM2902)
- Low Supply-Current Drain Independent of Supply Voltage: 0.8 mA Typical
- Common-Mode Input Voltage Range Includes Ground, Allowing Direct Sensing Near Ground
- Low Input Bias and Offset Parameters
  - Input Offset Voltage: 3 mV Typical  
A Versions: 2 mV Typical
  - Input Offset Current: 2 nA Typical
  - Input Bias Current: 20 nA Typical  
A Versions: 15 nA Typical
- Differential Input Voltage Range Equal to Maximum-Rated Supply Voltage: 32 V (26 V for LM2902)
- Open-Loop Differential Voltage Amplification: 100 V/mV Typical
- Internal Frequency Compensation
- On Products Compliant to MIL-PRF-38535, All Parameters are Tested Unless Otherwise Noted. On All Other Products, Production Processing Does Not Necessarily Include Testing of All Parameters.

## 2 Applications

- Blu-ray Players and Home Theaters
- Chemical and Gas Sensors
- DVD Recorders and Players
- Digital Multimeter: Bench and Systems
- Digital Multimeter: Handhelds
- Field Transmitter: Temperature Sensors
- Motor Control: AC Induction, Brushed DC, Brushless DC, High-Voltage, Low-Voltage, Permanent Magnet, and Stepper Motor
- Oscilloscopes
- TV: LCD and Digital
- Temperature Sensors or Controllers Using Modbus
- Weigh Scales

## 3 Description

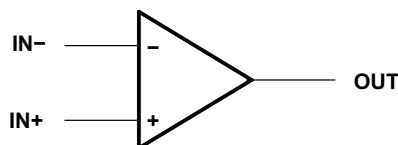
These devices consist of four independent high-gain frequency-compensated operational amplifiers that are designed specifically to operate from a single supply or split supply over a wide range of voltages.

### Device Information<sup>(1)</sup>

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
LMx24, LMx24x, LMx24xx, LM2902, LM2902x, LM2902xx, LM2902xxx	SOIC (14)	8.65 mm x 3.91 mm
	CDIP (14)	19.56 mm x 6.67 mm
	PDIP (14)	19.30 mm x 6.35 mm
	CFP (14)	9.21 mm x 5.97 mm
	TSSOP (14)	5.00 mm x 4.40 mm
	SO (14)	9.20 mm x 5.30 mm
	SSOP (14)	6.20 mm x 5.30 mm
LM124, LM124A	LCCC (20)	8.90 mm x 8.90 mm

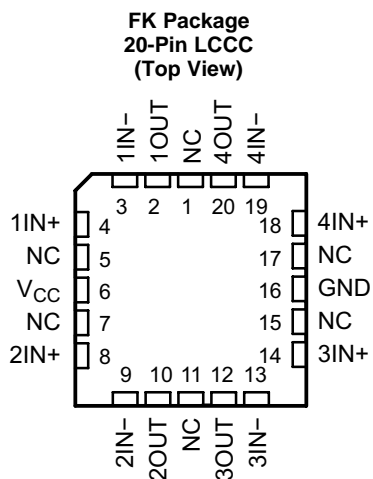
(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

### Symbol (Each Amplifier)

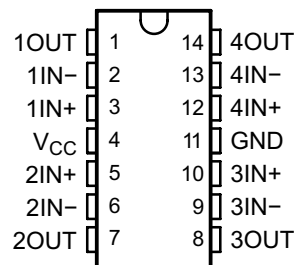




## 5 Pin Configuration and Functions



**D, DB, J, N, NS, PW, W  
14-Pin SOIC, SSOP, CDIP, PDIP, SO, TSSOP, CFP  
(Top View)**



### Pin Functions

PIN		SOIC, SSOP, CDIP, PDIP, SO, TSSOP, CFP NO.	I/O	DESCRIPTION
NAME	LCCC NO.			
1IN-	3	2	I	Negative input
1IN+	4	3	I	Positive input
1OUT	2	1	O	Output
2IN-	9	6	I	Negative input
2IN+	8	5	I	Positive input
2OUT	10	7	O	Output
3IN-	13	9	I	Negative input
3IN+	14	10	I	Positive input
3OUT	12	8	O	Output
4IN-	19	13	I	Negative input
4IN+	18	12	I	Positive input
4OUT	20	14	O	Output
GND	16	11	—	Ground
NC	1	—	—	Do not connect
	5			
	7			
	11			
	15			
V <sub>CC</sub>	6	4	—	Power supply
	17			

## 6 Specifications

### 6.1 Absolute Maximum Ratings

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)<sup>(1)</sup>

	LM2902		LMx24, LMx24x, LMx24xx, LM2902x, LM2902xx, LM2902xxx		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX	
Supply voltage, $V_{CC}$ <sup>(2)</sup>	±13	26	±16	32	V
Differential input voltage, $V_{ID}$ <sup>(3)</sup>		±26		±32	V
Input voltage, $V_I$ (either input)	–0.3	26	–0.3	to 32	V
Duration of output short circuit (one amplifier) to ground at (or below) $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_{CC} \leq 15\text{ V}$ <sup>(4)</sup>	Unlimited		Unlimited		
Operating virtual junction temperature, $T_J$	150		150		°C
Case temperature for 60 seconds	FK package		260		°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds	J or W package		300		°C
Storage temperature, $T_{stg}$	–65	150	–65	150	°C

- (1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions* is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.
- (2) All voltage values (except differential voltages and  $V_{CC}$  specified for the measurement of  $I_{OS}$ ) are with respect to the network GND.
- (3) Differential voltages are at IN+, with respect to IN–.
- (4) Short circuits from outputs to VCC can cause excessive heating and eventual destruction.

### 6.2 ESD Ratings

		VALUE	UNIT
<b>LM224K, LM224KA, LM324K, LM324KA, LM2902K, LM2902KV, LM2902KAV</b>			
$V_{(ESD)}$ Electrostatic discharge	Human-body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 <sup>(1)</sup>	±2000	V
	Charged-device model (CDM), per JEDEC specification JESD22-C101	±1000	
<b>LM124, LM124A, LM224, LM224A, LM324, LM324A, LM2902, LM2902V</b>			
$V_{(ESD)}$ Electrostatic discharge	Human-body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 <sup>(1)</sup>	±500	V
	Charged-device model (CDM), per JEDEC specification JESD22-C101	±1000	

- (1) JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

### 6.3 Recommended Operating Conditions

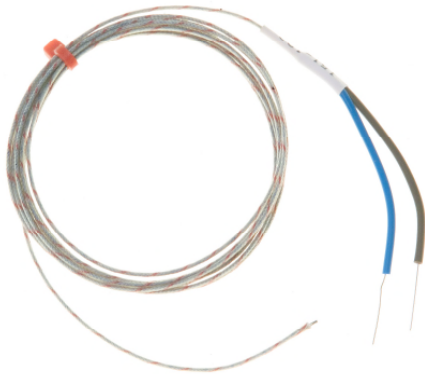
over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	LM2902		LMx24, LMx24x, LMx24xx, LM2902x, LM2902xx, LM2902xxx		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX	
$V_{CC}$ Supply voltage	3	26	3	30	V
$V_{CM}$ Common-mode voltage	0	$V_{CC} - 2$	0	$V_{CC} - 2$	V
$T_A$ Operating free air temperature	LM124		–55	125	°C
	LM2904	–40	125		
	LM324		0	70	
	LM224		–25	85	

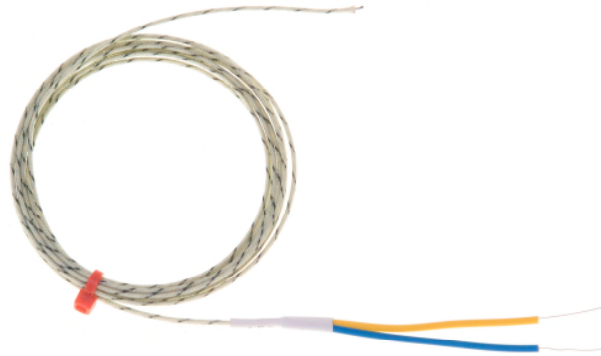
Datasheet

**BS Glassfibre Exposed Welded Tip Thermocouples**

Types K or J, 2 metres long with tail wires – BS1843 colour code



Type 'K'



Type 'J'

- Thermocouple types K or J
- Fast response, welded exposed junction
- 2-metre-long glassfibre insulated flat pair cable
- Good temperature resistance (not suitable in fluids)
- 1/0.3mm conductors
- Colour coded tail wires
- Temperature range  $-60^{\circ}\text{C}$  to  $+350^{\circ}\text{C}$  (short periods up to  $400^{\circ}\text{C}$ )
- Colour coded to former British Standard – BS1843-1952
- Tolerance in accordance with IEC 584 class 2
- Ideal for test & development applications

T/C Type	Conductors	Length	+Positive tail wire	-Negative tail wire	Allied code	RS order code
'K'	1/0.3mm	2 metres	Brown	Blue	70636357	<b>151-192</b>
'J'	1/0.3mm	2 metres	Yellow	Blue	70636353	<b>150-004</b>

