



Universidad de
Oviedo



ESCUELA POLITÉCNICA DE INGENIERÍA DE GIJÓN.

GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y AUTOMÁTICA

ÁREA DE MÁQUINAS Y MOTORES TÉRMICOS

TRABAJO FIN DE GRADO N° 17010109

DISEÑO DE SISTEMA DE REGULACIÓN DE TEMPERATURA EN EL CALENTADOR DE UN MOTOR STIRLING

D. LONGUEIRA ROMERO, Ángel Alfonso Antonio

TUTOR: D. David García Menéndez

COTUTOR: D. Juan Manuel Guerrero Muñoz

FECHA: Julio de 2017

*Ka hohonu i hiki 'ole ke ana 'ia, akā,
ua 'ike 'ia nō kahi mau papa¹.*

- Anónimo -

¹ No hemos explorado lo más profundo de los abismos, pero hemos empezado a conocer varios arrecifes.

Tabla de Contenido

Agradecimientos.....	6
Resumen.....	7
1. Introducción.....	9
2. Objetivo.....	10
3. Transmisión de calor.....	12
3.1.- Generalidades del motor Stirling.....	12
3.2.- El motor Stirling de laboratorio.....	15
3.3.- Caracterización del termopar.....	17
3.4.- Caracterización de la resistencia calefactora.....	20
3.5.- Selección del material aislante.....	22
3.6.- Reducción de las especificaciones del problema simplificado de transmisión de calor.....	25
3.7.- Resumen de la parte de transmisión de calor.....	27
4. Electrónica de potencia.....	28
4.1.- El elemento básico: el transistor.....	28
4.2.- Topología de potencia para alimentar la resistencia calefactora.....	29
4.3.- Selección de los drivers.....	31
4.4.- Generación del bus DC para alimentar el puente en H.....	32
4.5.- Generación de la alimentación para los circuitos integrados de la PCB.....	34
4.6.- Simulación del puente en H.....	35
4.7.- Diseño de la PCB.....	37
4.8.- Resumen de la parte de electrónica de potencia.....	39
5. Sistema de control.....	40
5.1.- Ideas generales y aspecto a tener en cuenta sobre el algoritmo de control.....	40
5.2.- El elemento central del control: el microcontrolador.....	41
5.3.- Comunicación SPI con el sensor de temperatura del termopar.....	42

5.4.- Algoritmo de control.	46
5.5.- Interfaz de usuario: pantalla LCD táctil.	47
5.6.- Resumen de la parte de sistema de control.....	49
6. Pruebas generales.....	50
6.1.- Continuidad y cortocircuitos.	50
6.2.- Sensor MAX6675.	50
6.3.- Tensiones de la PCB.	50
6.4.- Señal PWM de control.	51
6.5.- Prueba general con todos los elementos.....	51
7. Planificación temporal.	52
8. Presupuesto.....	53
9. Conclusiones.....	54
10. Trabajo pendiente.....	55
11. Posibles mejoras.	56
12. Bibliografía y referencias.	57
13. Lista de anexos.....	60
13.1.- Cálculo del coeficiente de película de transmisión de calor por convección y de la potencia disipada.	60
13.2.- Cálculo de la conductividad térmica del problema de transmisión de calor simplificado.	65
13.3.- Cálculo de las condiciones finales de la temperatura exterior (T_{se}) y el espesor (e).....	68
13.4.- Cálculo de la tensión y la corriente máxima y dimensionamiento de los transistores de potencia.	74
13.5.- Cálculo de disipadores para los transistores de potencia.	77
13.6.- Circuito de Bootstrap y dimensionamiento de sus componentes discretos....	80
13.7.- Cálculo de las resistencias de puerta de los transistores.	86

13.8.- Cálculo y dimensionamiento de los diodos del rectificador monofásico de onda completa.	88
13.9.- Cálculo y dimensionamiento del condensador de filtrado del bus DC.	90
13.10.- Esquemático de la PCB.	96
13.11.- Diseño de la PCB.	99
13.12.- Descripción del montaje final.	100
13.13.- Descripción y contenido de los anexos independientes.	102
13.13.1.- Hoja de características del MAX6675.....	102
13.13.2.- Hoja de características de la resistencia calefactora.....	102
13.13.3.- Hoja de características del aislante.....	102
13.13.4.- Hojas de características del transistor.	102
13.13.5.- Hoja de características del driver.	102
13.13.6.- Hojas de características del rectificador.	102
13.13.7.- Hojas de características del diodo de Bootstrap.	102
13.13.8.- Hojas de características de la fuente de alimentación AC-DC.	102
13.13.9.- Hoja de características del Arduino Mega.....	102
13.13.10.- Fotolito de la PCB.	102
13.13.11.- Librería UTFT.....	102
13.13.12.- Librería UTouch.....	102
13.13.13.- Librería MAX6675.....	102
13.13.14.- Programa de ejemplo de uso del MAX6675.....	102

Agradecimientos

Sé qu'esti apartáu nun ye fácil d'atopar nos Trabayos Fin de Gráu de la xente, nos que, munches vegaes, los alumnos sólo quieren finar la carrera y entamar la siguiente etapa na so vida. Pero nel mio casu, tengo la necesidá de dicir delles pallabres enantes de dar el siguiente pasu na mio vida profesional.

Primero, tengo que falar del ámbitu personal, como nun pue ser d'otra forma. Y la mio familia ye la que siempre m'ayudó y me dio l'apoyu moral pa intentar alcanzar los mios oxetivos na vida, fueren los que fueren. Ellos, meyor que naide, saben lo difícil que ye ser músicu, inxenieru y tener interés por otres mil coses, pero nun tener tiempu pa toes. Pero quiero dar les gracies especialmente, a los mios güelos, qu'a pesar de la distancia y lo lloñe que tamos, alcuérdense siempre de mí a toles hores del día. Que son capaces de garrar un avión y cruzar l'Atlánticu pa ver al so nietu y siempre saben faceme ver les coses guapes que tienen la vida y les persones.

Dempués, gustaríame dar les gracies a tolos mios amigos por faceme meyor persona y meyor inxenieru. Ensin un buen ambiente, les coses nun seríen iguales. Y ensin amigos, la carrera fadríase más llarga.

Y finalmente, a los profesores. La xente que confió en mí pa facer un trabayu como esti conociendo las mios capacidades y el mio potencial. Creo que toos sabemos que'l Trabayu Fin de Gráu ye'l momentu de demostrar los conocimientos adquiríos, la nuesa capacidá de resolver problemes y da-yos solución. Y munches vegaes pensamos que nun sabemos ná. Que sólo tenemos conocimientos teóricos: "les fueyen aguenten too", nos dicíen muchos profesores. Pero realmente, el pasu de la teoría a la práctica nun ye tan grande y lo único que necesitamos ye un pocu d'ayuda. Por too eso, agradezco al mio tutor que m'encomendare esti trabayu y fuere capaz de responder cada entruga que-y facía con una sonrisa na cara; al mio cotutor por tener la paciencia suficiente pa resolver les mios dudes, por mui tontes que fueren; y tamién, a tolos profesores que, ensin tener nengún compromisu conmigo o col mio trabayu, ofrecieron la so ayuda y el so tiempu ensin dudalo un segundu.

Podría nomar munches más persones, situaciones y momentos concretos de tola carera, pero voi permitime'l lluxu de disculpame y pedí-yos que se sientan incluyíos.

Quiciabes son munches llinies pa un trabayu tan pequeñu, pero paezme un xestu necesariu. A toos vosotros, munches gracies.

Resumen

Los motores Stirling, desde un punto de vista termodinámico y de la transmisión de calor, tienen un alto interés didáctico ya que pueden trabajar como motor y como máquina frigorífica.

El área de máquinas y motores térmicos de la universidad de Oviedo posee un motor Stirling cuya fuente primaria de calor es un mechero de alcohol. Como la combustión de la llama no es homogénea, la temperatura del foco caliente no es constante. Esto trae consigo unas medidas experimentales poco controladas obteniéndose modelos con una gran incertidumbre.

El objetivo de este trabajo consiste en implementar el control de temperatura del foco caliente de un motor Stirling de laboratorio. Este cambio permite que el sistema trabaje con temperaturas constantes y regulables, según las exigencias del experimento. El elemento que sustituyó al mechero de alcohol fue una resistencia calefactora, que era controlada según la consigna de temperatura que indicase el usuario.

Este proyecto es multidisciplinar y agrupa tres ramas de la ingeniería: ingeniería térmica, electrónica de potencia y control.

En el apartado de ingeniería térmica, el problema consistió en obtener el valor mínimo de potencia que debía tener la resistencia calefactora y en elegir el aislante exterior. Así, se reducían las pérdidas hacia el ambiente y se conseguía una temperatura exterior razonable que garantizaba su manipulación de forma segura durante su funcionamiento. Por último, se decidió una forma de obtener la temperatura que mide el termopar que fuera compatible con sistemas de microcontrolador.

En el apartado de electrónica de potencia, a partir de los requisitos del diseño, se decidió qué topología iba a usarse para controlar la resistencia calefactora. Concretamente, la mejor opción era el puente en H o puente completo. De esta forma, se aseguró que fuera posible alimentar cualquier tipo de carga. Aunque, como desventaja, presenta un control más complejo. También se seleccionaron todos aquellos elementos necesarios para su correcto funcionamiento: rectificador y filtro por condensador para generar el bus DC para alimentar el puente en H; y los drivers para adaptar la señal de control. Además, con una fuente conmutada, se integró la alimentación de todos los dispositivos en el diseño, permitiendo que funcionen directamente desde la red eléctrica. Con simulaciones se comprobó que todos los valores de tensión y corriente máximos estuvieran correctamente calculados y se dimensionaron todos los componentes a partir de ellos.

Por último, en el apartado del sistema de control, se comentó que sólo era posible calentar el foco caliente ya que no se disponía de ningún tipo de actuador que fuera capaz de reducir el valor de la temperatura. Por ello, era muy importante que el control no presentara sobreoscilaciones. Ya que, de ser así, el sistema de control quedaría dependiente de la dinámica de la planta, hasta que el valor de la temperatura disminuyera por debajo del valor de consigna. En este apartado, también se describió el tipo de control a implementar en el futuro. Concretamente, un control PD. Con él se consigue una consigna de tensión más elevada cuando el error es mayor, y una consigna de tensión más pequeña a medida que el error disminuye. Se llegó a la conclusión de que, como no se tienen ningún modelo de la planta a controlar, la mejor forma de obtener los valores del regulador es de forma empírica, haciendo pruebas con el montaje final. Además, obteniendo la respuesta dinámica de la resistencia, se pueden ajustar de forma más precisa. Por último, se eligió una pantalla LCD táctil como interfaz entre el usuario y el sistema de control y se detalló el protocolo de comunicación entre el dispositivo microcontrolador y el sensor que mide la temperatura del termopar.

1. Introducción.

En la actualidad, los motores Stirling tienen un alto interés didáctico debido a que pueden trabajar como motor o como máquina frigorífica (máquina inversa). Además, desde el punto de la termodinámica y de la transmisión de calor tienen un alto valor pedagógico.

Por otra parte, debido al potencial que tienen para adaptarlos a aplicaciones más modernas (como la generación de energía en centrales solares-térmicas) su uso en labores de investigación es cada vez mayor.

En muchas ocasiones, resulta interesante obtener una representación gráfica del comportamiento del motor en diferentes condiciones. La forma más habitual de hacerlo suele ser a través de un gráfico que represente la potencia frente a la velocidad. Por ello, conviene que el resto de parámetros sean constantes en cada medida, asegurando que las condiciones en las que se llevan a cabo son siempre las mismas.

En el laboratorio de Máquinas y Motores Térmicos de la Universidad de Oviedo, se dispone de un motor Stirling que usa un mechero de alcohol como fuente primaria de energía. Como la combustión de la llama no es homogénea, la temperatura del foco caliente no es constante. Esto trae consigo unas medidas experimentales poco controladas obteniéndose modelos con una gran incertidumbre.

En estas condiciones, la temperatura del foco caliente no es un parámetro controlable. Se puede conocer la temperatura que tiene en cada momento, pero no es posible regularla según las condiciones del experimento que se lleve a cabo.

En base a esta idea, este proyecto propone un sistema capaz de regular la temperatura del foco caliente según una consigna introducida por el usuario.

2. Objetivo.

El objetivo de este trabajo consiste en implementar el control de temperatura del foco caliente de un motor Stirling de laboratorio. Este cambio permite que el sistema trabaje con temperaturas constantes y regulables, según las exigencias del experimento. De esta forma, las condiciones de cada test estarían más controladas, proporcionando unas medidas más con un significado mayor.

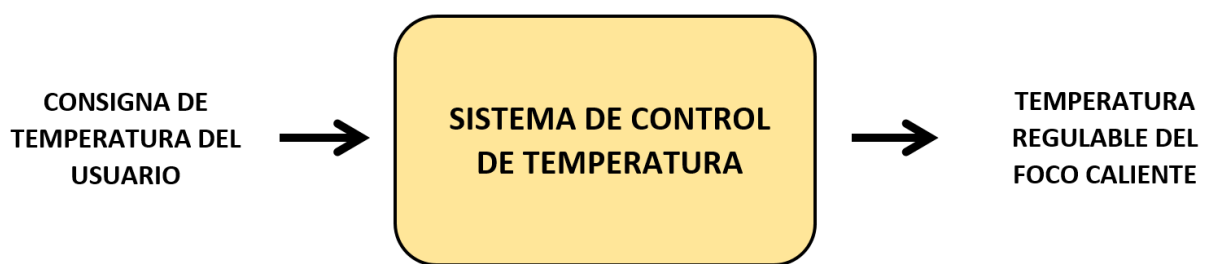


Figura 2.1.- Esquema conceptual del trabajo.

El sistema propuesto recibirá información de la temperatura deseada a través de una consigna introducida por el usuario. Aplicando luego el algoritmo de control adecuado, será capaz de regular la temperatura del foco caliente, tal y como se muestra la Figura 2.1.

El elemento que sustituirá la llama del mechero de alcohol será una resistencia calefactora, que hará las veces de actuador. El calor que proporcione estará regulado por el sistema de control.

Las características que tiene que presentar el montaje final son las siguientes:

- **El diseño debe ser modular:** se debe facilitar, en la medida de lo posible, futuras modificaciones o mejoras del diseño.
- **El diseño debe alimentarse desde red:** esto reduce la cantidad de equipo necesario para que funcione y mejora su portabilidad.
- **La interfaz de usuario debe ser intuitiva:** de esta forma, se facilita el manejo del equipo a todas las personas que tengan acceso a él (tanto alumnos como profesores).
- **Se debe aprovechar el material existente:** en la medida de lo posible, se incorporarán al diseño todos los materiales o componentes que estén disponibles en lugar de adquirir otros nuevos.
- **La temperatura máxima es de 300 °C:** este requisito de diseño asegura que el cristal del motor no se deteriora con el uso.

Tal y como se muestra en la Figura 2.2, el sistema a diseñar consta de cinco elementos básicos que se pueden clasificar en tres campos de la ingeniería. Por ello, este es un trabajo multidisciplinar que combina los conocimientos de varias ramas.