**Making your own Thermocouples?**



# MCP606/607/608/609

## 2.5V to 5.5V Micropower CMOS Op Amps

### FEATURES

- Low Power  $I_{DD} = 25 \mu A$ , max
- Low Offset Voltage: 250  $\mu V$ , max
- Rail-to-Rail Swing at Output
- 80 pA, Low Input Bias Current over Temperature
- Specifications rated for 2.5V to 5.5V Supplies
- Unity Gain Stable
- $\overline{CS}$  Chip Select (CS) Capability with MCP608
- Industrial Temperature range supported
- No Phase Reversal
- Available in Single, Dual, and Quad

### APPLICATIONS

- Battery Power Instruments
- High Impedance Applications
  - Photodiode Pre-amps
  - pH probe Buffer Amplifier
  - Infrared Detectors
  - Precision Integrators
  - Charge Amplifier for Piezoelectric Transducers
- Strain Gauges
- Medical Instruments
- Test Equipment

### AVAILABLE TOOLS

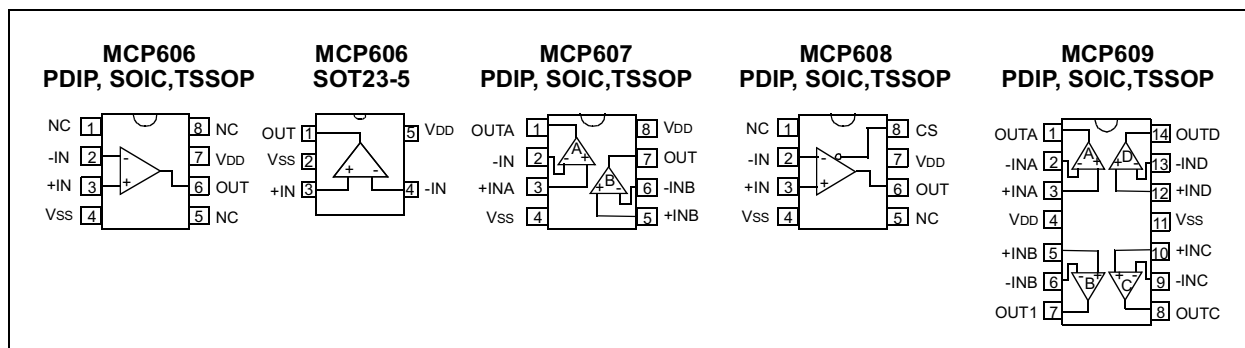
- Spice Macromodels (at [www.microchip.com](http://www.microchip.com))
- FilterLab™ Software (at [www.microchip.com](http://www.microchip.com))

### DESCRIPTION

The MCP606, MCP607, MCP608 and MCP609 from Microchip Technology, Inc. are unity gain stable, low offset voltage operational amplifiers capable of precision low power single supply operation. Performance characteristics include ultra low offset voltage (250  $\mu V$  max.), rail-to-rail output swing capability, and low input bias current (80 pA@85°C). These features make this family of amplifiers well suited for single supply precision, high impedance, battery powered applications.

The single MCP606 is available in standard 8-lead PDIP, SOIC, and TSSOP packages. Another version of the single op amp, MCP608 is offered with a Chip Select option in standard 8-lead PDIP, SOIC, and TSSOP packages. The dual MCP607 is offered in standard 8-lead PDIP, SOIC, as well as the TSSOP package. Finally, the quad MCP609 is offered in 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 5.5V.

### PACKAGES



# MCP606/607/608/609

## 1.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

### 1.1 Maximum Ratings\*

$V_{DD}$ .....	7.0V
All inputs and outputs w.r.t. .... $V_{SS}$	-0.3V to $V_{DD}$ +0.3V
Difference Input voltage .....	$ V_{DD} - V_{SS} $
Output Short Circuit Current .....	continuous
Current at Input Pin .....	$\pm 2$ mA
Current at Output and Supply Pins .....	$\pm 30$ mA
Storage temperature .....	-65°C to +150°C
Ambient temp. with power applied .....	-55°C to +125°C
Soldering temperature of leads (10 seconds) ..	+300°C
ESD protection on all pins .....	$\geq 2$ kV

\*Notice: Stresses above those listed under "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.

### PIN FUNCTION TABLE

Name	Function
+IN/+INA/+INB/+INC/+IND	Non-inverting Input Terminals
-IN/-INA/-INB/-INC/-IND	Inverting Input Terminals
$V_{DD}$	Positive Power Supply
$V_{SS}$	Negative Power Supply
OUT/OUTA/OUTB/OUTC/OUTD	Output Terminals
CS	Chip Select
NC	No internal connection to IC

## DC CHARACTERISTICS

Unless otherwise specified, all limits are specified for $V_{DD} = +2.5V$ to $+5.5V$ , $V_{SS} = GND$ , $T_A = 25^\circ C$ , $V_{CM} = V_{DD}/2$ , $R_L = 100$ k $\Omega$ to $V_{DD}/2$ , and $V_{OUT} \sim V_{DD}/2$						
PARAMETERS	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS	CONDITIONS
<b>INPUT OFFSET</b>						
Input Offset Voltage	$V_{OS}$	-250	—	+250	$\mu V$	$T_A = -40^\circ C$ to $+85^\circ C$ for $V_{DD} = 2.5V$ to $5.5V$
Drift with Temperature	$dV_{OS}/dT$	—	$\pm 1.8$	—	$\mu V/^\circ C$	
Power Supply Rejection	PSRR	80	93	—	dB	
<b>INPUT BIAS CURRENT AND IMPEDANCE</b>						
Input Bias Current	$I_B$	—	1	—	pA	$T_A = -40^\circ C$ to $+85^\circ C$
Over Temperature	$I_B$	—	—	80	pA	
Input Offset Bias Current	$I_{OS}$	—	1	—	pA	
Common Mode Input Impedance	$Z_{CM}$	—	$10^{13}    6$	—	$\Omega    pF$	
Differential Input Impedance	$Z_{DIFF}$	—	$10^{13}    6$	—	$\Omega    pF$	
<b>COMMON MODE</b>						
Common-Mode Input Range	VCM	$V_{SS} - 0.3$	—	$V_{DD} - 1.1$	V	CMRR $\geq 75$ dB $V_{DD} = 5V$ , $V_{CM} = -0.3$ to $3.9V$
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	75	91	—	dB	
<b>OPEN LOOP GAIN</b>						
DC Open Loop Gain	$A_{OL}$	105	121	—	dB	$R_L = 25$ k $\Omega$ to $V_{DD}/2$ , $50$ mV $< V_{OUT} <$ $(V_{DD} - 50$ mV)
DC Open Loop Gain	$A_{OL}$	100	118	—	dB	$R_L = 5$ k $\Omega$ to $V_{DD}/2$ , $100$ mV $< V_{OUT} <$ $(V_{DD} - 100$ mV)
<b>OUTPUT</b>						
Low Level/High Level Output Voltage Swing	$V_{OL}, V_{OH}$	$V_{SS} + 0.015$	—	$V_{DD} - 0.020$	V	$R_L = 25$ k $\Omega$ to $V_{DD}/2$
	$V_{OL}, V_{OH}$	$V_{SS} + 0.045$	—	$V_{DD} - 0.060$	V	
Linear Region Maximum Output Voltage Swing	$V_{OUT}$	$V_{SS} + 0.050$	—	$V_{DD} - 0.050$	V	$R_L = 25$ k $\Omega$ to $V_{DD}/2$ , $A_{OL} \geq 105$ dB
	$V_{OUT}$	$V_{SS} + 0.100$	—	$V_{DD} - 0.100$	V	$R_L = 5$ k $\Omega$ to $V_{DD}/2$ , $A_{OL} \geq 100$ dB
Output Short Circuit Current	$I_{SC}$	—	17	—	mA	$V_{OUT} = 2.5V$ , $V_{DD} = 5V$
<b>POWER SUPPLY</b>						
Supply Voltage	$V_S$	2.5	—	5.5	V	$I_O = 0$
Quiescent Current Per Amplifier	$I_Q$	—	18.7	25	$\mu A$	

# MCP606/607/608/609

## AC CHARACTERISTICS

Unless otherwise specified, all limits are specified for  $V_{DD} = +2.5V$  to  $+5.5V$ ,  $V_{SS} = GND$ ,  $T_A = 25^\circ C$ ,  $V_{CM} = V_{DD}/2$ ,  $R_L = 100\text{ k}\Omega$  to  $V_{DD}/2$ , and  $V_{OUT} \sim V_{DD}/2$

PARAMETERS	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS	CONDITIONS
Gain Bandwidth Product	GBWP	—	155	—	kHz	$V_{DD} = 5V$ , $C_L = 60\text{ pF}$
Phase Margin at Unity Crossing	$\theta$	—	62	—	degrees	$V_{DD} = 5V$ , $C_L = 60\text{ pF}$
Slew Rate	SR	—	0.08	—	V/ $\mu s$	$G = 1$ , $V_{DD} = 5V$ , $C_L = 60\text{ pF}$
Input Voltage Noise	$e_n$	—	2.8	—	$\mu V/p-p$	$f = 0.1\text{ Hz to }10\text{ Hz}$
Noise Density	$e_n$	—	38	—	nV/ $\sqrt{Hz}$	$f = 1\text{ kHz}$
Input Current Noise Density	$i_n$	—	3	—	fA/ $\sqrt{Hz}$	$f = 1\text{ kHz}$

## SPECIFICATIONS FOR MCP608 CHIP SELECT FEATURE

Unless otherwise specified, all limits are specified for  $V_{DD} = +2.5V$  to  $+5.5V$ ,  $V_{SS} = GND$ ,  $T_A = 25^\circ C$ ,  $V_{CM} = V_{DD}/2$ ,  $R_L = 100\text{ k}\Omega$  to  $V_{DD}/2$ , and  $V_{OUT} \sim V_{DD}/2$

PARAMETERS	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS	CONDITIONS
<b>CS LOW SPECIFICATIONS</b>						
$\overline{CS}$ Logic Threshold, Low	$V_{IL}$	$V_{SS}$	—	$0.2 V_{DD}$	V	For entire $V_{DD}$ range
$\overline{CS}$ Input Current, Low	$I_{CSL}$	-0.1	0.01	—	$\mu A$	$\overline{CS} = 0.2V_{DD}$
<b>CS HIGH SPECIFICATIONS</b>						
$\overline{CS}$ Logic Threshold, High	$V_{IH}$	$0.8 V_{DD}$	—	$V_{DD}$	V	For entire $V_{DD}$ range
$\overline{CS}$ Input Current, High	$I_{CSH}$	—	0.01	0.1	$\mu A$	$\overline{CS} = V_{DD}$
$\overline{CS}$ Input High, GND Current	$I_Q$	—	0.05	2	$\mu A$	$\overline{CS} = V_{DD}$
Amplifier Output Leakage, $\overline{CS}$ High	—	—	10	—	nA	$\overline{CS} = 0.8V_{DD}$
<b>DYNAMIC SPECIFICATIONS</b>						
$\overline{CS}$ Low to Amplifier Output High Turn-on Time	$t_{ON}$	—	9	100	$\mu s$	$\overline{CS}$ low = $0.2V_{DD}$ , $V_{OUT} = 0.9 * V_{DD}/2$ , $G = +1V/V$
$\overline{CS}$ High to Amplifier Output High Z	$t_{OFF}$	—	0.1	—	$\mu s$	$\overline{CS}$ high = $0.8V_{DD}$ , $V_{OUT} = 0.1 * V_{DD}/2$ , $G = +1V/V$
Hysteresis	—	—	0.6	—	V	$V_{DD} = 5V$

## TEMPERATURE SPECIFICATIONS

Unless otherwise specified, all limits are specified for  $V_{DD} = +2.5V$  to  $+5.5V$ ,  $V_{SS} = GND$

PARAMETERS	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS	CONDITIONS
<b>TEMPERATURE RANGES</b>						
Specified Temperature Range	$T_A$	-40	—	+85	$^\circ C$	
Operating Temperature Range	$T_A$	-40	—	+85	$^\circ C$	
Storage Temperature Range	$T_A$	-65	—	+150	$^\circ C$	
<b>THERMAL PACKAGE RESISTANCE</b>						
Thermal Resistance, 5L-SOT23	$\theta_{JA}$	—	256	—	$^\circ C/W$	
Thermal Resistance, 8L-PDIP	$\theta_{JA}$	—	85	—	$^\circ C/W$	
Thermal Resistance, 8L-SOIC	$\theta_{JA}$	—	163	—	$^\circ C/W$	
Thermal Resistance, 8L-TSSOP	$\theta_{JA}$	—	124	—	$^\circ C/W$	
Thermal Resistance, 14L-PDIP	$\theta_{JA}$	—	70	—	$^\circ C/W$	
Thermal Resistance, 14L-SOIC	$\theta_{JA}$	—	120	—	$^\circ C/W$	
Thermal Resistance, 14L-TSSOP	$\theta_{JA}$	—	100	—	$^\circ C/W$	

## AD594/AD595

### FEATURES

**Pretrimmed for Type J (AD594) or  
Type K (AD595) Thermocouples**  
**Can Be Used with Type T Thermocouple Inputs**  
**Low Impedance Voltage Output: 10 mV/°C**  
**Built-In Ice Point Compensation**  
**Wide Power Supply Range: +5 V to ±15 V**  
**Low Power: <1 mW typical**  
**Thermocouple Failure Alarm**  
**Laser Wafer Trimmed to 1°C Calibration Accuracy**  
**Setpoint Mode Operation**  
**Self-Contained Celsius Thermometer Operation**  
**High Impedance Differential Input**  
**Side-Brazed DIP or Low Cost Cerdip**

### PRODUCT DESCRIPTION

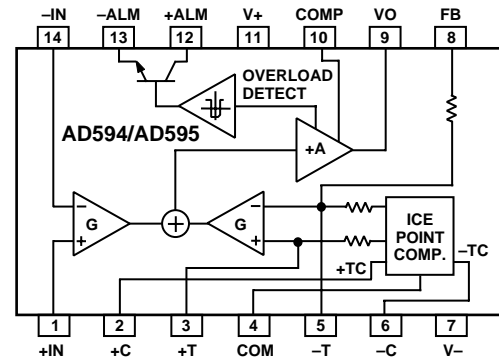
The AD594/AD595 is a complete instrumentation amplifier and thermocouple cold junction compensator on a monolithic chip. It combines an ice point reference with a precalibrated amplifier to produce a high level (10 mV/°C) output directly from a thermocouple signal. Pin-strapping options allow it to be used as a linear amplifier-compensator or as a switched output setpoint controller using either fixed or remote setpoint control. It can be used to amplify its compensation voltage directly, thereby converting it to a stand-alone Celsius transducer with a low impedance voltage output.

The AD594/AD595 includes a thermocouple failure alarm that indicates if one or both thermocouple leads become open. The alarm output has a flexible format which includes TTL drive capability.

The AD594/AD595 can be powered from a single ended supply (including +5 V) and by including a negative supply, temperatures below 0°C can be measured. To minimize self-heating, an unloaded AD594/AD595 will typically operate with a total supply current 160 µA, but is also capable of delivering in excess of ±5 mA to a load.

The AD594 is precalibrated by laser wafer trimming to match the characteristic of type J (iron-constantan) thermocouples and the AD595 is laser trimmed for type K (chromel-alumel) inputs. The temperature transducer voltages and gain control resistors

### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



are available at the package pins so that the circuit can be recalibrated for the thermocouple types by the addition of two or three resistors. These terminals also allow more precise calibration for both thermocouple and thermometer applications.

The AD594/AD595 is available in two performance grades. The C and the A versions have calibration accuracies of ±1°C and ±3°C, respectively. Both are designed to be used from 0°C to +50°C, and are available in 14-pin, hermetically sealed, side-brazed ceramic DIPs as well as low cost cerdip packages.

### PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD594/AD595 provides cold junction compensation, amplification, and an output buffer in a single IC package.
2. Compensation, zero, and scale factor are all precalibrated by laser wafer trimming (LWT) of each IC chip.
3. Flexible pinout provides for operation as a setpoint controller or a stand-alone temperature transducer calibrated in degrees Celsius.
4. Operation at remote application sites is facilitated by low quiescent current and a wide supply voltage range +5 V to dual supplies spanning 30 V.
5. Differential input rejects common-mode noise voltage on the thermocouple leads.

### REV. C

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

# AD594/AD595—SPECIFICATIONS (@ +25°C and $V_S = 5\text{ V}$ , Type J (AD594), Type K (AD595) Thermocouple, unless otherwise noted)