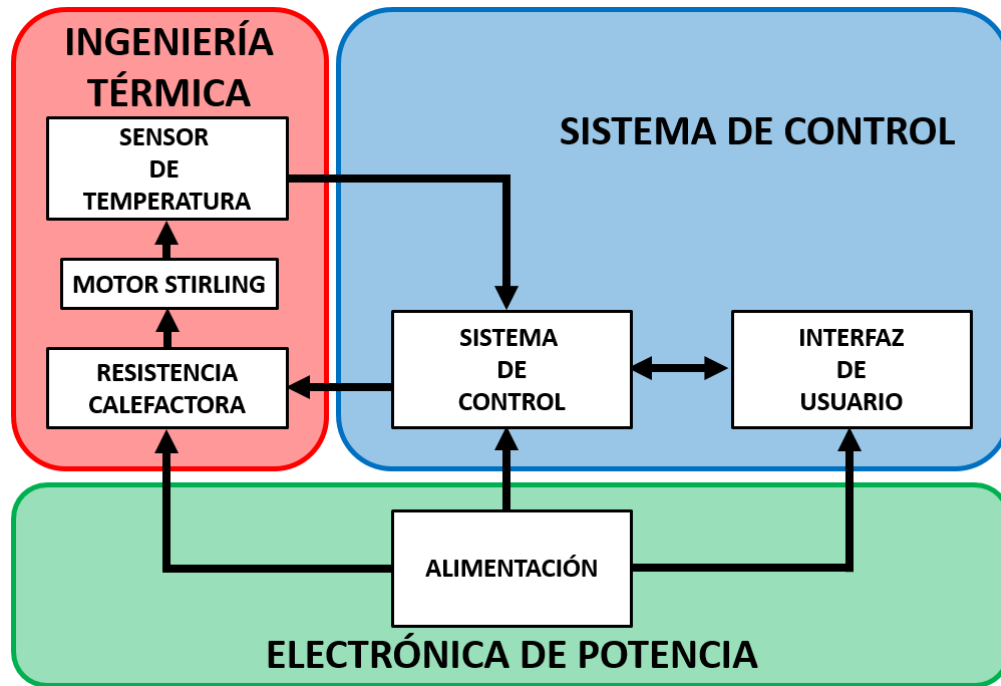


Figura 2.2.- Diagrama de bloques general del sistema a diseñar junto con las disciplinas a las que pertenecen.

En base a esta idea, se desarrolla en el presente proyecto un sistema que, partiendo de una consigna de usuario y usando la información leída del sensor de temperatura, sea capaz de regular en todo momento la temperatura del foco caliente.

3. Transmisión de calor.

El elemento clave de la modificación que aquí se propone es la resistencia calefactora. En este apartado, se dimensionará la potencia mínima que deberá entregar para que el motor funcione correctamente. Además, se seleccionará el tipo de aislante que se debe usar para disminuir las pérdidas hacia el ambiente y garantizar una temperatura en su superficie externa que permita la manipulación del motor durante su funcionamiento.

3.1.- Generalidades del motor Stirling.

El motor Stirling surgió en 1816 durante la revolución industrial, cuando el reverendo Robert Stirling intentaba encontrar una alternativa más segura a los motores de vapor. El elemento clave del invento fue la incorporación de un intercambiador de calor denominado “regenerador”. El primer motor de Stirling era monocilíndrico y desarrollaba una potencia de alrededor de 1 kW. Usaba aire a presión media atmosférica como fluido de trabajo y giraba a unas 28 rpm. Las ventajas que presentaban los motores de Stirling frente a las máquinas de vapor de la época eran que tenían un rendimiento superior y, sobre todo, que eran muchos más seguros al trabajar con aire a presiones próximas a la atmosférica.

Quizás no se estaría hablando hoy en día de los motores Stirling si no fuera porque, en 1937, el fabricante holandés de radios N. V. Philips se interesó en sus posibilidades como cargador de baterías en mercados emergentes de Asia y África, sin acceso a redes eléctricas. Philips desarrolló un trabajo impresionante sobre el motor Stirling, brillantemente descrito por Hearngraves (1991).

Las aplicaciones en las que los motores Stirling han conseguido demostrar su viabilidad son, principalmente:

- Refrigeración y criogénica.
- Aplicaciones subacuáticas.
- Aplicaciones espaciales.
- Aplicaciones para generadores estacionarios.
- Instalaciones de cogeneración [1].

Un motor Stirling es un tipo de motor térmico. Para funcionar, es necesario que exista un gradiente de temperatura entre una fuente de calor (foco caliente) y un sumidero de calor (foco frío).

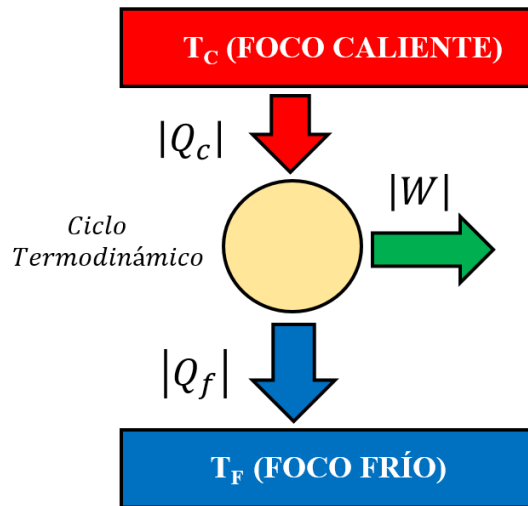


Figura 3.1.- Esquema de la máquina de Stirling funcionando como motor.

Funciona según un ciclo termodinámico² cerrado de combustión externa que está formado por dos procesos isotermos (expansión y compresión) y dos procesos isócoros (calentamiento y enfriamiento). El fluido de trabajo que usa es aire.

Si el ciclo se modela con procesos internamente reversibles, es posible representarlo en un diagrama P-v o uno T-s, adoptando la forma de una figura geométrica cerrada (ver Figura 3.2.) cuya área representa el trabajo neto específico entregado por el motor a su entorno en cada ciclo [2].

² Se denomina proceso cíclico a aquel en el que el fluido de trabajo retorna al estado inicial tras seguir varios subprocesos intermedios.

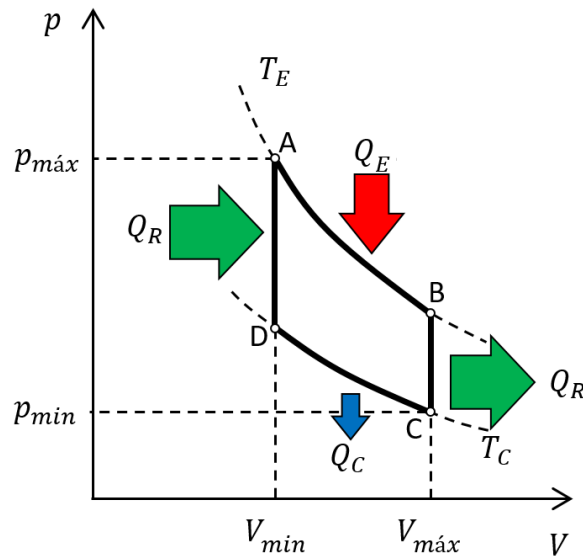


Figura 3.2.- Diagrama p-V del Ciclo Stirling Teórico e intercambios de calor que tienen lugar. Nótese la presencia de los procesos isotermos (A-B y C-D) e isócoros (B-C y D-A). El área interior del ciclo representa el trabajo indicado.

Los motores Stirling se suele clasificar según la configuración de los cilindros que tenga.

Los tres tipos más habituales son el alfa, beta y gamma, como se puede ver en la Figura 3.3.

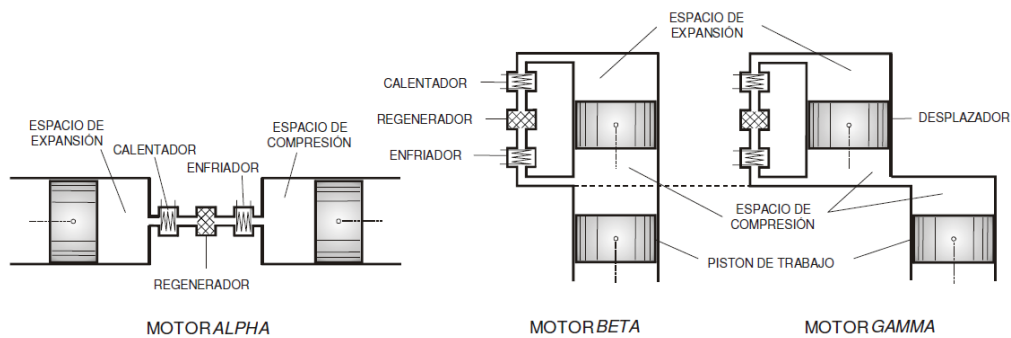


Figura 3.3.- Esquemas conceptuales de las principales configuraciones de los motores Stirling [28].

3.2.- El motor Stirling de laboratorio.

El motor Stirling de laboratorio con el que se va a trabajar es de tipo gamma. Los estados correspondientes al inicio y al fin de los cuatro procesos que conforman el ciclo teórico (A, B, C y D en la Figura 3.2.) están definidos por la posición de los pistones, tal y como indica la Figura 3.4.

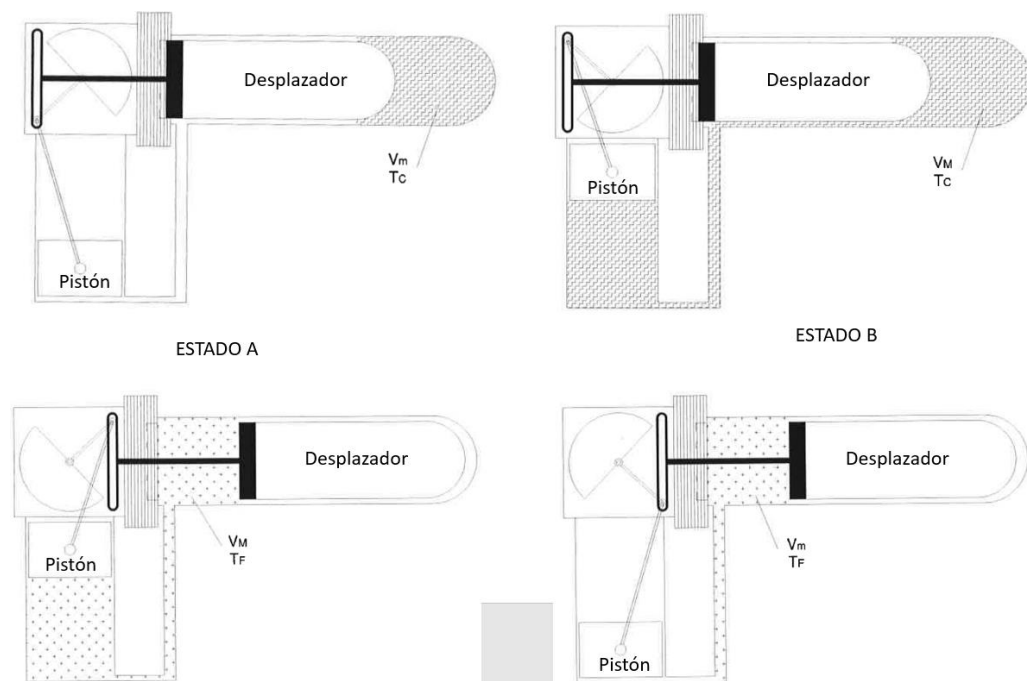


Figura 3.4.- Estados característicos del ciclo Stirling teórico [21].

El pistón inferior tiene cierres contra el cilindro, de forma que su desplazamiento provoca cambios en el volumen del gas y, por tanto, este pistón es el que desarrolla trabajo. Por el contrario, el pistón horizontal es un pistón desplazador que mueve el gas de la zona caliente a la fría y viceversa.

Los elementos básicos del motor se pueden observar en la Figura 3.5. Este modelo permite obtener señales para medir la posición y la presión, en casos de ser necesarias para el control. Además, tiene también un receptáculo cuyo objetivo es alojar un termopar que permite obtener la temperatura del foco caliente.

Ofrece una potencia al freno aproximada de 1 W y sus dimensiones más importantes se muestran en la Figura 3.6.

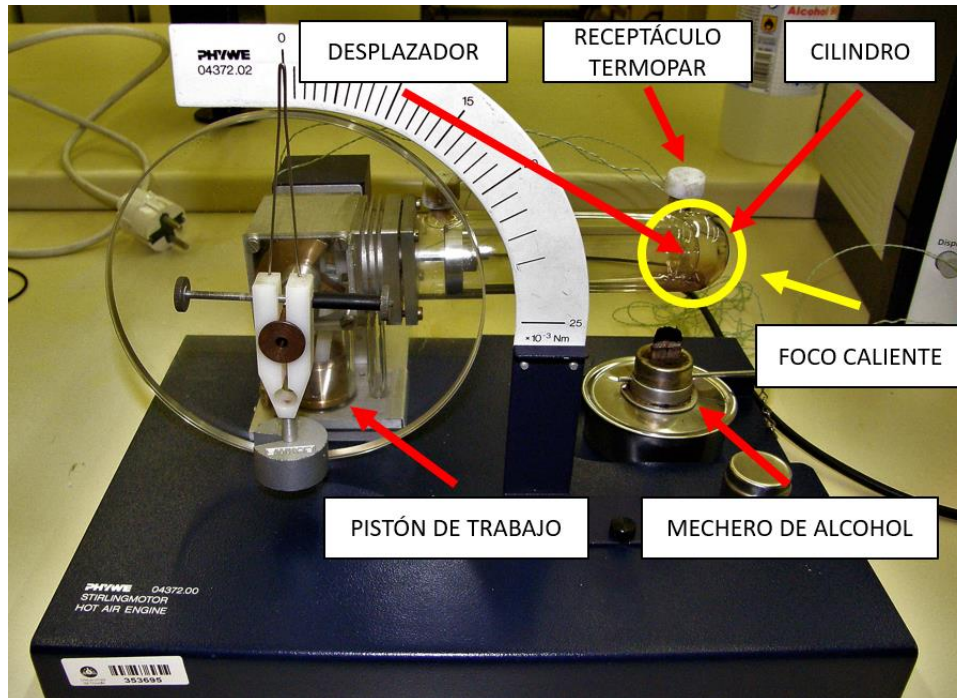


Figura 3.5.- Motor Stirling de Laboratorio con el que se va a trabajar.

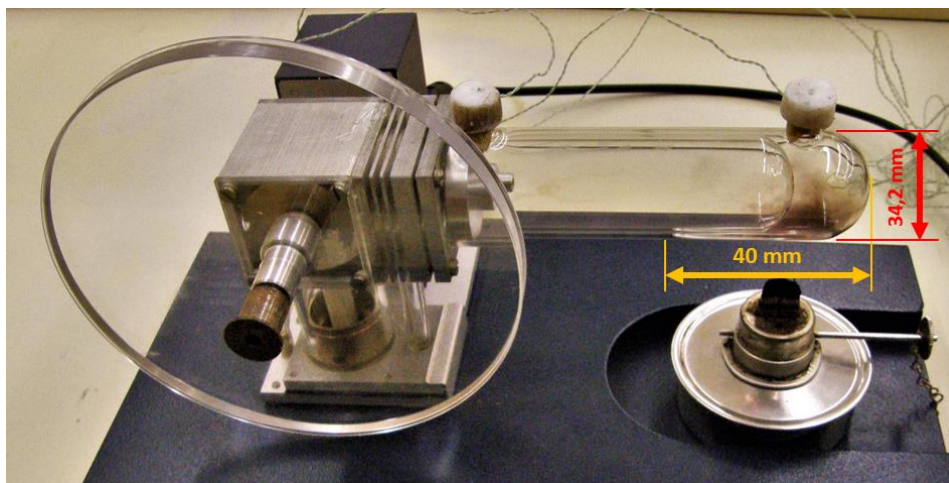


Figura 3.6.- Dimensiones más representativas del motor Stirling de laboratorio. En rojo: diámetro del cilindro; En naranja: espacio disponible en el foco caliente.

3.3.- Caracterización del termopar.

Un termopar es un transductor³ formado por la unión de dos metales distintos. Produce una diferencia de potencial muy pequeña que es función de la diferencia de temperatura entre uno de sus extremos (unión caliente) y el otro (unión fría). En la Figura 3.7. se puede ver una representación esquemática de un termopar.

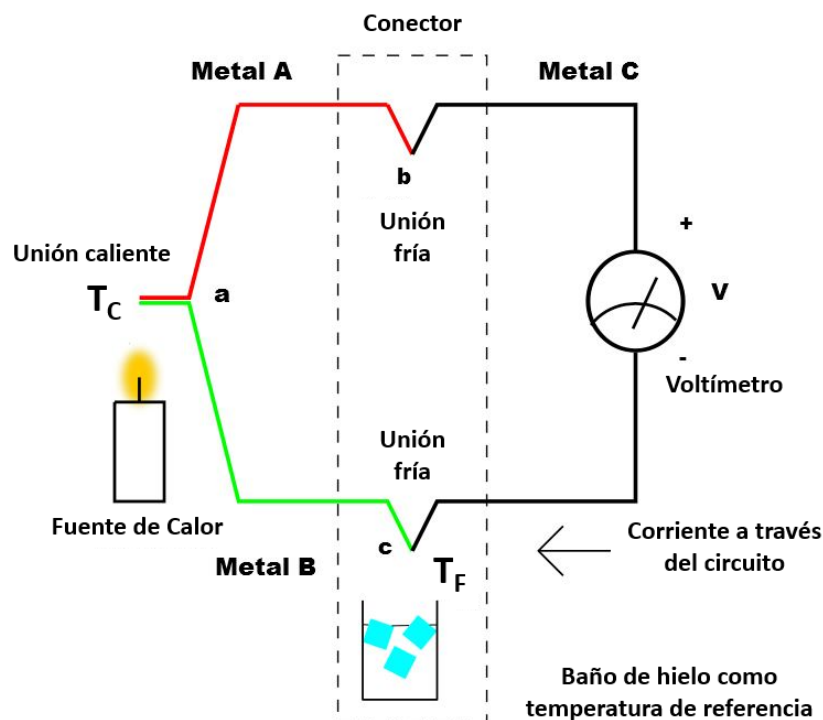


Figura 3.7.- Esquema representativo de un termopar. En los termopares tipo K, el Metal A es cromel y el Metal B es alumel. El Metal C suele ser cobre (cables). T_C es la temperatura a medir y T_F es la temperatura de referencia.

El termopar a elegir debe cumplir una restricción dimensional. Esto se debe a que el espacio del motor en el que se va a instalar está limitado de fábrica. Por ello, se usarán los termopares disponibles en el laboratorio que tienen un diámetro de 0.5 mm y son de tipo K.

³ Un transductor es un dispositivo que es capaz de transformar una determinada manifestación de energía de entrada en otra diferente de salida. Normalmente, trabaja con valores muy pequeños.

Alguno de los problemas más comunes que supone trabajar con termopares son los siguientes:

- **Problemas de conexión:** cualquier contacto entre dos metales distintos creará una unión termopar. Por ello, es necesario usar el tipo de conector y el cable de extensión correcto para cada termopar. Y, por último, asegurarse de que la polaridad es la correcta.
- **Resistencia de los cables:** los cables delgados de los termopares tienen una alta resistencia. Esto implica una mayor sensibilidad al ruido. Una forma de evitar esto es usar cables de extensión y limitar la longitud del termopar a la mínima posible.
- **Ruido:** la señal que se obtiene de un termopar es del orden de milivoltios, lo que implica mayor susceptibilidad a errores inducidos por el ruido.
- **Desviación térmica:** al calentar la masa de los termopares, se extrae energía del medio que se pretende medir, afectando a la temperatura obtenida.
- **Linealización:** la tensión de salida de los termopares no suele ser una función lineal.
- **Compensación de la unión fría:** este es el mayor problema que presentan los termopares, y es que la tensión de salida no depende sólo de la temperatura de la unión caliente, sino que también es función de la temperatura de la unión fría. Esto implica que, para tener un resultado más preciso, es necesario conocer el valor de la temperatura ambiente [3].

Para leer la temperatura del termopar, se usará el circuito integrado MAX6675 [4] de Maxim Integrated que soluciona la mayor parte de los problemas antes mencionados. Además, incorpora la compensación de la unión fría. Proporciona la temperatura en grados Celsius a través de una interfaz de comunicación SPI.

Este circuito integrado sólo es válido para medir la temperatura de los termopares tipo K. Esto se debe a que la función que relaciona la temperatura medida y la tensión de salida del termopar es diferente para cada tipo, tal y como se puede ver en la Figura 3.8.

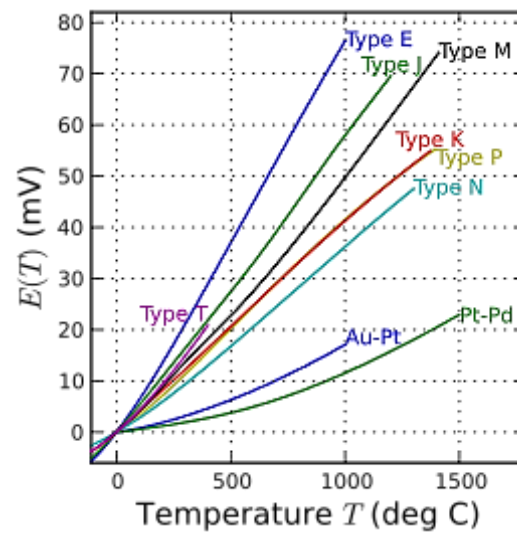


Figura 3.8.- Representación de la tensión de salida frente a la temperatura de la unión caliente para distintos tipos de termopares [22] [23].

3.4.- Caracterización de la resistencia calefactora.

La resistencia, por la propia geometría del motor, debe estar hecha de un material flexible que permita arrollarla sobre el foco caliente. También, debe ser capaz de trabajar a una temperatura máxima de 300 °C.

En el mercado, existe una gran variedad de resistencias calefactoras con geometrías, potencias y tensiones de alimentación diferentes.

En lo que se refiere a las características geométricas, existen tres tipos principales:

- Resistencias con forma de anillo.
- Resistencias con forma de láminas flexibles.
- Resistencias con forma de hilo o cordón calefactor.



Figura 3.9.- Principales tipos de resistencias calefactoras. De izquierda a derecha: resistencia con forma de anillo, resistencia con forma de lámina flexible y resistencia con forma de hilo o cordón calefactor [24] [25] [26].

La ventaja que presentan las dos últimas es su flexibilidad, por ello, se adaptan fácilmente a la geometría del motor; pero las potencias disponibles son menores, ya que es un parámetro que depende mucho de la longitud. En cambio, las resistencias con forma de anillo están disponibles en una amplia gama de potencias, pero podrían dañar más fácilmente la superficie del motor.

Las resistencias con forma de hilo o cordón son las ideales para esta aplicación ya que su espesor es lo suficientemente pequeño como para adaptarse a cualquier longitud que se necesite. Además, están disponibles una gran cantidad de longitudes calefactoras en el mercado.

Por todo esto, la opción que mejor se adapta a las necesidades de este proyecto y la seleccionada para llevarla a cabo, son las resistencias con forma de cordón o hilo.

El siguiente paso es calcular la potencia mínima que tiene que entregar la resistencia al foco caliente para poder dimensionarla.

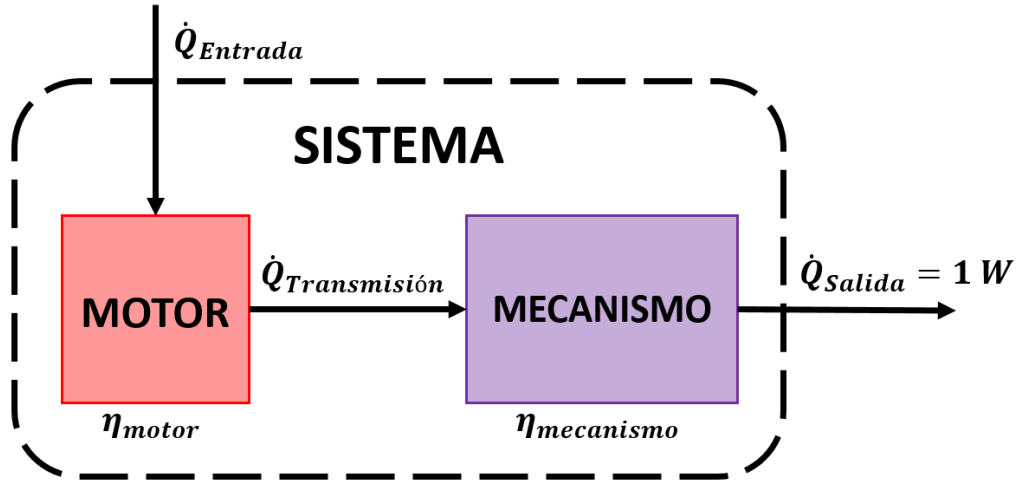


Figura 3.10.- Elementos del sistema en los que se absorbe potencia.

Primero, se calcula el rendimiento de Carnot, que es el rendimiento máximo teórico que se podría obtener trabajando con las mismas temperaturas del foco frío y del foco caliente:

$$\eta_{Carnot} = 1 - \frac{T_{frío}}{T_{caliente}} \quad (3.1)$$

Donde $T_{frío}$ es la temperatura del foco frío y $T_{caliente}$ es la temperatura del foco caliente. Ambas en grados Kelvin. Tomando como valores medios $T_{caliente} = 200\text{ °C}$ y $T_{frío} = 40\text{ °C}$, se obtiene un rendimiento de Carnot de $\eta_{Carnot} = 33.8\%$.

Sabiendo que el rendimiento real se aproxima a un 20 % del rendimiento de Carnot, se tomará como valor para el rendimiento $\eta_{motor} = 6\%$.

Se supondrá un valor de $\eta_{mecanismo} = 50\%$.

Con estos datos ya es posible obtener la potencia de entrada necesaria para obtener, como mínimo, 1 W de salida:

$$\dot{Q}_{Entrada} = \frac{\dot{Q}_{Salida}}{\prod \eta_i} \quad (3.2)$$

Donde $\dot{Q}_{Entrada}$ es la potencia de entrada al sistema, \dot{Q}_{Salida} es la potencia de salida del sistema y η_i son los rendimientos de cada una de las etapas del sistema (del motor y del mecanismo interno).

Sustituyendo los valores en la ecuación (3.2), se obtiene una potencia de entrada necesaria de $\dot{Q}_{Entrada} = 33.3 \text{ W}$.

Si se repiten los cálculos, esta vez con valores más pesimistas ($\eta_{motor} = 4 \%$ y $\eta_{mecanismo} = 30 \%$), se obtiene una $\dot{Q}_{Entrada} = 83.3 \text{ W}$. Esto significa que la potencia necesaria no será mucho mayor que ese valor.

Con este dato de potencia, se selecciona la resistencia que mejor se adecúe a las necesidades del proyecto. La resistencia elegida es el modelo ELK – H [5] de la empresa alemana Eltherm, con una longitud calefactora de 1 m y una potencia de 125 W / m.

3.5.- Selección del material aislante.

Una de las mejoras que introduce esta modificación respecto a su funcionamiento inicial con el mechero de alcohol, es la presencia de una capa de material aislante sobre la resistencia calefactora. Este cambio implica un mejor aprovechamiento de la potencia entregada por la resistencia, disminuyendo de forma significativa las pérdidas hacia el ambiente.

El problema en este apartado consiste en calcular el espesor de aislante que hay que colocar para que la temperatura exterior tenga un valor de $T_{SE} = 40 \text{ }^{\circ}\text{C}$, en caso de que sea posible. Si no fuera así, se cambiaría el valor de la temperatura exterior por un valor superior, reduciendo las restricciones del problema.

Esta especificación de temperatura exterior se impone para facilitar la manipulación del montaje durante su funcionamiento y reducir así el riesgo de quemaduras.

En la Figura 3.11., se puede observar una representación esquemática de este problema. Los mecanismos de transmisión de calor que presenta el montaje son:

- De T_{SI} a T_{SE} : conducción.
- De T_{SE} a T_{∞} : convección.

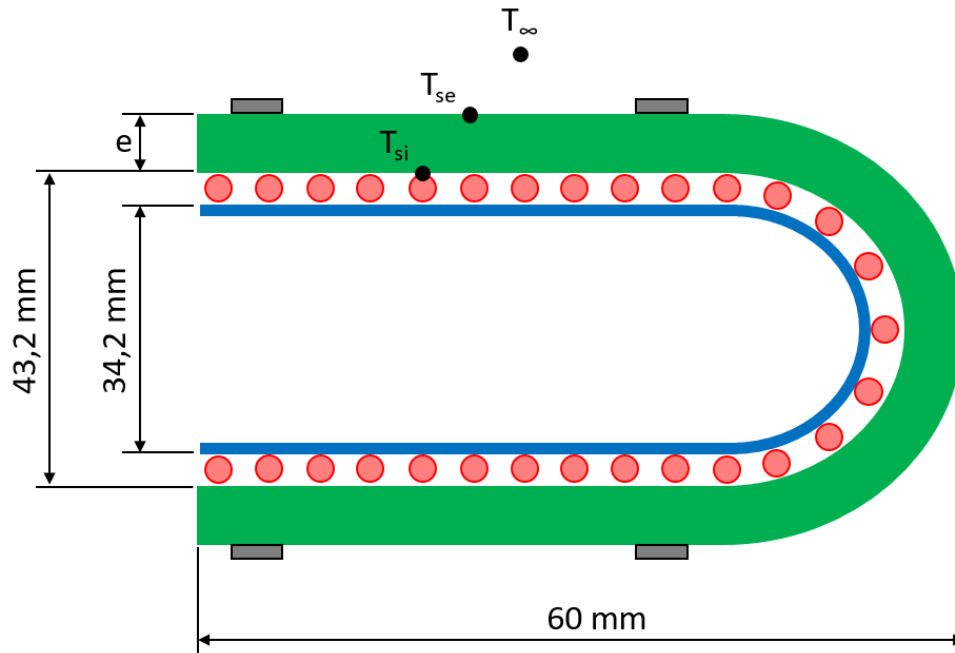


Figura 3.11.- Sección del foco caliente con la capa de aislante. En **azul**, la parte exterior del motor; en **rojo**, la resistencia calefactora arrollada sobre el motor; en **verde**, la capa de aislante; en **negro**, las bridas que sujetan el montaje. T_{si} es el valor de la temperatura interior; T_{se} es el valor de la temperatura exterior; T_{∞} es el valor de la temperatura ambiente.