Model	AD594A			AD594C			AD595A			AD595C			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
<b>ABSOLUTE MAXIMUM RATING</b>													
$+V_S$ to $-V_S$			36			36			36			36	Volts
Common-Mode Input Voltage	$-V_S - 0.15$		$+V_S$	$-V_S - 0.15$		$+V_S$	$-V_S - 0.15$		$+V_S$	$-V_S - 0.15$		$+V_S$	Volts
Differential Input Voltage	$-V_S$		$+V_S$	$-V_S$		$+V_S$	$-V_S$		$+V_S$	$-V_S$		$+V_S$	Volts
<b>Alarm Voltages</b>													
+ALM	$-V_S$		$-V_S + 36$	$-V_S$		$-V_S + 36$	$-V_S$		$-V_S + 36$	$-V_S$		$-V_S + 36$	Volts
-ALM	$-V_S$		$+V_S$	$-V_S$		$+V_S$	$-V_S$		$+V_S$	$-V_S$		$+V_S$	Volts
Operating Temperature Range	-55		+125	-55		+125	-55		+125	-55		+125	°C
Output Short Circuit to Common	Indefinite			Indefinite			Indefinite			Indefinite			
<b>TEMPERATURE MEASUREMENT</b> (Specified Temperature Range 0°C to +50°C)													
Calibration Error at +25°C <sup>1</sup>			±3			±1			±3			±1	°C
Stability vs. Temperature <sup>2</sup>			±0.05			±0.025			±0.05			±0.025	°C/°C
Gain Error			±1.5			±0.75			±1.5			±0.75	%
Nominal Transfer Function			10			10			10			10	mV/°C
<b>AMPLIFIER CHARACTERISTICS</b>													
Closed Loop Gain <sup>3</sup>	<b>193.4</b>			<b>193.4</b>			<b>247.3</b>			<b>247.3</b>			
Input Offset Voltage	(Temperature in °C) × 51.70 μV/°C			(Temperature in °C) × 51.70 μV/°C			(Temperature in °C) × 40.44 μV/°C			(Temperature in °C) × 40.44 μV/°C			μV
Input Bias Current	0.1			0.1			0.1			0.1			μA
Differential Input Range	-10		+50	-10		+50	-10		+50	-10		+50	mV
Common-Mode Range	$-V_S - 0.15$		$-V_S - 4$	$-V_S - 0.15$		$-V_S - 4$	$-V_S - 0.15$		$-V_S - 4$	$-V_S - 0.15$		$-V_S - 4$	Volts
Common-Mode Sensitivity – RTO	10			10			10			10			mV/V
Power Supply Sensitivity – RTO	10			10			10			10			mV/V
<b>Output Voltage Range</b>													
Dual Supply	$-V_S + 2.5$		$+V_S - 2$	$-V_S + 2.5$		$+V_S - 2$	$-V_S + 2.5$		$+V_S - 2$	$-V_S + 2.5$		$+V_S - 2$	Volts
Single Supply	0		$+V_S - 2$	0		$+V_S - 2$	0		$+V_S + 2$	0		$+V_S - 2$	Volts
Usable Output Current <sup>4</sup>		±5			±5			±5			±5		mA
3 dB Bandwidth	15			15			15			15			kHz
<b>ALARM CHARACTERISTICS</b>													
$V_{CE(SAT)}$ at 2 mA	0.3			0.3			0.3			0.3			Volts
Leakage Current	±1			±1			±1			±1			μA max
Operating Voltage at -ALM	$+V_S - 4$			$+V_S - 4$			$+V_S - 4$			$+V_S - 4$			Volts
Short Circuit Current	20			20			20			20			mA
<b>POWER REQUIREMENTS</b>													
<b>Specified Performance</b>													
Operating <sup>5</sup>	$+V_S = 5, -V_S = 0$ $+V_S$ to $-V_S \leq 30$			$+V_S = 5, -V_S = 0$ $+V_S$ to $-V_S \leq 30$			$+V_S = 5, -V_S = 0$ $+V_S$ to $-V_S \leq 30$			$+V_S = 5, -V_S = 0$ $+V_S$ to $-V_S \leq 30$			Volts
<b>Quiescent Current (No Load)</b>													
$+V_S$	160	300		160	300		160	300		160	300		μA
$-V_S$	100			100			100			100			μA
<b>PACKAGE OPTION</b>													
TO-116 (D-14)	AD594AD			AD594CD			AD595AD			AD595CD			
Cerdip (Q-14)	AD594AQ			AD594CQ			AD595AQ			AD595CQ			

NOTES  
<sup>1</sup>Calibrated for minimum error at +25°C using a thermocouple sensitivity of 51.7 μV/°C. Since a J type thermocouple deviates from this straight line approximation, the AD594 will normally read 3.1 mV when the measuring junction is at 0°C. The AD595 will similarly read 2.7 mV at 0°C.  
<sup>2</sup>Defined as the slope of the line connecting the AD594/AD595 errors measured at 0°C and 50°C ambient temperature.  
<sup>3</sup>Pin 8 shorted to Pin 9.  
<sup>4</sup>Current Sink Capability in single supply configuration is limited to current drawn to ground through a 50 kΩ resistor at output voltages below 2.5 V.  
<sup>5</sup> $-V_S$  must not exceed -16.5 V.

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 min and max specifications are guaranteed, although only those shown in **boldface** are tested on all production units. Specifications subject to change without notice.

## INTERPRETING AD594/AD595 OUTPUT VOLTAGES

To achieve a temperature proportional output of 10 mV/°C and accurately compensate for the reference junction over the rated operating range of the circuit, the AD594/AD595 is gain trimmed to match the transfer characteristic of J and K type thermocouples at 25°C. For a type J output in this temperature range the TC is 51.70 μV/°C, while for a type K it is 40.44 μV/°C. The resulting gain for the AD594 is 193.4 (10 mV/°C divided by 51.7 μV/°C) and for the AD595 is 247.3 (10 mV/°C divided by 40.44 μV/°C). In addition, an absolute accuracy trim induces an input offset to the output amplifier characteristic of 16 μV for the AD594 and 11 μV for the AD595. This offset arises because the AD594/AD595 is trimmed for a 250 mV output while applying a 25°C thermocouple input.

Because a thermocouple output voltage is nonlinear with respect to temperature, and the AD594/AD595 linearly amplifies the

compensated signal, the following transfer functions should be used to determine the actual output voltages:

$$AD594 \text{ output} = (\text{Type J Voltage} + 16 \mu\text{V}) \times 193.4$$

$$AD595 \text{ output} = (\text{Type K Voltage} + 11 \mu\text{V}) \times 247.3 \text{ or conversely:}$$

$$\text{Type J voltage} = (AD594 \text{ output}/193.4) - 16 \mu\text{V}$$

$$\text{Type K voltage} = (AD595 \text{ output}/247.3) - 11 \mu\text{V}$$

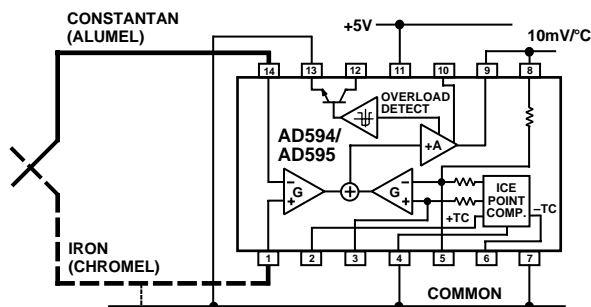
Table I lists the ideal AD594/AD595 output voltages as a function of Celsius temperature for type J and K ANSI standard thermocouples, with the package and reference junction at 25°C. As is normally the case, these outputs are subject to calibration, gain and temperature sensitivity errors. Output values for intermediate temperatures can be interpolated, or calculated using the output equations and ANSI thermocouple voltage tables referred to zero degrees Celsius. Due to a slight variation in alloy content between ANSI type J and DIN FE-CUNI



**Table I. Output Voltage vs. Thermocouple Temperature (Ambient +25°C,  $V_S = -5\text{ V}, +15\text{ V}$ )**

Thermocouple Temperature °C	Type J Voltage mV	AD594 Output mV	Type K Voltage mV	AD595 Output mV
-200	-7.890	-1523	-5.891	-1454
-180	-7.402	-1428	-5.550	-1370
-160	-6.821	-1316	-5.141	-1269
-140	-6.159	-1188	-4.669	-1152
-120	-5.426	-1046	-4.138	-1021
-100	-4.632	-893	-3.553	-876
-80	-3.785	-729	-2.920	-719
-60	-2.892	-556	-2.243	-552
-40	-1.960	-376	-1.527	-375
-20	-.995	-189	-.777	-189
-10	-.501	-94	-.392	-94
0	0	3.1	0	2.7
10	.507	101	.397	101
20	1.019	200	.798	200
25	1.277	250	1.000	250
30	1.536	300	1.203	300
40	2.058	401	1.611	401
50	2.585	503	2.022	503
60	3.115	606	2.436	605
80	4.186	813	3.266	810
100	5.268	1022	4.095	1015
120	6.359	1233	4.919	1219
140	7.457	1445	5.733	1420
160	8.560	1659	6.539	1620
180	9.667	1873	7.338	1817
200	10.777	2087	8.137	2015
220	11.887	2302	8.938	2213
240	12.998	2517	9.745	2413
260	14.108	2732	10.560	2614
280	15.217	2946	11.381	2817
300	16.325	3160	12.207	3022
320	17.432	3374	13.039	3227
340	18.537	3588	13.874	3434
360	19.640	3801	14.712	3641
380	20.743	4015	15.552	3849
400	21.846	4228	16.395	4057
420	22.949	4441	17.241	4266
440	24.054	4655	18.088	4476
460	25.161	4869	18.938	4686
480	26.272	5084	19.788	4896
500	27.388	5300	20.640	5107
520	28.511	5517	21.493	5318
540	29.642	5736	22.346	5529
560	30.782	5956	23.198	5740
580	31.933	6179	24.050	5950
600	33.096	6404	24.902	6161
620	34.273	6632	25.751	6371
640	35.464	6862	26.599	6581
660	36.671	7095	27.445	6790
680	37.893	7332	28.288	6998
700	39.130	7571	29.128	7206
720	40.382	7813	29.965	7413
740	41.647	8058	30.799	7619
750	42.283	8181	31.214	7722
760	-	-	31.629	7825
780	-	-	32.455	8029
800	-	-	33.277	8232
820	-	-	34.095	8434
840	-	-	34.909	8636
860	-	-	35.718	8836
880	-	-	36.524	9035
900	-	-	37.325	9233
920	-	-	38.122	9430
940	-	-	38.915	9626
960	-	-	39.703	9821
980	-	-	40.488	10015
1000	-	-	41.269	10209
1020	-	-	42.045	10400
1040	-	-	42.817	10591
1060	-	-	43.585	10781
1080	-	-	44.339	10970
1100	-	-	45.108	11158
1120	-	-	45.863	11345
1140	-	-	46.612	11530
1160	-	-	47.356	11714
1180	-	-	48.095	11897
1200	-	-	48.828	12078
1220	-	-	49.555	12258
1240	-	-	50.276	12436
1250	-	-	50.633	12524

thermocouples Table I should not be used in conjunction with European standard thermocouples. Instead the transfer function given previously and a DIN thermocouple table should be used. ANSI type K and DIN NiCr-Ni thermocouples are composed



*Figure 1. Basic Connection, Single Supply Operation*

of identical alloys and exhibit similar behavior. The upper temperature limits in Table I are those recommended for type J and type K thermocouples by the majority of vendors.