La principal complicación que tiene este problema radica en que se desconoce el coeficiente de película de transmisión de calor por convección. Con él, se podría obtener una estimación de la potencia que se pierde imponiendo un valor de $T_{se} = 40\text{ }^{\circ}\text{C}$. Para el resto de variables se toma $T_{si} = 250^{\circ}\text{C}$ y $T_{\infty} = 20^{\circ}\text{C}$.

Todos los cálculos relativos al procedimiento para calcular el coeficiente de película se encuentran detallados en el Anexo 13.1.- Cálculo del coeficiente de película de transmisión de calor por convección y de la potencia disipada.

El valor obtenido tras realizar los cálculos necesarios es de $h = 6.14 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot \text{K}}$. En este caso, que se trata de convección natural alrededor de cilindros y alambres muy finos horizontales, el valor del coeficiente de película debe estar entre 5 y 25. Por lo tanto, el valor obtenido es razonable.

Con ese valor del coeficiente de película se obtiene una aproximación de la potencia disipada hacia el ambiente $\dot{Q} = 0.92\text{ W}$ en las condiciones impuestas inicialmente.

De esta forma, el problema queda simplificado. Ahora, se desconoce el espesor del aislante, pero el valor de la potencia disipada ya no es una incógnita. Este nuevo problema se puede observar en la Figura 3.12. Como simplificación, no se tiene en cuenta la parte esférica de foco caliente (a la derecha de la línea de puntos).

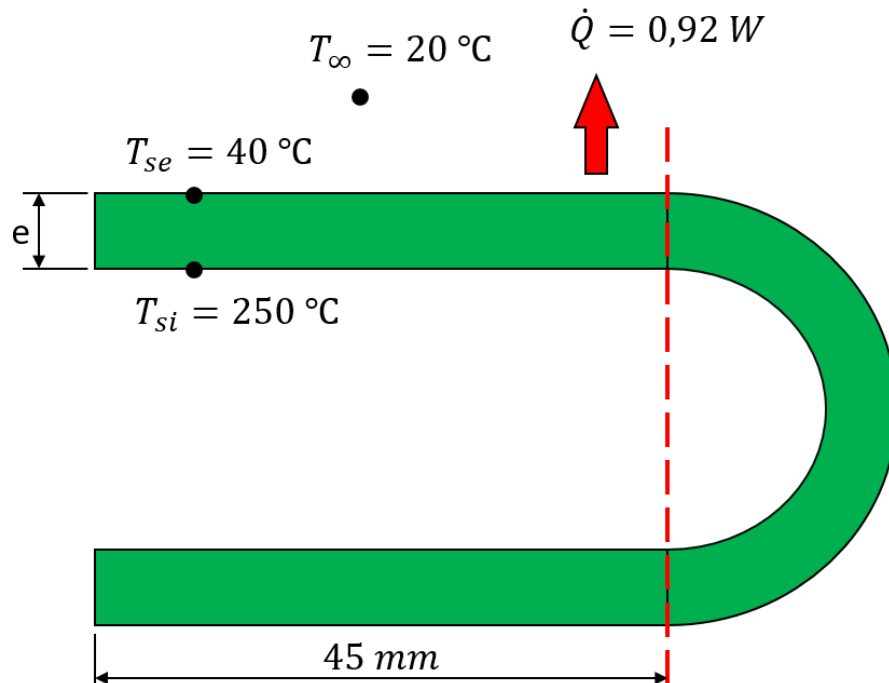


Figura 3.12.- Problema simplificado del cálculo del espesor. En **verde**, el aislante. En este caso, la parte esférica del montaje se desprecia para los cálculos. Sólo se tiene en cuenta la parte cilíndrica (a la izquierda de la línea discontinua) Para los cálculos se tome un espesor de $e = 5 \text{ mm}$.

En el Anexo 13.2.- Cálculo de la conductividad térmica del problema de transmisión de calor simplificado., se describe el proceso de cálculo de la conductividad térmica mínima que debe tener el aislante para cumplir todas las especificaciones descritas. Obteniéndose un valor de $0.00323 \text{ W} / (\text{m} \cdot \text{K})$.

El material que mejor se adapta a ese valor de conductividad es el aerogel. Cuyos valores comerciales oscilan entre $0.016 \text{ W} / (\text{m} \cdot \text{K})$ y $0.03 \text{ W} / (\text{m} \cdot \text{K})$. Pero su mayor inconveniente es su alto coste y la imposibilidad de pedirlo en cantidades pequeñas.

Por ello, resulta necesario cambiar las especificaciones de partida del problema haciéndolas menos restrictivas.

3.6.- Reducción de las especificaciones del problema simplificado de transmisión de calor.

Este problema de transmisión de calor, tal y como se está planteando, no presenta una solución única ya que hay tres grados de libertad implicados:

- El espesor del aislante (e).
- La conductividad térmica del aislante (k).
- La temperatura superficial exterior (T_{se}).

Además, estos tres parámetros están relacionados entre sí de forma que, al dar valores a dos de ellos, el tercero queda fijado a un valor concreto. Esto se puede ver en la Figura 3.13.

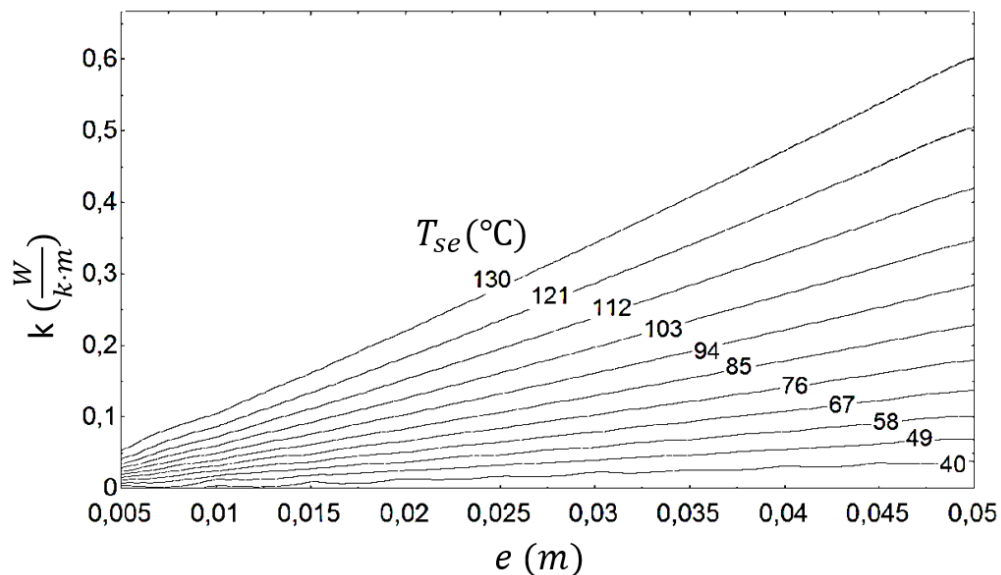


Figura 3.13.- Representación gráfica de los tres grados de libertad que tiene el problema simplificado de transmisión de calor. Al dar valores a dos de ellos, el tercero queda totalmente definido y no puede tomar cualquier valor deseado.

Siguiendo esta línea, lo más razonable resulta reducir las especificaciones de T_{se} ya que es el parámetro que mayor repercusión tiene sobre el usuario del montaje final y es la forma más sencilla de controlar los otros dos parámetros.

En ese caso, reducir las especificaciones de T_{se} significa imponerle un valor mayor, reduciendo así el gradiente de temperatura entre T_{si} y T_{se} y haciendo menos exigente la labor del material aislante.

Los materiales aislantes que hay disponibles en el mercado son los siguientes:

- Espumas elastoméricas.
- Lanas de roca (minerales).
- Lanas de fibra de vidrio.
- Mantas de aerogel.
- Espumas de poliuretano / polietileno.
- Poliestireno expandido.
- Fibras / lanas de madera / celulosa / coco.
- Aluminio.
- Corcho.

En las nuevas condiciones en las que se va a trabajar, la temperatura máxima del foco caliente seguirá siendo $T_{si} = 250^{\circ}\text{C}$. Por tanto, el material aislante deberá ser capaz de trabajar sin degradarse a esas temperaturas. Con ello, los materiales aislantes quedan reducidos a:

- Lana de roca (mineral).
- Lana de fibra de vidrio.
- Mantas de aerogel.

Teniendo en cuenta que el aerogel ya había quedado descartado por su alto precio, y que la lana de vidrio suele soportar temperaturas entre los 200°C y los 250°C (cumpliendo las especificaciones al límite), la lana de roca se impone como mejor opción.

La lana de roca seleccionada es ProRox WM 940^{ES}, de la empresa RockWool [6]. Soporta una temperatura máxima de 600°C , tiene una conductividad térmica de $0.083 \text{ W} / (\text{K} \cdot \text{m})$ y se puede adquirir en una amplia variedad de espesores.

Una vez se haya seleccionado el aislante (y, por tanto, se tenga también su conductividad térmica k) se podrá calcular el espesor necesario. Luego, será necesario recalcularse el coeficiente de película h para obtener el valor real de la potencia disipada en el sistema.

Todo el detalle sobre los cálculos necesarios para calcular el valor de la temperatura superficial T_{se} y el espesor e finales, se encuentra disponible en el Anexo 13.3.- Cálculo de las condiciones finales de la temperatura exterior (T_{se}) y el espesor (e).

Para un espesor de $e = 40 \text{ mm}$, el valor de la temperatura exterior es de $T_{se} = 62^{\circ}\text{C}$, que es perfectamente admisible para el manejo del equipo. Además, la potencia disipada tiene un valor final de $\dot{Q}_{disipada} = 4.215 \text{ W}$, que en comparación con los 125 W que aporta la resistencia calefactora, son unas pérdidas asumibles.

3.7.- Resumen de la parte de transmisión de calor

A partir de la geometría del foco caliente, se seleccionó el tipo de resistencia calefactora que mejor se adaptaba a ella. Concretamente, se seleccionó una resistencia calefactora con forma de hilo o cordón.

El siguiente paso consistió en calcular la potencia de entrada necesaria para conseguir a la salida una potencia de 1 W, que es la potencia típica que se obtiene con el motor Stirling del laboratorio. Para ello, se descompuso el funcionamiento del motor en dos elementos básicos: el motor propiamente dicho y el mecanismo interno. Usando como referencia el rendimiento de Carnot para las mismas temperaturas de trabajo, se obtuvo el rendimiento tanto del motor como del mecanismo interno. Con esos datos se calculó, finalmente, el valor de potencia de entrada $\dot{Q}_{entrada} = 33.3 \text{ W}$. Que es la potencia mínima necesaria que debe entregar la resistencia calefactora para obtener a la salida 1 W. Se seleccionó una resistencia con una potencia de 125 W.

Luego, se calculó la conductividad térmica que debe tener el material aislante que va a cubrir el montaje, a partir de las especificaciones de temperatura máxima para el foco caliente ($T_{si} = 250 \text{ °C}$), temperatura exterior de la capa aislante ($T_{se} = 40 \text{ °C}$) y temperatura ambiente ($T_{\infty} = 20 \text{ °C}$). Se obtuvo un valor de conductividad $k = 0.00323 \frac{\text{W}}{\text{m}\cdot\text{K}}$ que sólo es alcanzado por el aerogel. Debido a su alto coste, se redujeron las especificaciones de diseño, permitiendo que el valor de T_{se} aumentara. Eligiendo lana de roca como material aislante, con una conductividad de $k_{lana \text{ de roca}} = 0.083 \frac{\text{W}}{\text{m}\cdot\text{K}}$ a 250 °C , se obtiene una temperatura exterior de $T_{se} = 62 \text{ °C}$, que es admisible para el manejo del equipo.

Finalmente, las pérdidas que se tienen usando lana de roca como material aislante son de 4.215 W, que frente a los 125 W que entrega la resistencia calefactora, son despreciables.

4. Electrónica de potencia.

Para que la resistencia calefactora entregue potencia al motor, debe estar conectada a una fuente de energía sobre la que pueda actuar al sistema de control con la finalidad de imponer la magnitud de corriente que circule por ella.

En este apartado, se comentarán todas las posibles topologías de potencia que se pueden usar para resolver este problema, sus ventajas e inconvenientes. Además, se dimensionarán los componentes que la componen y se diseñará la placa de circuito impreso (PCB) que alojará todos los elementos del montaje.

Finalmente, se elegirá una forma de alimentar los circuitos integrados que pueda integrarse en la PCB para poder alimentar el conjunto desde la red.

4.1.- El elemento básico: el transistor

En términos generales, la función que tiene la electrónica de potencia es procesar y controlar el flujo de energía eléctrica mediante el suministro de tensiones y corrientes de forma óptima para las cargas de los usuarios.

Para lograrlo, es necesario que exista un elemento que sea capaz de controlar (a modo de interruptor), el flujo de energía eléctrica a través de la carga. Ese tipo de dispositivo se conoce como dispositivo semiconductor de potencia y se clasifican en tres grupos, dependiendo del grado de controlabilidad que tengan:

- **Diodos**: sus estados de conexión y desconexión son controlados por el propio circuito de potencia.
- **Tiristores**: se activan mediante una señal de control, pero pueden ser desactivados por medio del circuito de potencia o por un circuito de control externo.
- **Interruptores controlables**: se conectan y desconectan mediante señales de control.

La categoría de interruptores controlables abarca varios tipos de dispositivos, como los transistores de unión bipolar (BJT), transistores de efecto de campo metal-óxido-semiconductor (MOSFET), transistores desactivables por puerta (GTO) y transistores bipolares de puerta aislada (IGBT).

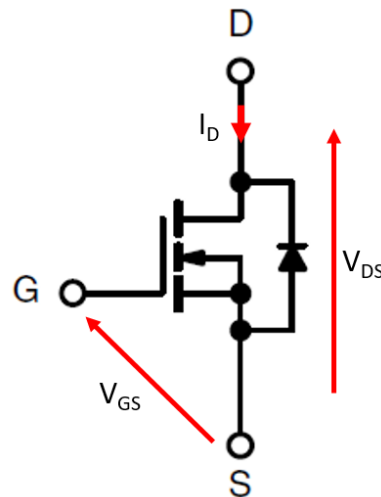


Figura 4.1.- Esquema de un transistor MOSFET con los parámetros más representativos durante su funcionamiento.

Para esta aplicación, se usarán transistores MOSFET. Se trata de un dispositivo controlado por tensión. Requiere la aplicación continua de tensión puerta-fuente V_{GS} (mayor que su tensión umbral V_{th}) para que trabaje en su zona de saturación. Cuando está trabajando en saturación (la tensión de puerta es mayor que la tensión umbral), se comporta de forma similar a un interruptor cerrado. Si no se alcanza ese valor de tensión umbral, trabajará en su zona lineal y será equivalente a una resistencia [7].

4.2.- Topología de potencia para alimentar la resistencia calefactora

La topología de potencia es, básicamente, la forma de conectar los elementos entre sí para conseguir que se comporten de una forma concreta. En este caso, existen tres opciones válidas usando transistores MOSFET tal y como se muestra en la Figura 4.2.

- **Transistor único:** en este caso, la carga está permanentemente conectada a la alimentación y, mediante un transistor se elige en qué momento se conecta a masa.
- **Medio puente:** la ventaja que presenta este montaje respecto al anterior es que se puede conectar la carga a masa, a la alimentación o dejarla desconectada.
- **Puente en H o puente completo:** este montaje es el más completo y es el que más ventajas ofrece. Permite controlar el sentido de la corriente que circula a través de la carga. Además, con él se pueden generar distintos tipos de forma de onda a la salida, lo que permite alimentar cargas de AC. También resulta útil si la carga tiene una pequeña componente inductiva. La desventaja que presenta es que su control es más complejo.

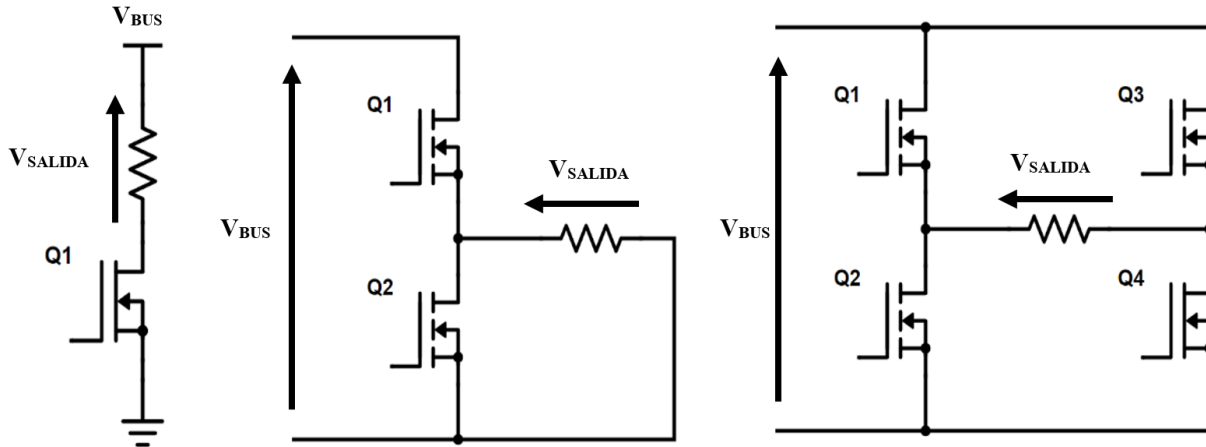


Figura 4.2.- Topologías de potencia propuestas. De izquierda a derecha: Transistor único, medio puente y puente en H.

Aunque el puente en H es el que más complicaciones presenta, es también el que mejor se adapta. Si en el futuro se quisiera hacer alguna modificación sobre el diseño o se quisiera usar una carga de alterna, esta es la única topología que lo permitiría. Al aportar flexibilidad y versatilidad al diseño, es la topología seleccionada.

El funcionamiento del puente en H se basa en modular una señal de tensión DC de entrada (V_{BUS} en la Figura 4.2) usando interruptores conmutando a altas frecuencias (en este caso, transistores MOSFET, Q_1 , Q_2 , Q_3 y Q_4). Sobre la carga, la tensión de salida V_{SALIDA} puede presentar varios tipos de forma, dependiendo de la forma en la que conmuten. En general, la tensión máxima sobre la carga será la tensión del bus DC, pero el valor eficaz será diferente.

El control se puede realizar con circuitos específicos que generen las señales de control adecuadas, según las exigencias del diseño, o también se pueden usar microcontroladores. Estos dispositivos programables permiten gran flexibilidad y reducen el número de elementos del diseño.

Aunque existen varios tipos de control, el más común consiste en generar una señal usando PWM (*Pulse Width Modulation* o “Modulación por ancho de pulso”, en español) que servirá para decidir cuánto tiempo está en saturación o corte cada uno de los transistores (que dependerá del tipo de onda que se quiera conseguir a la salida y el valor eficaz que deba tener).

El siguiente paso es dimensionar los transistores [8] que se van a usar para el puente en H. Todos los detalles sobre el proceso de dimensionamiento de los transistores se detallan en el Anexo 13.4.- Cálculo de la tensión y la corriente máxima y dimensionamiento de los transistores de potencia.

Finalmente, es necesario calcular si los transistores van a necesitar disipadores. En este caso, se procuró durante el diseño que no fuera necesario incorporar disipadores. Todos los cálculos necesarios y el procedimiento para saber si hay que usar disipadores se detalla en el Anexo 13.5.- Cálculo de disipadores para los transistores de potencia.

4.3.- Selección de los drivers.

Los drivers son los circuitos electrónicos que se encargan de igualar los niveles de tensión entre el microcontrolador y los transistores. Aunque en el mercado existe una amplia variedad de circuitos integrados, existen dos tipos básicos que se adaptan a este caso:

- **Driver de medio puente:** este tipo de dispositivos se encargan de manejar sólo una rama de un puente completo. Se necesitarían dos para manejar el puente en H. Suelen necesitar elementos externos para que funcionen.
- **Driver de puente completo:** la ventaja que tienen es que son capaces de controlar los cuatros transistores del puente en H. Además, suelen incorporar todos los elementos necesarios para que funcionen. Algunos, incluyen los transistores. La desventaja que presentan es que dificultan el trazado de las pistas a la hora de hacer la PCB (placa de circuito impreso). Pero al ser un único circuito, el número de alimentaciones de la placa se reduce.

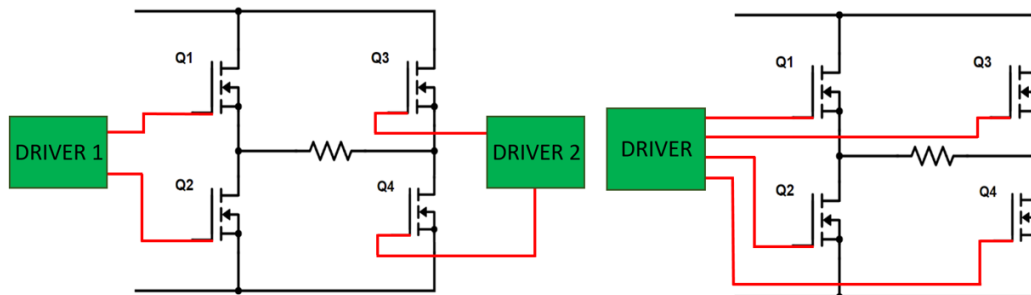


Figura 4.3.- A la derecha: puente en H manejado por dos drivers (uno por cada media rama); A la izquierda: puente completo manejado por un sólo driver.

Otras características muy importantes a tener en cuenta a la hora de elegir un driver son:

- **Posibilidad de controlar individualmente cada transistor:** es muy común que los drivers se diseñen de tal forma que sólo necesiten una señal de control para cada rama. La circuitería interna se encarga de generar la señal de control para cada uno de los transistores. Esto implica que es imposible tener los dos transistores a OFF, ya que sus

estados son siempre complementarios (cuando uno está apagado el otro está encendido, y viceversa). Una característica deseable es poder controlar individualmente cada uno de los transistores.

- **Tiempo muerto incluido en el driver:** otro aspecto a tener en cuenta es si el driver introduce un tiempo muerto cada vez que se cambia el sentido de circulación de la corriente. Este tiempo muerto es necesario para que no se produzca un cortocircuito en cada una de las ramas.
- **Tensión de alimentación:** dependiendo de la tensión umbral⁴ de los transistores, se debe seleccionar el driver que mejor se adapte, de forma que siempre use una tensión suficiente para hacer trabajar el transistor en su zona de saturación.

En este caso, el driver seleccionado [9] maneja medio puente, por lo que hacen falta dos. Además, permite controlar de forma individual cada uno de los transistores. No incluyen el tiempo muerto y requieren una tensión de alimentación entre 10 V y 20 V. Son compatibles con lógica de 3.3 V, 5 V y 15 V.

Los drivers seleccionados controlan el transistor de la parte superior de cada rama usando un mecanismo conocido como Bootstrap. Por ello, es necesario dimensionar los transistores correspondientes.

En el Anexo 13.6.- Circuito de Bootstrap y dimensionamiento de sus componentes discretos., se describe en detalle el funcionamiento del circuito de Bootstrap y el procedimiento para calcular los valores de los componentes.

Para garantizar que el valor de la corriente que suministra el driver no sobrepase su máximo, se deben incluir resistencias de puerta. En el Anexo 13.7.- Cálculo de las resistencias de puerta de los transistores., se detalla su función y el proceso de cálculo.

4.4.- Generación del bus DC para alimentar el puente en H

El puente en H necesita de una tensión DC que lo alimente. A partir de ella, y con la conmutación de los transistores de cada rama, se consigue una gran variedad de formas de onda a su salida.

En esta aplicación, la entrada de energía se realiza en forma de una onda pura de tensión de AC de 50 Hz que proviene de la fuente principal de alimentación de electricidad (la red eléctrica) y que primero se debe convertir en una tensión DC.

⁴ La tensión umbral es la tensión mínima necesaria que hay que colocar en la puerta de un transistor MOSFET para asegurar que trabaja en saturación.

La tensión de DC de salida de un rectificador debe estar tan libre de rizado como sea posible (o según lo permita su aplicación). Por ello, se debe conectar un condensador de elevada capacidad a modo de filtro.

El circuito que se usará para generar el bus DC que alimentará el puente completo será un rectificador monofásico de onda completa de puente de diodos (Figura 4.4.). La principal ventaja de este montaje es su sencillez y su coste.

El valor medio de la tensión rectificada viene dado por la siguiente ecuación:

$$\bar{V}_{rectificada} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} V_{red} = 0.9 V_{red} \quad (4.1)$$

Donde $\bar{V}_{rectificada}$ es el valor medio de la red rectificada y V_{red} es el valor eficaz de la red eléctrica.

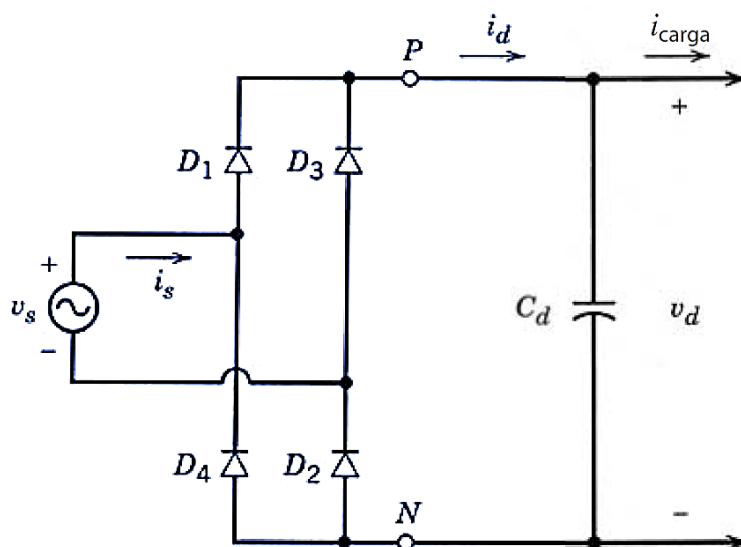


Figura 4.4.- Rectificador monofásico de onda completa de puente completo.

En el Anexo 13.8.- Cálculo y dimensionamiento de los diodos del rectificador monofásico de onda completa., se detalla el proceso de selección de los diodos (aquí se optó por una solución integrada que contiene los cuatro) y en el Anexo 13.9.- Cálculo y dimensionamiento del condensador de filtrado del bus DC., se detalla el cálculo del condensador de filtrado del bus DC.

4.5.- Generación de la alimentación para los circuitos integrados de la PCB

Los dispositivos electrónicos suelen tener tensiones de alimentación que van desde los 3.3 V hasta los 24 V, dependiendo de la función que tengan. Y para poder dotar al proyecto de la portabilidad exigida, es necesario que se generen dentro del sistema, a partir de la tensión de la red eléctrica.

Aunque existe una gran variedad de topologías de potencia que se podrían usar como convertidor AC – DC, en este caso se recurrirá a una solución comercial [10]. Más concretamente, una fuente conmutada (SMPS). A partir de la tensión de la red, se obtiene a su salida una tensión estable de 15 V. Esta tensión será la que alimentará a los drivers.

Para alimentar al resto de componentes que funcionan a 5 V, se optó por un regulador lineal de tensión del tipo LM7805, que proporciona a su salida una tensión de 5 V a partir de la tensión de 15 V de la fuente AC-DC.

Las fuentes conmutadas utilizan transistores trabajando en conmutación a altas frecuencias. La forma de onda resultante es aplicada luego a transformadores de ferrita para obtener una o varias tensiones de salida de AC que luego son rectificadas (con diodos rápidos) y filtradas (con bobinas y condensadores) para obtener las tensiones de salida DC. En cambio, los reguladores de tensión lineal utilizan transistores polarizados en su región activa. Esto se traduce en unas pérdidas superiores y, por tanto, en una eficiencia mucho menor [11].

4.6.- Simulación del puente en H

Antes de proceder a la construcción de la PCB (placa de circuito impreso), es conveniente comprobar que todos los valores calculados son correctos y que el circuito se comporta tal y como se ha diseñado. La mejor forma de hacerlo es mediante simulaciones con programas específicos como PSIM.

En la Figura 4.5., se puede observar el circuito sobre el que se hicieron las simulaciones.

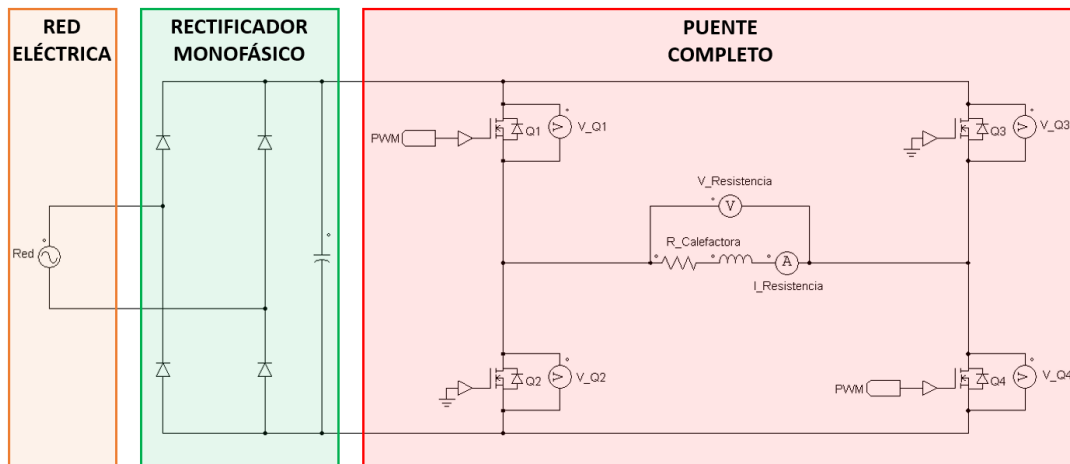


Figura 4.5.- Circuito implementado durante la simulación.