### SINGLE AND DUAL SUPPLY CONNECTIONS

The AD594/AD595 is a completely self-contained thermocouple conditioner. Using a single +5 V supply the interconnections shown in Figure 1 will provide a direct output from a type J thermocouple (AD594) or type K thermocouple (AD595) measuring from 0°C to +300°C.

Any convenient supply voltage from +5 V to +30 V may be used, with self-heating errors being minimized at lower supply levels. In the single supply configuration the +5 V supply connects to Pin 11 with the V- connection at Pin 7 strapped to power and signal common at Pin 4. The thermocouple wire inputs connect to Pins 1 and 14 either directly from the measuring point or through intervening connections of similar thermocouple wire type. When the alarm output at Pin 13 is not used it should be connected to common or -V. The precalibrated feedback network at Pin 8 is tied to the output at Pin 9 to provide a 10 mV/°C nominal temperature transfer characteristic.

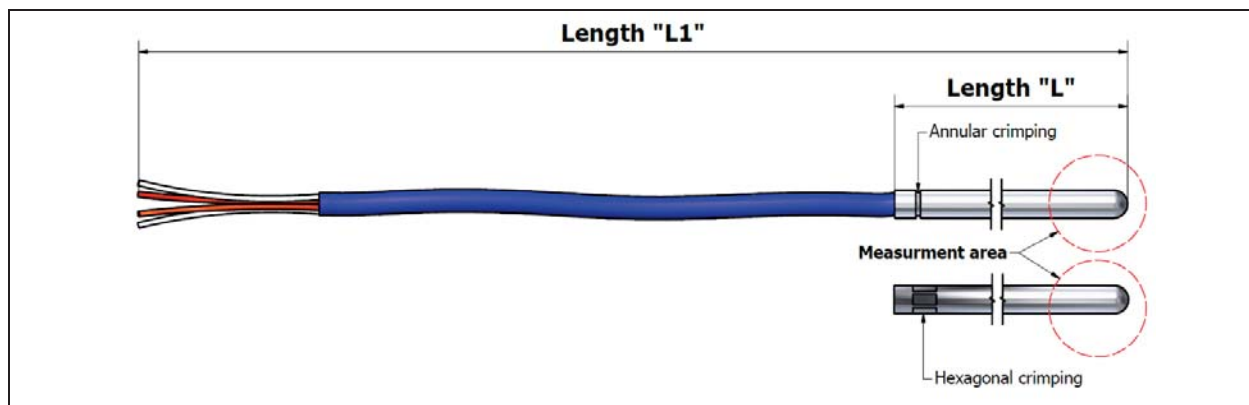
By using a wider ranging dual supply, as shown in Figure 2, the AD594/AD595 can be interfaced to thermocouples measuring both negative and extended positive temperatures.

# Data sheet

## PS

ENGLISH

RS Stock No. 373-0372



### PT100 THERMIC ELEMENT WITH CABLE AND TIP

**RANGE :**

- 25 °C / +250 °C

**USE :**

- Universal

**KEY POINT :**

- Flexible

**SPECIFICATIONS:**

- PT100Ω thermic element A Class – 1x2 wires
- Tip in SS304L
- Cable 3 conductors, section 0.22mm<sup>2</sup>, isolated Silicon/Silicon
- Crimping 4 points

**DIMENSIONS:**

- Tip length = 100mm
- Tip diameter = 6mm
- Total length (tip + cable) = 2000mm

**METROLOGICAL DATA :**

- As per IEC 751
- Standard tolerance PT100 A class: ±0.15 + 0.002.[t°c]

**Other dimensions:**

Range	-50°C / +200°C			-50°C / +250°C	0°C / +400°C
Diameter / Length	2m	2,5m	3m	2m	3m
3mm	-		-	457-3710{3Fils} 370-6571{4Fils}	-
6mm	457-3631{2Fils} 373-0372{3Fils}	547-7304 Ex	547-7758 547-7556	-	457-3647

## PRECISION MICROPOWER SHUNT VOLTAGE REFERENCE

Check for Samples: [LM4040-EP](#)

### FEATURES

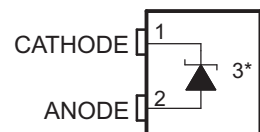
- Fixed Output Voltage of 2.5 V
- Tight Output Tolerances and Low Temperature Coefficient
  - Max 0.65%, 100 ppm/°C
- Low Output Noise: 35  $\mu\text{V}_{\text{RMS}}$  Typ
- Wide Operating Current Range: 45  $\mu\text{A}$  Typ to 15 mA
- Stable With All Capacitive Loads; No Output Capacitor Required

### APPLICATIONS

- Data-Acquisition Systems
- Power Supplies and Power-Supply Monitors
- Instrumentation and Test Equipment
- Process Controls
- Precision Audio
- Automotive Electronics
- Energy Management
- Battery-Powered Equipment

### SUPPORTS DEFENSE, AEROSPACE, AND MEDICAL APPLICATIONS

- Controlled Baseline
- One Assembly/Test Site
- One Fabrication Site
- Available in Military (–55°C/125°C) Temperature Range<sup>(1)</sup>
- Extended Product Life Cycle
- Extended Product-Change Notification
- Product Traceability

DBZ (SOT-23) PACKAGE  
(TOP VIEW)


\* Pin 3 is attached to substrate and must be connected to ANODE or left open.

(1) Custom temperature ranges available

### DESCRIPTION/ORDERING INFORMATION

The LM4040 series of shunt voltage references are versatile, easy-to-use references that cater to a vast array of applications. The 2-pin fixed-output device requires no external capacitors for operation and is stable with all capacitive loads. Additionally, the reference offers low dynamic impedance, low noise, and low temperature coefficient to ensure a stable output voltage over a wide range of operating currents and temperatures. The LM4040 uses fuse and Zener-zap reverse breakdown voltage trim during wafer sort to offer an output voltage tolerance of 0.65%.

Packaged in a space-saving SOT-23-3 package and requiring a minimum current of 45  $\mu\text{A}$  (typ), the LM4040 also is ideal for portable applications. The LM4040C25 is characterized for operation over an ambient temperature range of –55°C to 125°C.

### ORDERING INFORMATION<sup>(1)</sup>

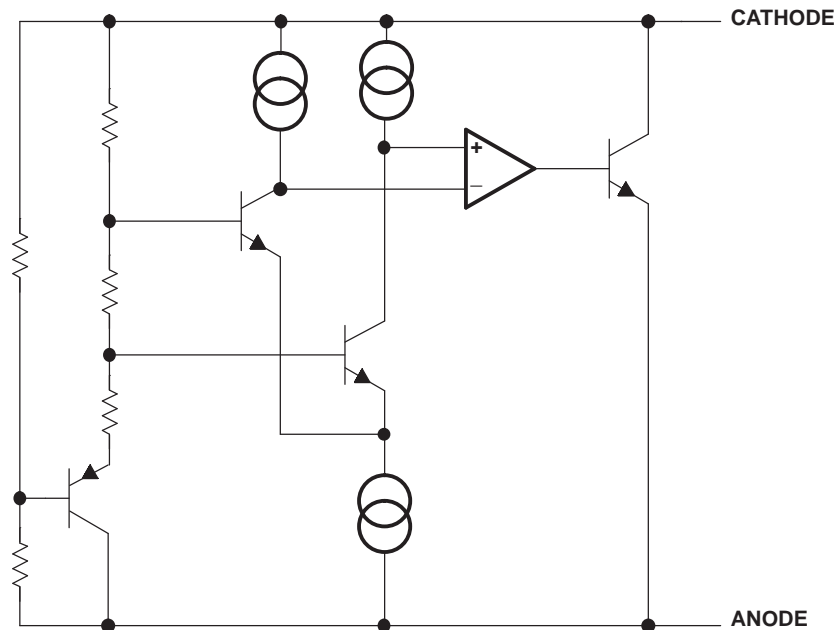
T <sub>A</sub>	DEVICE GRADE	V <sub>KA</sub>	PACKAGE		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING <sup>(2)</sup>
–55°C to 125°C	0.65% initial accuracy and 100 ppm/°C temperature coefficient	2.5 V	SOT-23-3 (DBZ)	Reel of 250	LM4040C25MDBZTEP	SAGU