Se alimenta el circuito desde la red, rectificándola mediante el rectificador monofásico y filtrándola con un condensador de $180 \mu F$, tal y como se ha calculado en el Anexo 13.9.- Cálculo y dimensionamiento del condensador de filtrado del bus DC., para reducir el rizado.

Sin control, los transistores estarían, por defecto, en corte. Por ello, es necesario generar una señal con la que puedan conmutar para poder realizar la simulación.

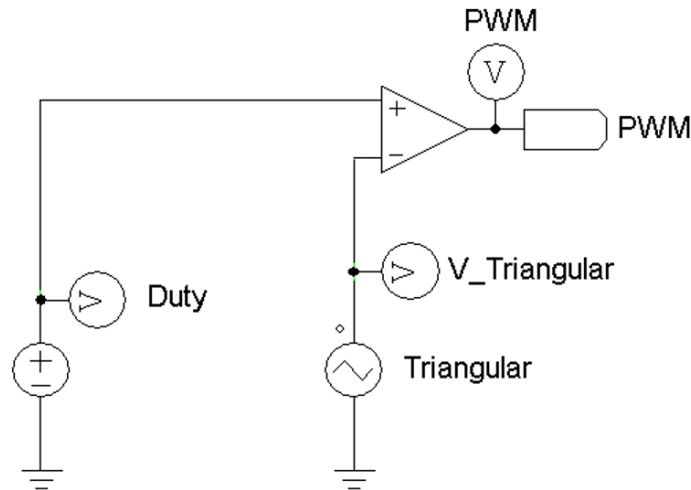


Figura 4.6.- Circuito que genera la señal de control para los transistores del puente en H.

Comparando una señal triangular con un nivel de referencia (que define el valor del duty), se obtiene una señal cuadrada que toma los valores 0 V o 1 V, según la señal triangular sea mayor o menor que el nivel de referencia impuesto. Esto se puede observar en la Figura 4.7.

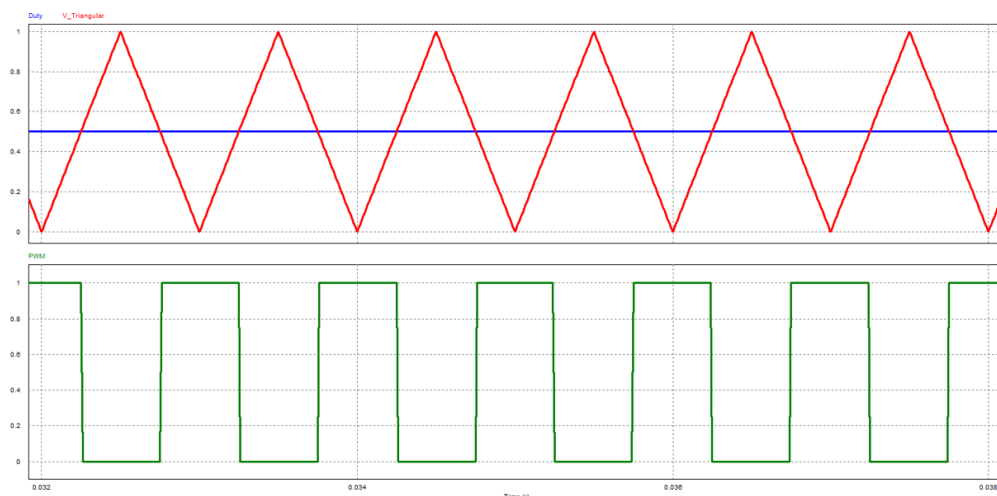


Figura 4.7.- Señal de control usada en la simulación del puente en H. En **rojo**, la señal triangular; en **azul**, el nivel de referencia con el que se compara; en **verde**, la señal de salida. Nótese que cuando la señal triangular tiene un valor superior al del nivel de referencia, la señal de salida presenta un valor nulo. Y mientras el valor de la señal triangular es inferior al del nivel de referencia, la señal de salida presenta un valor de 1 V.

Sólo se hicieron conmutar los transistores Q1 y Q4 de la Figura 4.5. y los otros se conectaron a masa para forzar su estado a OFF.

Los valores de tensión y corriente a través de la resistencia calefactora se pueden observar en la Figura 4.8.

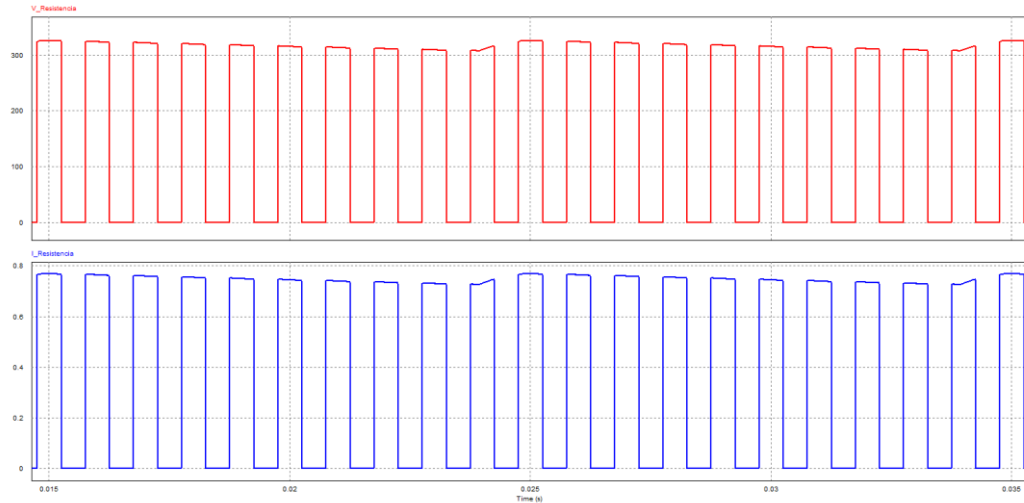


Figura 4.8.- En **rojo**, tensión a través de la resistencia. Su valor máximo es de 325 V y su valor eficaz es de 220 V. En **azul**, la corriente que circula a través de la resistencia. Su valor máximo es de 0.77 A y su valor eficaz es de 0.52 A. Nótese el rizado del bus en la parte superior de las formas de onda.

Como se puede comprobar, los valores concuerdan con los obtenidos en el Anexo Cálculo de la tensión y la corriente máxima, dimensión y selección de los transistores de potencia.

4.7.- Diseño de la PCB

Una placa de circuito impreso (del inglés, *Printed Circuit Board*) es la superficie que sirve de soporte para los componentes de un circuito electrónico y que contiene las conexiones eléctricas entre ellos.

Los circuitos más sencillos son aquellos que contienen pistas de cobre en sólo una de las superficies de la placa. Se conocen como circuitos impresos de una cara.

Los circuitos impresos más comunes hoy en día son los de dos caras (contienen pistas por ambas superficies de la placa). Sin embargo, dependiendo de la complejidad del diseño físico del circuito, pueden llegar a fabricarse placas de circuito impreso de hasta 14 capas [12].

La PCB contendrá todos los elementos del apartado 4. Electrónica de potencia., junto con el integrado que mide la temperatura del termopar. Hay que asegurarse de hacer un plano

de masa bajo el sensor de temperatura para que le sirva como referencia para medir la temperatura ambiente.

La conexión entre la PCB y la placa de control (Arduino Mega 2560) se hará mediante cables usando los pines que se colocarán a tal fin.

En el Anexo 13.10.- Esquemático de la PCB., se encuentran los diferentes subcircuitos que componen la PCB y se detallan las conexiones entre ellos. En el Anexo 13.11.- Diseño de la PCB., se muestra la distribución de los componentes en la PCB y el trazado de las pistas por ambas caras.

En la Figura 4.9., se muestra la PCB final con todos los componentes montados y etiquetados.

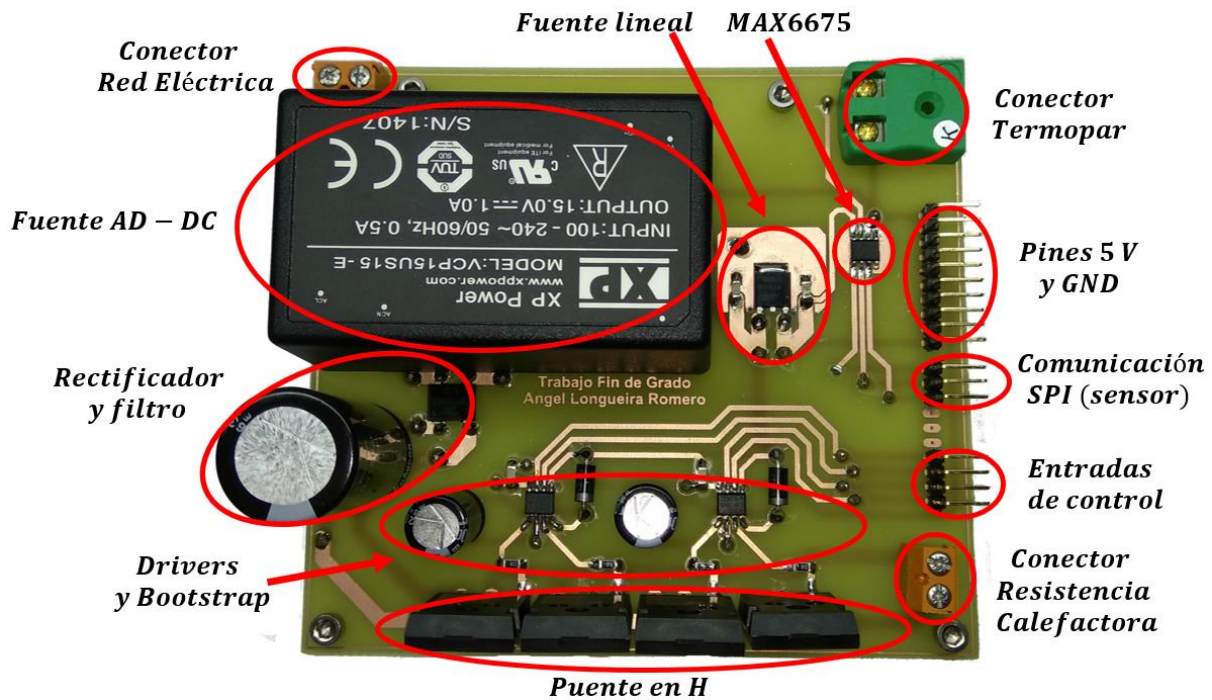


Figura 4.9.- Cara superior (*top layer*) de la PCB.

4.8.- Resumen de la parte de electrónica de potencia.

El objetivo de este apartado es seleccionar la topología de potencia que mejor se adecúe a las necesidades del proyecto, dimensionar los componentes y alimentar a todos los dispositivos que lo necesiten.

El primer paso consistió en comparar todas las topologías válidas teniendo en cuenta factores como la complejidad, la flexibilidad, la facilidad para controlarla, el coste y el interés didáctico que tienen. Después de esto, se eligió el puente en H como la opción más adecuada. A pesar de su complejidad, con él se pueden generar diversas formas de onda en su salida. Esto tiene como ventaja que se pueden usar cargas tanto de DC como de AC modificando sólo la forma en la que conmutan los transistores.

Para controlar de forma eficaz los transistores, es necesario que la tensión que se les aplique supere un cierto valor umbral. Como la señal del microcontrolador tiene un valor máximo de 5 V, se hace necesario un elemento intermedio que adapte los niveles entre el microcontrolador y los transistores: el driver. De esta forma se asegura que trabajen siempre en su zona de saturación y nunca en la región lineal.

Una vez elegida la topología de potencia a usar, hay que generar el bus DC que la alimenta. El valor de tensión de ese bus es el que se modifica con la conmutación de los transistores y luego se aplica sobre la carga. La forma más sencilla de conseguirlo es usando un rectificador monofásico de doble onda y un filtro por condensador. Además de la sencillez de este circuito, otra ventaja que presenta es que permite alimentar todo el montaje directamente desde la red.

El último paso consistió en generar la alimentación para todos los circuitos integrados del diseño que lo necesitaran. Concretamente, para este caso, se tienen dos alimentaciones diferentes: 5 V para el integrado que lee la temperatura del termopar y para el microcontrolador; y 15 V para los drivers que controlarán los transistores del puente en H. Para tener una tensión estable y no complicar el diseño en exceso, se recurrió a una solución comercial para ambos casos: una fuente conmutada (SMPS) para obtener los 15 V directamente desde la red y una fuente lineal para obtener 5 V a partir de la tensión de salida de la fuente conmutada.

5. Sistema de control.

Los sistemas⁵ de control son un conjunto de dispositivos encargados de administrar, ordenar, dirigir o regular el comportamiento de otro sistema, con el objetivo de reducir las probabilidades de fallo y producir las salidas deseadas. En otras palabras, el control consiste en seleccionar las entradas de un sistema de forma que los estados o salidas cambien según un patrón deseado [13] [14].

En este apartado, se describirán todos los elementos que intervienen en el control de temperatura del foco caliente. Se ahondará también en el algoritmo de control implementado y, además, se describirán el resto de elementos del diseño, como la interfaz de usuario y la utilización del integrado MAX6675 que devuelve la temperatura que mide el termopar.

5.1.- Ideas generales y aspecto a tener en cuenta sobre el algoritmo de control

A la hora de realizar el control de un sistema o planta, es muy importante conocer el número de variables que se pueden medir y cuáles son aquellas sobre las que se puede actuar para modificar el comportamiento del sistema.

El motor de laboratorio con el que se está trabajando dispone de señales que proporcionan el valor de las siguientes variables:

- Temperatura del foco caliente.
- Temperatura del foco frío.
- Presión interior.
- Velocidad del eje de salida.

Además, a partir de ellas, se pueden obtener otras como el volumen en el interior del motor y la posición del eje de salida.

Como no se dispone de ningún actuador que permita reducir la temperatura del foco caliente, el control que se va a implementar sólo es capaz de aumentar la temperatura del foco caliente del motor Stirling. Si se quisiera introducir en algún momento una consigna de temperatura inferior a la temperatura actual, el sistema debería impedir el paso de energía eléctrica a través de la resistencia calefactora (apagándola), y el usuario debería esperar a que

⁵ Un sistema es un conjunto de elementos unidos y que interactúan entre sí. Debe interpretarse como una implicación de sistemas físicos, biológicos y similares. Puede aplicarse a fenómenos abstractos y dinámicos.

el exceso de calor se disipase. Además, como en ese caso el sistema de control queda dependiente de la dinámica de la planta, no puede haber sobreoscilaciones.

5.2.- El elemento central del control: el microcontrolador.

Un microcontrolador es un tipo de circuito integrado programable que es capaz de ejecutar las instrucciones que tiene grabadas en su memoria. Incluyen en su interior tres bloques funcionales básicos (unidad central de procesamiento, memoria y periféricos de entrada/salida) y distintos periféricos que añaden otras funciones más específicas (PWM, comunicación, conversor A/D, etc.).

Para este proyecto, se usará la placa Arduino Mega 2560. Arduino es una plataforma electrónica *open-source* que tiene como objetivo crear software y hardware fácil de usar e intuitivo. Las principales ventajas que ofrece son las siguientes:

- **Coste:** las placas de Arduino son relativamente asequibles en comparación con otros tipos de microcontrolador.
- **Compatibilidad:** el software de Arduino se puede ejecutar en una gran variedad de sistemas operativos, como Windows, Macintosh OSX y Linux.
- **Entorno de programación:** ofrece simplicidad para los nuevos usuarios a la vez que versatilidad y flexibilidad para usuarios más avanzados.
- **Open-source:** tanto el software como el hardware de Arduino se publican de forma gratuita con la intención de permitir a la comunidad adaptarlos a sus necesidades o crear nuevas herramientas.
- **La comunidad de usuarios:** la cantidad de personas que usa Arduino como microcontrolador para sus proyectos es muy elevada. Esto permite que los posibles problemas que puedan surgir se solucionen de forma rápida.
- **Hardware compatible:** debido a su gran popularidad, muchas empresas desarrollaron elementos hardware compatibles con las placas Arduino (shields, pantallas LCD, drivers de motores, módulos WiFi, sensores, etc.) junto con las librerías necesarias para poder usarlos.

Una última razón para seleccionar Arduino como microcontrolador es su sencillez, tanto en lo que se refiere al software como al hardware. Ya que facilita realizar posibles modificaciones sobre el proyecto en el futuro a aquellos que no hayan participado directamente en su desarrollo [15].

Las principales desventajas que presenta esta plataforma en comparación con otros dispositivos son:

- **El reloj interno es de 16 MHz:** Esto puede ser lento para muchas aplicaciones críticas.
- **La frecuencia máxima del PWM es de 980 Hz:** para frecuencias superiores, es necesario elegir otro dispositivo.
- **Programación a bajo nivel:** aunque su fácil programación se menciona como una ventaja, en ocasiones resulta necesario programar a bajo nivel. La interfaz de programación de Arduino no lo permite. Además, como toda la programación se realiza a bajo nivel, no se tiene control sobre los periféricos que se están usando en cada caso.
- **Optimización de las librerías:** aunque dispone de gran cantidad de librerías y funciones predeterminadas a disposición de los usuarios, no están completamente optimizadas. Esto se traduce en un peor uso de la RAM y en mayores ciclos de cálculos para el microprocesador.

Afortunadamente, por la propia naturaleza del proyecto, la única desventaja que podría tener un efecto directo sobre el diseño es la optimización del código, ya que no hay control sobre las funciones preprogramadas. Como la temperatura tiene una dinámica lenta, la velocidad de cálculo no afectará al comportamiento final y, por tanto, no será un parámetro crítico. Además, como la frecuencia del PWM típica es baja (490 Hz), las pérdidas de conmutación en los transistores se verán reducidas [16].

5.3.- Comunicación SPI con el sensor de temperatura del termopar.

SPI (*Serial Peripheral Interface*) es un bus de comunicación a nivel de circuitos integrados que presenta una arquitectura maestro-esclavo. El dispositivo maestro puede iniciar la comunicación con uno o varios dispositivos esclavos, y enviar o recibir datos de ellos. Los dispositivos esclavos no pueden iniciar la comunicación ni intercambiar datos entre ellos directamente.

En el bus SPI, la comunicación entre maestro y esclavo se realiza a través de dos líneas que son independientes (una para el maestro y otra para el esclavo). Es una comunicación *Full Duplex* ya que el maestro puede enviar y recibir datos simultáneamente.

Otra característica que presenta este protocolo es que es un bus síncrono. El dispositivo maestro proporciona una señal de reloj que mantiene a todos los dispositivos conectados sincronizados, lo que reduce la complejidad del sistema.

La transmisión de datos se realiza en serie. Necesita un mínimo de 4 líneas para poder funcionar con varios dispositivos:

- **SCLK o SCK:** es la señal de reloj del bus. Rige la velocidad a la que se transmite cada bit.
- **MISO (Master Input Slave Output):** es la señal de entrada al dispositivo maestro. Por esta línea se reciben los datos desde otro integrado (esclavo).
- **MOSI (Master Output Slave Input):** desde esta línea se transmiten los datos hacia otro integrado.
- **SS o CS (Chip Select):** es la señal de control del maestro. Con ella decide qué dispositivo habilitar y, por tanto, qué dispositivo puede leer o escribir información en el bus. Es especialmente necesaria cuando hay más de un esclavo conectado al bus SPI.

En la Figura 5.1., se muestra el esquema de conexión de un bus SPI entre el dispositivo maestro (*master*) y el esclavo (*slave*).



Figura 5.1.- Esquema de conexión de un bus SPI entre dos dispositivos (maestro y esclavo).

Si se quisiera incorporar más dispositivos esclavos al bus, el esquema de conexión sería el que se muestra en la Figura 5.2.

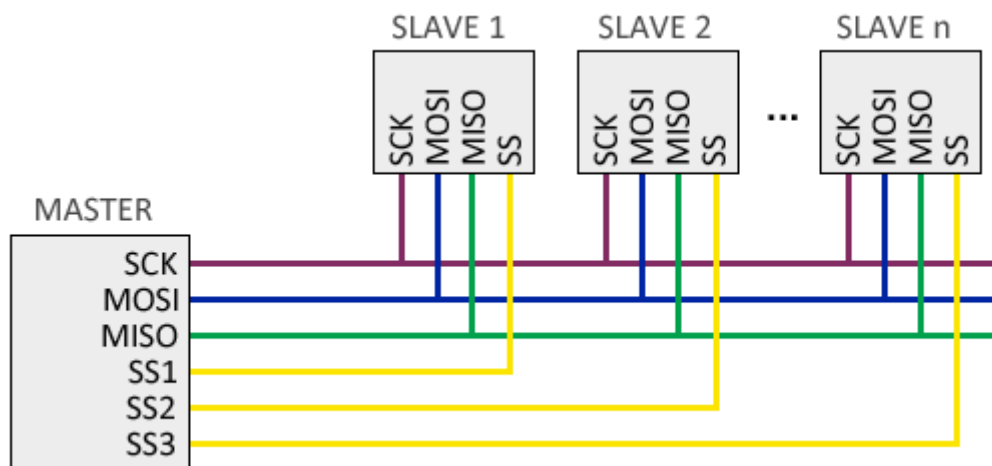


Figura 5.2.- Esquema de conexión de un bus SPI entre un dispositivo maestro y múltiples dispositivos esclavos.

El funcionamiento es el siguiente:

- Cuando el dispositivo maestro quiere comunicarse con algún esclavo, pone a “0” la línea CS correspondiente.
- Se carga en el buffer de salida el byte a enviar.
- La línea SCK se activa y se envía un bit a través de la línea MOSI hacia el esclavo por cada flanco de SCK, a la vez que el maestro recibe datos a través de su línea MISO.
- Se repite el proceso por cada bit hasta que se envía todo el byte.
- El dispositivo maestro deshabilita, poniendo a “1” la línea CS del esclavo.

En la Figura 5.3., se muestra un ejemplo de transmisión de un byte entre dos dispositivos.



Figura 5.3.- Ejemplo de transmisión de datos entre un dispositivo maestro y uno esclavo. En verde se muestra la **secuencia de bit que transmite el maestro** y en naranja la **secuencia de bits que transmite el esclavo**. En rojo, se muestra la **señal de reloj**. Cada dispositivo lee los datos en los flancos de subida de SCK.

Las ventajas que presenta este protocolo de comunicación son las siguientes:

- La electrónica requerida para implementarlo es sencilla.
- Presenta altas velocidades de transmisión.
- Se pueden enviar secuencias de bits de cualquier tamaño sin interrupciones.

Por otra parte, las desventajas que presenta son las siguientes:

- Necesita tres cables (MISO, MOSI y SCK), además de un cable adicional (CS), por cada dispositivo esclavo.
- Sólo es adecuado para distancias cortas.
- No existe forma de saber si los datos han sido recibidos de forma correcta.
- Se tiene que pactar la longitud y el contenido de los mensajes antes de ser transmitidos.

El integrado MAX6675 envía 16 bit cada vez que se le solicita la temperatura, siendo el bit más significativo el primero en ser recibido por el maestro. En la Figura 4.4., se muestra el significado de cada uno de los bits.

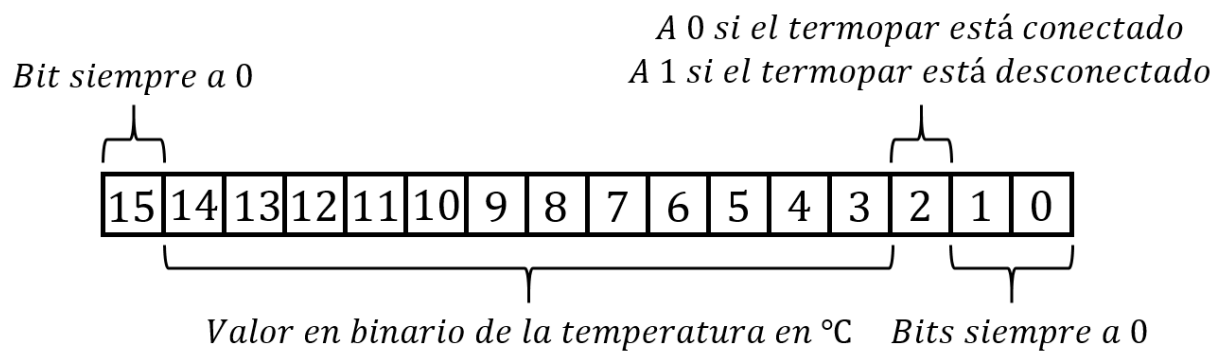


Figura 5.4.- Codificación de los datos transmitidos por el sensor MAX6675.

Para poder usar el puerto SPI en Arduino, el software proporciona la librería “SPI.h” que contiene todas las funciones necesarias para controlar el hardware integrado de SPI. Además, existe una librería específica para el MAX6675 de dominio público que tiene implementada la conversión a grados centígrados y Fahrenheit de la temperatura leída por el termopar.

Como el MAX6675 es un dispositivo de sólo lectura, la línea MOSI no es necesario conectarla.

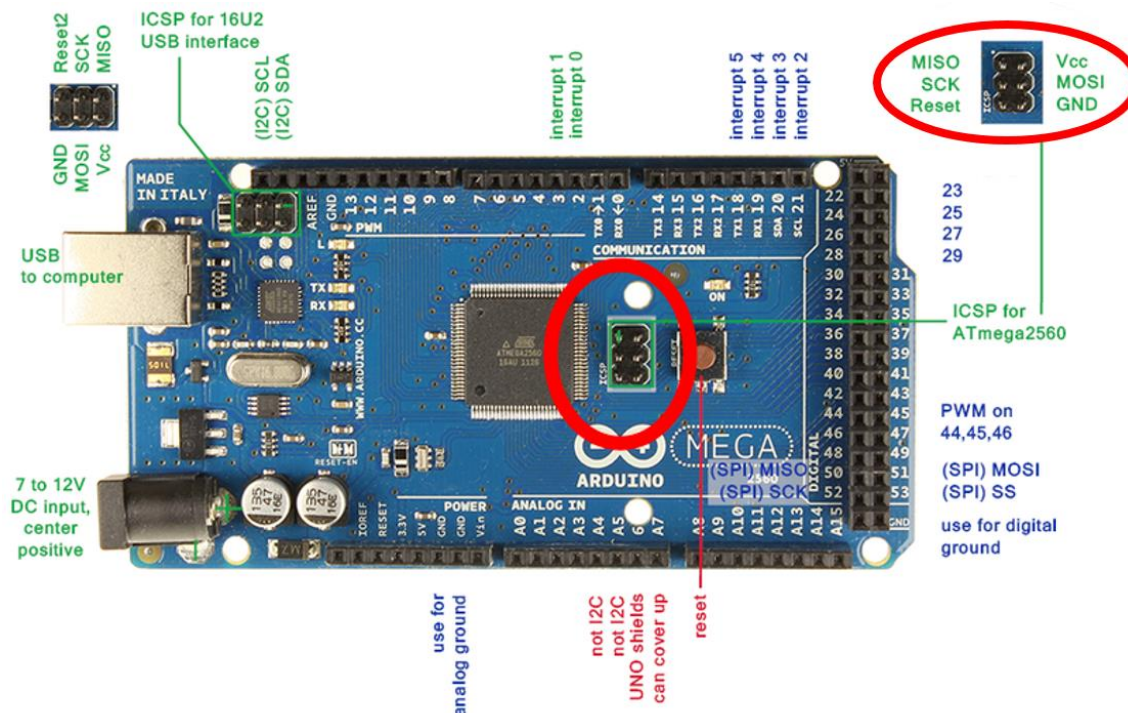


Figura 5.5.- Placa Arduino Mega en la que se indica el detalle de los pines para la comunicación SPI. Esta placa tiene disponible un zócalo específico para este protocolo de comunicación. En la parte superior derecha de la imagen, se muestra la conexión de cada una de las líneas de bus.

5.4.- Algoritmo de control.

Como no existe un modelo analítico de la planta, el mejor método para obtener un regulador es de forma empírica, haciendo pruebas sobre el montaje final y ajustándolo conforme a los resultados obtenidos.

En cuanto al tipo de regulador, parece apropiado usar un control proporcional para esta aplicación. También podría interesar introducir un poco de acción diferencial para que el valor de la consigna de tensión sea mayor cuando el error aumente, y sea menor cuando el error disminuya.

Para conocer el comportamiento dinámico que va a tener la resistencia calefactora ante una consigna de tensión del regulador, se obtuvieron curvas de su calentamiento para varios valores de tensión usados como referencia. Sabiendo cómo reacciona la resistencia, es posible hacer una estimación del valor que deberá tener la constante proporcional del regulador: si la dinámica de la resistencia es lenta, interesará una constante proporcional elevada; si la dinámica es rápida, los valores de la constante proporcional serán menores.

5.5.- Interfaz de usuario: pantalla LCD táctil.

Todo el trabajo hecho hasta ahora sería inútil si el usuario no tuviera una forma de comunicarse con el sistema de control. Debe existir un conjunto de elementos que estén destinados a intercambiar información con el usuario, en ambos sentidos: del usuario al sistema de control (indicar la consigna de temperatura) y viceversa (comunicar el valor actual de temperatura).

Existen diversas formas de crear una interfaz de usuario cuya complejidad es también muy variable: pulsadores, displays LCD, potenciómetros, codificadores rotatorios, teclados matriciales, pantallas táctiles... Esta última opción será la elegida para crear la interfaz de usuario, ya que integra la comunicación usuario-control y control-usuario en un solo elemento.

La marca SainSmart presenta una amplia variedad de pantallas táctiles compatibles con Arduino. Además, existe una extensa comunidad que desarrolla librerías para poder controlar este tipo de pantallas de forma fácil e intuitiva.

En concreto, el modelo que aquí se usa está compuesto de dos partes:

- **La pantalla LCD:** es la pantalla propiamente dicha. Servirá tanto para mostrar información como para recibirla.
- **La shield de adaptación:** este elemento es una placa que sirve como adaptador entre la pantalla LCD y el Arduino Mega.

En la Figura 5.6., se muestran los dos elementos mencionados junto con la placa del Arduino Mega.