- (1) For the most current package and ordering information, see the Package Option Addendum at the end of this document, or see the TI web site at [www.ti.com](http://www.ti.com).
- (2) The actual top-side marking has one additional character that designates the wafer fab/assembly site.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

## FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

Absolute Maximum Ratings<sup>(1)</sup>

over free-air temperature range (unless otherwise noted)

		MIN	MAX	UNIT
$I_Z$	Continuous cathode current	-10	25	mA
$T_J$	Operating virtual junction temperature		150	°C
$T_{stg}$	Storage temperature range	-65	150	°C

- (1) Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

## THERMAL INFORMATION

THERMAL METRIC <sup>(1)</sup>		LM4040	UNITS
		DBZ	
		3 PINS	
$\theta_{JA}$	Junction-to-ambient thermal resistance <sup>(2)</sup>	320.8	°C/W
$\theta_{JC}$	Junction-to-case thermal resistance	98.2	
$\theta_{JB}$	Junction-to-board thermal resistance <sup>(3)</sup>	53.3	
$\psi_{JT}$	Junction-to-top characterization parameter <sup>(4)</sup>	3.3	
$\psi_{JB}$	Junction-to-board characterization parameter <sup>(5)</sup>	51.8	

- (1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the *IC Package Thermal Metrics* application report, [SPRA953](#).  
(2) The junction-to-ambient thermal resistance under natural convection is obtained in a simulation on a JEDEC-standard, high-K board, as specified in JESD51-7, in an environment described in JESD51-2a.  
(3) The junction-to-board thermal resistance is obtained by simulating in an environment with a ring cold plate fixture to control the PCB temperature, as described in JESD51-8.  
(4) The junction-to-top characterization parameter,  $\psi_{JT}$ , estimates the junction temperature of a device in a real system and is extracted from the simulation data for obtaining  $\theta_{JA}$ , using a procedure described in JESD51-2a (sections 6 and 7).  
(5) The junction-to-board characterization parameter,  $\psi_{JB}$ , estimates the junction temperature of a device in a real system and is extracted from the simulation data for obtaining  $\theta_{JA}$ , using a procedure described in JESD51-2a (sections 6 and 7).

## 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 $\delta$ (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](mailto: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	$R_{25}$ <sup>(1)</sup> (Ω)	$\alpha$ (25 °C) (%/K)	$R_{25}$ TOL. (%)	$B_{25/85}$ <sup>(1)</sup> (K)	$B_{25/85}$ TOL. (%)	$\Delta T_{MAX.}$ <sup>(2)</sup> 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

<sup>(1)</sup> Other  $R_{25}$  and B-values available on request

<sup>(2)</sup>  $\Delta T$  is the temperature measurement accuracy in the defined temperature range

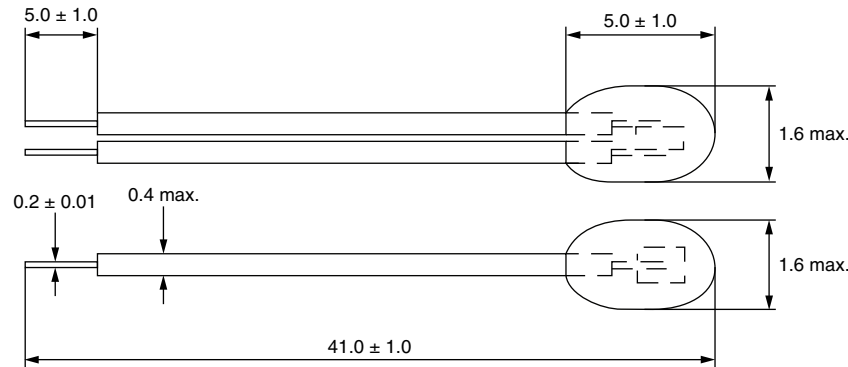
# NTCLE305E4...SB



Vishay BCcomponents

NTC Thermistors, 2-Point Micro Chip  
Sensor Insulated Leads

## DIMENSIONS in millimeters



### RESISTANCE VALUES AT INTERMEDIATE TEMPERATURES WITH $R_{25}$ AT 2060 $\Omega$

SAP PART AND ORDERING NUMBER: NTCLE305E4202SB

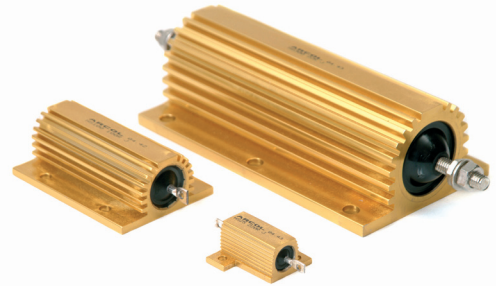
TEMPERATURE (°C)	RESISTANCE ( $\Omega$ )	$R/R_{25}$	$\Delta R/R$ (%)	$\alpha$ (%/K)	$\Delta T_{MAX.}$ ( $\pm$ °C)	$R_{MIN.}$ ( $\Omega$ )	$R_{MAX.}$ ( $\Omega$ )
-40.0	47 326	22.974	5.27	-6.03	0.87	44 832	49 820
-35.0	35 203	17.089	4.95	-5.81	0.85	33 461	36 945
-30.0	26 473	12.851	4.64	-5.60	0.83	25 245	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](mailto:nlr@vishay.com)

Manufactured in line with the requirements of MIL 18546 and IEC 115, designed for direct heatsink mounting with thermal compound to achieve maximum performance.

- High Power to volume
- Wound to maximise High Pulse Capability
- Values from R005 to 100K
- Custom designs welcome
- RoHS Compliant

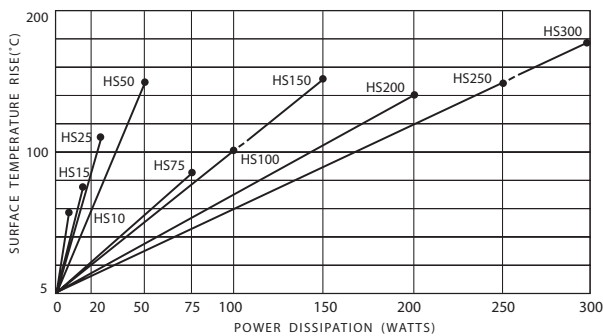


## Characteristics

Tolerance (Code):	Standard $\pm 5\%$ (J) and $\pm 10\%$ (K). Also available $\pm 1\%$ (F), $\pm 2\%$ (G) and $\pm 3\%$ (H)
Tolerance for low $\Omega$ values:	Typically $\geq R05 \pm 5\% \leq R047 \pm 10\%$
Temperature coefficients:	Typical values $< 1K$ 100ppm Std. $> 1K$ 25ppm Std. For lower TCR's please contact Arcol
Insulation resistance (Dry):	10,000 M $\Omega$ minimum
Power dissipation:	At high ambient temperature dissipation derates linearly to zero at 200°C
Ohmic values:	From R005 to 100K depending on wattage size
Low inductive (NHS):	Specify by adding N before HS Series code, e.g. NHS50
NHS ohmic value:	Divide standard HS maximum value by 4
NHS working volts:	Divide standard HS maximum working voltage by 1.414

## Temp. Rise & Power Dissipation

Surface temperature of resistor related to power dissipation. The resistor is standard heatsink mounted using a proprietary heatsink compound.



## Heat Dissipation

Heat dissipation: Whilst the use of proprietary heat sinks with lower thermal resistances is acceptable, uprating is not recommended. For maximum heat transfer it is recommended that a heat sink compound be applied between the resistor base and heat sink chassis mounting surface. It is essential that the maximum hot spot temperature of 200°C is not exceeded, therefore, the resistor must be mounted on a heat sink of correct thermal resistance for the power being dissipated.

## Ordering Procedure

Standard Resistor. To specify standard: Series, Watts, Ohmic Value, Tolerance Code, e.g.: HS25 2R2 J

Non Inductive Resistor. To specify add N, e.g.: NHS100 10R J

ARCOL UK Limited,  
Threemilestone Ind. Estate,  
Truro, Cornwall, TR4 9LG, UK.  
T +44 (0) 1872 277431  
F +44 (0) 1872 222002  
E sales@arcolresistors.com

[www.arcolresistors.com](http://www.arcolresistors.com)

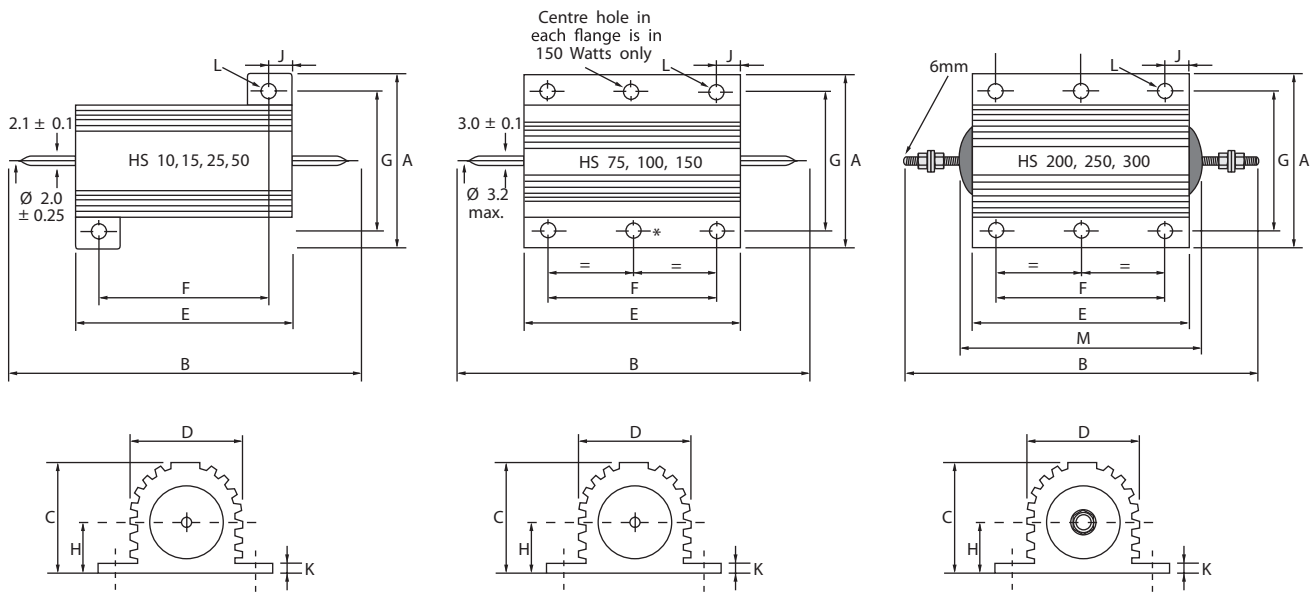
The information contained herein does not form part of a contract and is subject to change without notice. ARCOL operate a policy of continual product development, therefore, specifications may change.

It is the responsibility of the customer to ensure that the component selected from our range is suitable for the intended application. If in doubt please ask ARCOL.

## Electrical Specifications

Size	Style MIL-R 18546	Power rating on std. heatsink @25°C	Watts with no heatsink @25°C	Resistance range	Limiting element voltage	Voltage proof AC Peak	Voltage proof AC rms.	Approx weight gms	Typical surface rise HS mounted	Standard heatsink	
										cm <sup>2</sup>	Thickness mm
HS10	RE 60	10	5	R005-10K	160	1400	1000	4	5.8	415	1
HS15	RE 65	15	7	R005-10K	265	1400	1000	7	5.1	415	1
HS25	RE 70	25	9	R005-36K	550	3500	2500	14	4.2	535	1
HS50	RE 75	50	14	R01-86K	1250	3500	2500	32	3.0	535	1
HS75		75	24	R01-50K	1400	6363	4500	85	1.1	995	3
HS100		100	30	R01-70K	1900	6363	4500	115	1.0	995	3
HS150		150	45	R01-100K	2500	6363	4500	175	1.0	995	3
HS200		200	50	R01-50K	1900	7070	5000	475	0.7	3750	3
HS250		250	55	R01-50K	2200	7070	5000	600	0.6	4765	3
HS300		300	60	R01-68K	2500	7070	5000	700	0.6	5780	3

## HS10-HS300 Standard Resistor



## Dimensions (mm)

Size	A Max	B Max	C Max	D Max	E Max	F±0.3	G±0.3	H Max	J Max	K Max	L ±0.25*	M Max
HS10	16.5	30.0	8.8	8.5	15.9	11.3	12.4	4.5	2.4	1.8	2.4	
HS15	21.0	36.5	11.0	11.2	19.9	14.3	15.9	5.5	2.8	1.8	2.4	
HS25	28.0	51.0	14.8	14.2	27.3	18.3	19.8	7.7	5.2	2.6	3.2	
HS50	28.0	72.5	14.8	14.2	49.1	39.7	21.4	8.4	5.2	2.6	3.2	
HS75	47.5	72.0	24.1	27.3	48.7	29.0	37.0	11.8	10.4	3.7	4.4	
HS100	47.5	88.0	24.1	27.3	65.2	35.0	37.0	11.8	15.4	3.7	4.4	
HS150	47.5	121.0	24.1	27.3	97.7	58.0	37.0	11.8	20.4	3.7	4.4	
HS200	72.5	145.7	41.8	45.5	89.7	70.0	57.2	20.5	10.4	5.5	5.1	103.4
HS250	72.5	167.0	41.8	45.5	109.7	89.0	57.2	20.5	10.4	5.5	5.1	122.4
HS300	72.5	184.4	41.8	45.5	127.7	104.0	59.0	20.5	12.4	5.5	6.6	141.4


\* HS200-HS300 Watts is ± 0.45

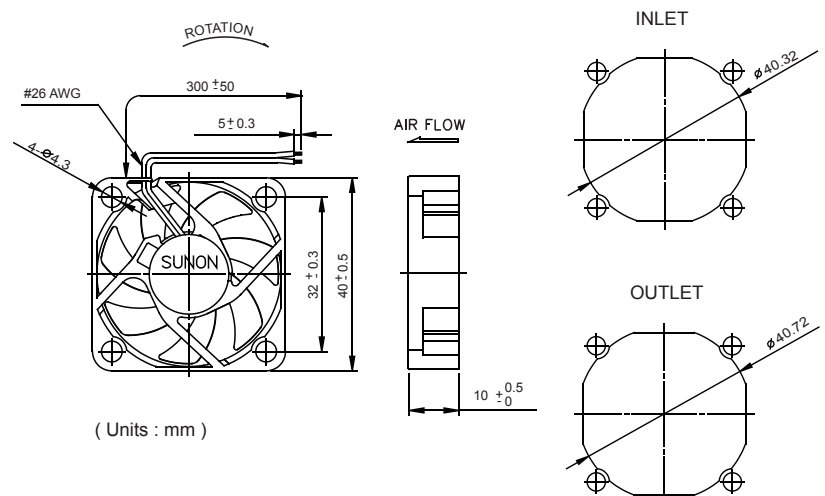
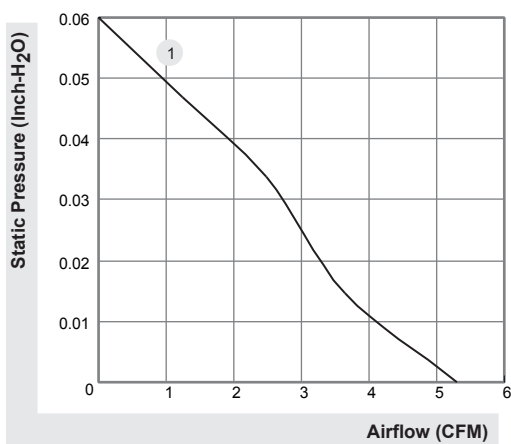


## 40x40x10 mm

## 5.3 CFM



	P/N	Bearing	Rating Voltage (VDC)	Power Current (mA)	Power Consumption (WATTS)	Speed (RPM)	Air Flow (CFM)	Static Pressure (Inch-H <sub>2</sub> O)	Noise (dBA)	Weight (g)	Curve
		● VAPO	12	65	0.8	4500	5.3	0.06	18.2	14.7	1
HA40101V4-0000-999											



\*All model could be customized. Please contact with Sunon Sales.

\*Specifications are subject to change without notice. Please Visit SUNON web site at <http://www.sunon.com> for update information.

**Specification**

**For**

**LCD Module**

**2004A**

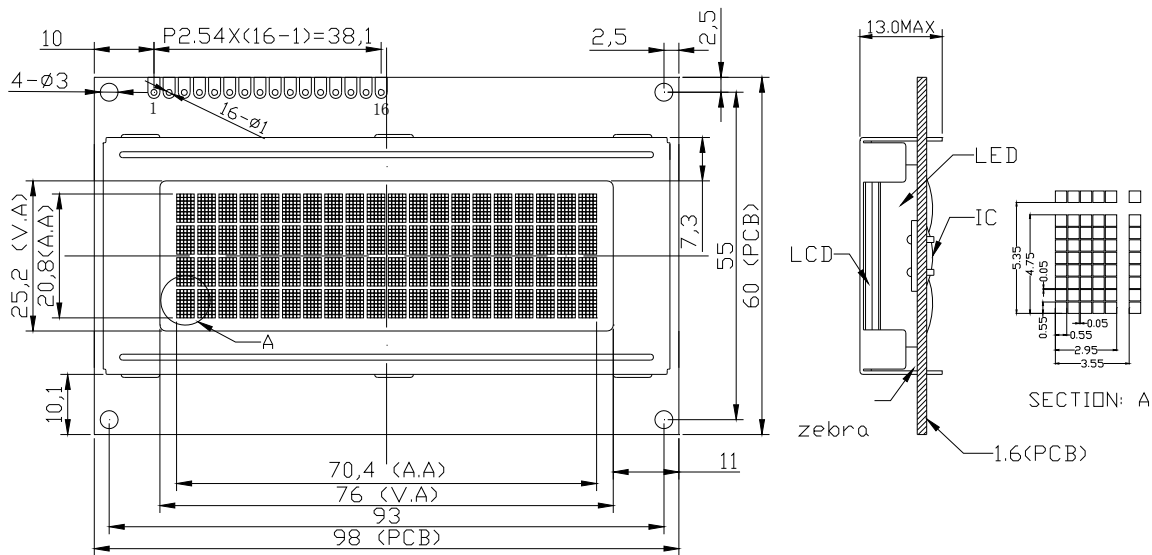
## 1.0 INTRODUCTION

This USER'S MANUAL is introduced the outside dimensions, optical characteristics, electrical characteristics, interface, controller commands, etc. of the custom design LCD module.

## 1.1 FEATURE

- (1) Display mode: STN POSITIVE, TRANSFLECTIVE, YELLOW-GREEN COLOR
- (2) Display format: 20 characters X 4 line
- (3) Driving method: 1/16 Duty, 1/5 Bias
- (4) Viewing direction: 6 o'clock
- (5) Control IC: SPLC780D
- (6) Interface Input Data : 4-Bits or 8-Bits interface available
- (7) Back light: LED (Yellow-Green )

## 2.0 DIMENSION DIAGRAM



DISPLAY TYPE: STN/Y-G POSITIVE  
 VIEWING DIRECTION: 6-00  
 DISPLAY MODE: TRANS/YELLOW GREEN  
 DRIVING METHOD: 1/16DUTY 1/5BIAS  
 OPERATING VOLTAGE: 4.7V  
 OPERATING TEMPERATURE: -20° ~ 70°C  
 STORAGE TEMPERATURE: -30°~80°C  
 CDNECTOR: ZEBRA  
 BACKLIGHT: LED

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
VSS	VDD	VO	RS	R/W	E	DB0	DB1	DB2	DB3	DB4	DB5	DB6	DB7	BL	BLK

<b>EONE</b> 深圳市冠晶达电子有限公司 EONE ELECTRONICS CO.,LTD.		TOLERANCE	FINISH	MODEL NAME
VERSION	SCALE	±0.2	NO.	
A	1:1		1/1	2004A
DATE	APPROVED	CHECKED	DRAWN	
2005.06.19				

### 3.0 MECHANICAL SPECIFICATIONS

ITEM	STANDARD VALUE	UNIT
DOTS	5X8	characters -
DOT SIZE	0.55X0.55	mm
DOT PITCH	0.60X0.60	mm
MODULE DIMENSION	98.0(W) × 60.0(H) × 1.6(T)	mm
EFFECTIVE DISPLAY AREA	84.0(W) × 31.0(H)MIN	mm

### 4.0 MAX STANDARD VALUE

ITEM	SYMBOL	MIN.	TYPE	MAX	UNIT
OPERATING TEMPERATURE	Top	-10	25	60	°C
STORAGE TEMPERATURE	Tst	-20	/	70	°C
INPUT VOLTAGE	VI	VSS	/	VDD	V
SUPPLY VOLTAGE FOR LOGIC	VDD-VSS	-0.3	/	7.0	V
SUPPLY VOLTAGE FOR LCD	VDD-V0	VDD-10.0	/	VDD+0.3	V

### 5.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

ITEM	SYMBOL	CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
------	--------	-----------	------	------	------	------



info@plasticosferplast.com  
(00 34) 902 301 305



## POLICARBONATO COMPACTO

### PROPIEDADES FÍSICAS

Densidad relativa – Masa volúmica (método A)	1.20	Kg/dm <sup>3</sup>	DIN 53479
Absorción de agua (método 1)	0.36	%	ISO 62

### PROPIEDADES MECÁNICAS

Resistencia a la tracción	>70	Mpa	ISO 527-2
Módulo de elasticidad E	>2200	Mpa	DLN 53457
Resistencia al choque con entalla	>60	KJ/m <sup>2</sup>	DIN 53457

### PROPIEDADES ELÉCTRICAS

Resistencia específica	10 <sup>15</sup>	Ohm	Din 53458
Resistencia de volumen	10 <sup>15</sup>	Ohm.cm	Din 53458
Constante dieléctrica			Din 53483
a) 50 Hz	3.6		
b) 0.1 Hz	2.8		

### PROPIEDADES TÉRMICA

Dilatación	>110	%	ISO 527-2
Dilatación lineal térmica	65.10 <sup>-6</sup>	l/°C	VDE 0304/1
Temperatura de reblandecimiento VICAT	>140	°C	ISO 306
Conductividad térmica	0.21	W/mK	DIN 52612
Clasificación al fuego	M2 V2	-	UL 94
Ensayo con filamento incandescente	960	°C	CCEI 695-2-1 VDE 0471

### PROPIEDADES ÓPTICAS

Transmisión luminosa total de luz (3mm.)	87	%	ISO 489
--	----	---	---------

### PROPIEDADES ACÚSTICAS

Aislamiento acústico (4mm.)	27	dB	
-----------------------------	----	----	--



## Features

- High Performance, Low Power Atmel® AVR® 8-Bit Microcontroller
- Advanced RISC Architecture
  - 135 Powerful Instructions – Most Single Clock Cycle Execution
  - 32 x 8 General Purpose Working Registers
  - Fully Static Operation
  - Up to 16 MIPS Throughput at 16MHz
  - On-Chip 2-cycle Multiplier
- High Endurance Non-volatile Memory Segments
  - 64K/128K/256KBytes of In-System Self-Programmable Flash
  - 4Kbytes EEPROM
  - 8Kbytes Internal SRAM
  - Write/Erase Cycles: 10,000 Flash/100,000 EEPROM
  - Data retention: 20 years at 85°C/ 100 years at 25°C
  - Optional Boot Code Section with Independent Lock Bits
    - In-System Programming by On-chip Boot Program
    - True Read-While-Write Operation
  - Programming Lock for Software Security
    - Endurance: Up to 64Kbytes Optional External Memory Space
- Atmel® QTouch® library support
  - Capacitive touch buttons, sliders and wheels
  - QTouch and QMatrix acquisition
  - Up to 64 sense channels
- JTAG (IEEE® std. 1149.1 compliant) Interface
  - Boundary-scan Capabilities According to the JTAG Standard
  - Extensive On-chip Debug Support
  - Programming of Flash, EEPROM, Fuses, and Lock Bits through the JTAG Interface
- Peripheral Features
  - Two 8-bit Timer/Counters with Separate Prescaler and Compare Mode
  - Four 16-bit Timer/Counter with Separate Prescaler, Compare- and Capture Mode
  - Real Time Counter with Separate Oscillator
  - Four 8-bit PWM Channels
  - Six/Twelve PWM Channels with Programmable Resolution from 2 to 16 Bits (ATmega1281/2561, ATmega640/1280/2560)
  - Output Compare Modulator
  - 8/16-channel, 10-bit ADC (ATmega1281/2561, ATmega640/1280/2560)
  - Two/Four Programmable Serial USART (ATmega1281/2561, ATmega640/1280/2560)
  - Master/Slave SPI Serial Interface
  - Byte Oriented 2-wire Serial Interface
  - Programmable Watchdog Timer with Separate On-chip Oscillator
  - On-chip Analog Comparator
  - Interrupt and Wake-up on Pin Change
- Special Microcontroller Features
  - Power-on Reset and Programmable Brown-out Detection
  - Internal Calibrated Oscillator
  - External and Internal Interrupt Sources
  - Six Sleep Modes: Idle, ADC Noise Reduction, Power-save, Power-down, Standby, and Extended Standby
- I/O and Packages
  - 54/86 Programmable I/O Lines (ATmega1281/2561, ATmega640/1280/2560)
  - 64-pad QFN/MLF, 64-lead TQFP (ATmega1281/2561)
  - 100-lead TQFP, 100-ball CBGA (ATmega640/1280/2560)
  - RoHS/Fully Green
- Temperature Range:
  - -40°C to 85°C Industrial
- Ultra-Low Power Consumption
  - Active Mode: 1MHz, 1.8V: 500µA
  - Power-down Mode: 0.1µA at 1.8V
- Speed Grade:
  - ATmega640V/ATmega1280V/ATmega1281V:
    - 0 - 4MHz @ 1.8V - 5.5V, 0 - 8MHz @ 2.7V - 5.5V
  - ATmega2560V/ATmega2561V:
    - 0 - 2MHz @ 1.8V - 5.5V, 0 - 8MHz @ 2.7V - 5.5V
  - ATmega640/ATmega1280/ATmega1281:
    - 0 - 8MHz @ 2.7V - 5.5V, 0 - 16MHz @ 4.5V - 5.5V
  - ATmega2560/ATmega2561:
    - 0 - 16MHz @ 4.5V - 5.5V

# 1. Pin Configurations

Figure 1-1. TQFP-pinout ATmega640/1280/2560