Las características de esta pantalla LCD incluyen:

- Dimensiones de 320x240 píxeles y 3.2”.
- Alimentación desde la placa del Arduino Mega.
- Táctil.
- Lector de tarjeta SD.

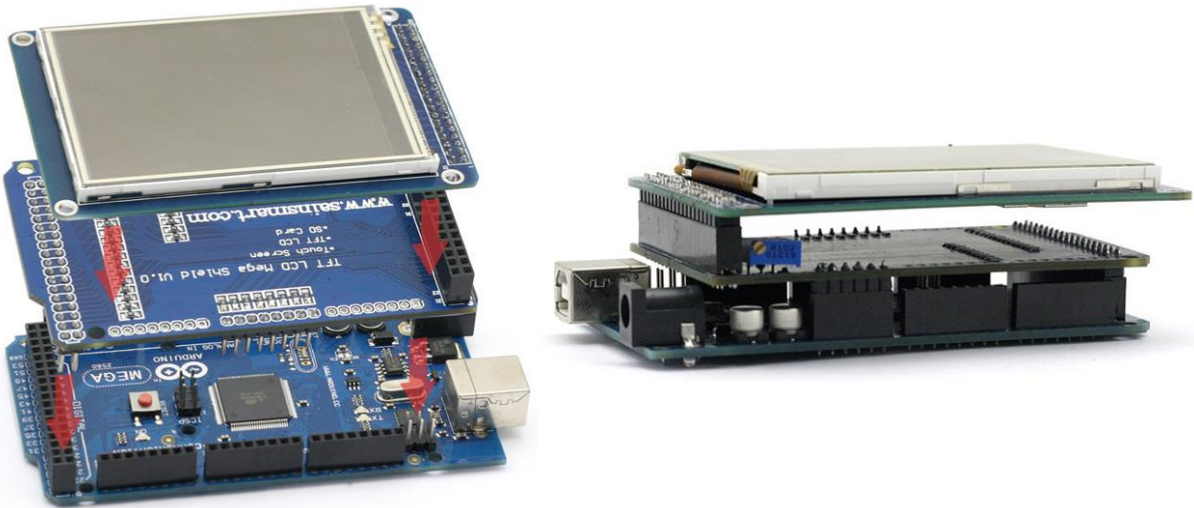


Figura 5.6.- Montaje de la pantalla LCD sobre la placa del Arduino Mega. Nótese que entre ambos elementos hay otra placa que sirve como adaptador del número de pines entre ambos elementos (*shield*).

5.6.- Resumen de la parte de sistema de control.

Sin control, nada de lo que se ha hecho hasta ahora tendría sentido. El objetivo es todas al sistema de la capacidad de autorregularse a partir de la consigna de temperatura que indique el usuario.

Por la propia naturaleza de la planta que se intenta controlar, sólo es posible aumentar la temperatura del foco caliente. No se dispone de ningún actuador que sea capaz de reducir su temperatura. Por ello, resulta imprescindible que la dinámica del control no presente sobreoscilaciones. De ser así, cuando la temperatura del foco caliente superara la de consigna, el control quedaría a la deriva, dependiente de la dinámica de la planta, teniendo que esperar a que se reduzca hasta un valor inferior al de consigna para poder actuar de nuevo.

Como en la mayoría de las aplicaciones, el elemento elegido para ejecutar el algoritmo de control ha sido un microcontrolador. Concretamente, la placa Arduino Mega 2560 que introduce numerosas ventajas: coste reducido, programación intuitiva, software y hardware libre, amplia comunidad y gran cantidad de elementos que amplían sus funcionalidades. Y aunque presente ciertas desventajas (como su la velocidad baja de su reloj o la frecuencia de su PWM), no afectan el proyecto.

En cuando al algoritmo de control, como no se dispone de un modelo de la planta, el método más sencillo para obtener un regulador es de forma empírica. Con un control PD (proporcional-diferencial) se conseguiría que la consigna de tensión para la resistencia sea mayor cuando mayor sea el error, y disminuya a medida que se reduce el error. Para obtener el valor de la constante proporcional y diferencial, de nuevo, resulta recomendable hacerlo de forma empírica. Obteniendo la respuesta dinámica de la resistencia al aplicar sobre ella distintas consignas de tensión.

Finalmente, la interfaz de usuario se implementó usando una pantalla LCD táctil. Este elemento es el que permite la comunicación entre el usuario y el sistema de control (para introducir la consigna de temperatura) y entre el sistema de control y el usuario (indicar la temperatura actual).

6. Pruebas generales.

La parte crítica del proceso de desarrollo de un prototipo son las pruebas generales de cada una de las partes del montaje. Proporcionan una forma de detectar los fallos de cada etapa y permiten corregirlos.

En esta sección, se describirán las pruebas que se hicieron sobre cada uno de los elementos del montaje para comprobar que funcionaban correctamente, tanto de forma individual como interactuando entre ellos.

6.1.- Continuidad y cortocircuitos.

Después de soldar todos los componentes y alimentar toda la PCB, se comprobó que no hubiese ningún cortocircuito entre los distintos dispositivos y que los distintos planos de masa estuvieran conectados entre sí. Se procedió de la misma forma para las dos tensiones de alimentación (15 V y 5 V) y con el resto de señales de la placa.

6.2.- Sensor MAX6675.

La primera prueba después de montar la PCB fue comunicarse con el integrado que obtiene la temperatura del termopar. Como existen librerías desarrolladas por la propia comunidad de usuario de Arduino, el proceso consistió en cargar un programa de ejemplo haciendo las conexiones correctamente.

El resultado fue favorable ya que no hubo complicaciones durante el proceso. Sólo se detectó una pequeña desviación en la lectura. Por lo tanto, es necesario hacer una calibración vía software más adelante.

6.3.- Tensiones de la PCB.

Otra de las pruebas que se realizaron fue comprobar que todas las tensiones de la PCB fueran correctas, tanto la de entrada (la red) como las de salida (15 V para los drivers y 5 V para el resto de dispositivos). También, que todos los dispositivos estuvieran correctamente alimentados.

6.4.- Señal PWM de control.

La siguiente prueba consistió en generar una señal de control sencilla con el Arduino para comprobar que llegaba bien a los drivers de la PCB y que ellos generaban la señal de control correspondiente para los transistores.

Al principio, los drivers recibían la señal de control correctamente, pero no había señal a su salida. Más adelante se solucionó aumentando la tensión de alimentación de los drivers desde los 5 V hasta los 15 V, ya que la primera resultaba insuficiente.

6.5.- Prueba general con todos los elementos.

Esta fue la única prueba que no pudo llevarse a cabo durante la fase de montaje. En ella, se debería sintonizar el regulador de forma empírica y se debería comprobar el correcto funcionamiento de la interfaz de usuario.

Finalmente, el sistema debería ser capaz de regular la temperatura del foco caliente según la consigna que introduzca el usuario en el sistema.

7. Planificación temporal.

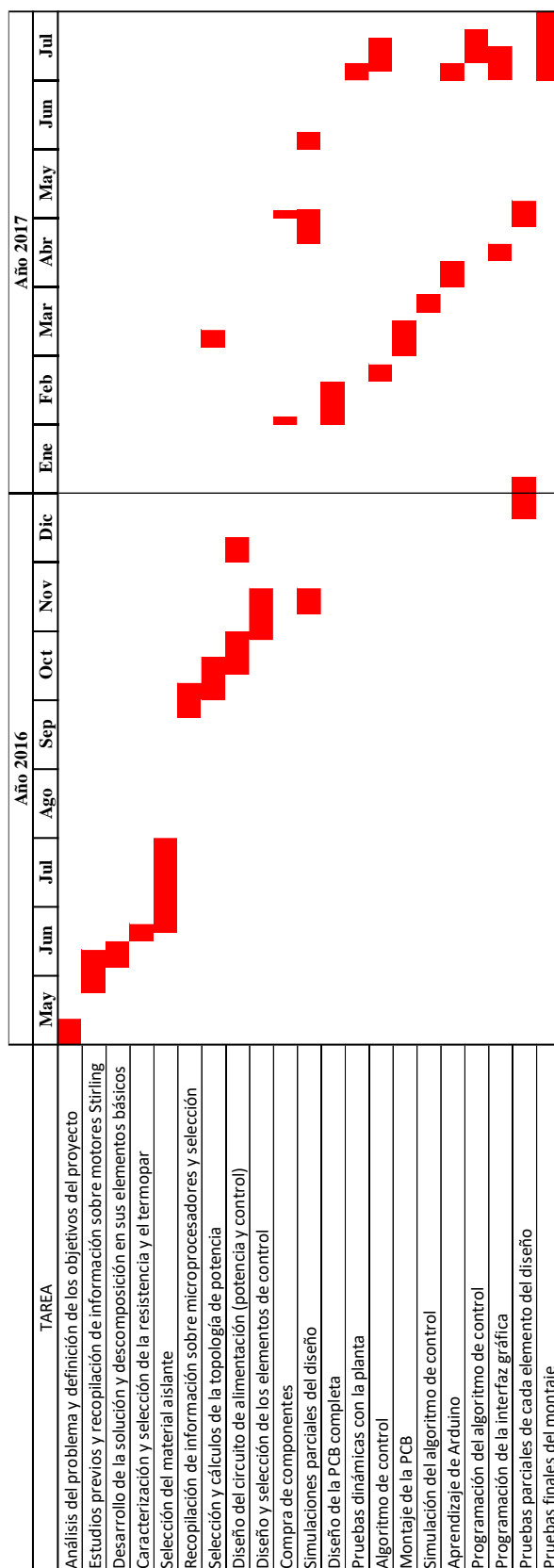


Figura 7.1.- Planificación temporal del proyecto.

8. Presupuesto.

En base a las horas de trabajo requeridas y los materiales empleados, se procede a calcular el presupuesto del trabajo desarrollado:

CONCEPTO	COSTE UNITARIO	MEDICIÓN	UNIDAD	COSTE
Mano de obra	25,00 €	310	h	7750,00 €
Ordenador (Procesador: 2.7 GHz Intel Core i7; Memoria: 8GB DDR4; Gráfica: NVIDIA GeForce GTX 950M de 2GB; Disco duro: 1TB)	40,00 €	14	mes	560,00 €
Software Arduino	0,00 €	1	Ud.	0,00 €
Fabricación PCB	30,00 €	1	Ud.	30,00 €
Pantalla LCD táctil	60,00 €	1	Ud.	60,00 €
Diodo de Bootstrap (MUR160)	0,37 €	2	Ud.	0,74 €
Condensador de Bootstrap (400BXC5R6MEFC10X16)	0,64 €	2	Ud.	1,28 €
Arduino Mega 2560	62,00 €	1	Ud.	62,00 €
Resistencia calefactora (ELK-K Eltherm)	99,00 €	1	Ud.	99,00 €
Transistores (TK62N60W)	7,43 €	4	Ud.	29,72 €
Drivers (IR2101)	1,50 €	2	Ud.	3,00 €
Rectificador (DF1504S-T)	0,37 €	1	Ud.	0,37 €
Fuente de alimentación AD-DC 15 V (VCP12US15-E)	22,75 €	1	Ud.	22,75 €
Fuente de tensión lineal (MC7805CDTRKG)	0,62 €	1	Ud.	0,62 €
Condensador bus DC (LGW2W181MELA40)	7,40 €	1	Ud.	7,40 €
Condensador de desacoplo (VJ1206Y224KXXAT)	0,075 €	2	Ud.	0,15 €
Conector del termopar para PCB (RS-PRO 381-7564)	5,35 €	1	Ud.	5,35 €
Clemas externas de conexión	1,10 €	2	Ud.	2,20 €
Licencia PSIM Professional	37,5 €	1	mes	112,5 €
SUBTOTAL				8.747,08 €
BENEFICIO INDUSTRIAL (6 %)				524,82 €
GASTOS GENERALES (3 %)				262,41 €
IVA (21%)				1.836,89 €
TOTAL				11.371,20 €

Tabla 8.1.- Presupuesto.

9. Conclusiones.

Aunque todos los elementos descritos a lo largo de este proyecto se diseñaron y se construyeron tal y como se especificó, no fue posible realizar las pruebas de conjunto.

Es por ello que, aunque los objetivos parciales han sido alcanzados y se hayan tenido en cuenta todos los requisitos impuestos para ello, se plantea como trabajo futuro realizar las pruebas del montaje completo.

En lo que se refiere al resto de objetivos y requerimientos de diseño iniciales, se puede comprobar que han sido alcanzados satisfactoriamente:

- **El diseño es modular:** consta de tres elementos claramente diferenciados, que son el motor Stirling junto con la resistencia calefactora y el termopar, que forman una unidad; la placa de alimentación, que contiene todos los elementos para alimentar a todos los dispositivos del diseño; y la placa de control, que incluye el Arduino Mega y la pantalla LCD. Añadir elementos extra (hardware o software) a los ya existentes es una tarea fácil gracias a la simplicidad que ofrece Arduino.
- **El diseño se alimenta desde la red eléctrica:** una de las condiciones más importantes que debía cumplir, ya que facilita su transporte al no requerir de otro elemento que sólo proporcione la alimentación. La fuente AC-DC es la que incorpora esta característica.
- **La interfaz de usuario debe ser intuitiva:** aunque no se especifique de forma detallada cómo será la interfaz de usuario, el haber seleccionado una pantalla táctil permite crear un entorno intuitivo y fácil de entender para cualquier usuario. Además, si fuera necesario, se podría incluir un menú de “Guía de usuario” para complementar la documentación existente.
- **La temperatura máxima debe ser de 300 °C:** aunque la temperatura máxima que la resistencia es capaz de alcanzar es de 450 °C, se limitará por software su valor máximo. Incluyendo la posibilidad de modificar su valor a través de la interfaz de usuario.
- **Se debe aprovechar el material disponible:** sólo se adquirió el material que estrictamente fuera necesario y que no estuviera disponible en el departamento de Máquinas y Motores Térmicos de la Universidad de Oviedo.

Por ello, teniendo en cuenta todo lo anterior, se considera que los objetivos han sido alcanzados satisfactoriamente, quedando sólo prorrogadas las pruebas del montaje completo.

10. Trabajo pendiente.

En comparación con los objetivos iniciales de este proyecto, existen algunas tareas que no se pudieron completar y que conviene detallar para tenerlas en cuenta en el futuro. De esta forma, será mucho más sencillo poner fin al proyecto.

El primer punto que hay que comentar está relacionado con la interfaz de usuario. Aunque se especifica que se usará una pantalla LCD táctil, y se adjuntan las librerías necesarias para hacerla funcionar en los Anexos, sería conveniente ahondar más en el proceso de diseño y programación. Concretando cómo va a ser visualmente la interfaz de usuario y describiendo los diferentes menús que estarán disponibles para interactuar con el sistema.

Por otra parte, sería necesario detallar la implementación del algoritmo de control y explicar claramente tanto las experiencias empíricas durante las cuales se sintonizó el regulador como su programación en Arduino. Explicando también el algoritmo de control y cómo funciona.

Otro aspecto que sería conveniente aclarar es cómo se hará la gestión de la pantalla y el control por software. Qué método se usará para controlarlos a ambos, teniendo en cuenta que Arduino no permite programar a bajo nivel y existen muchas funciones preprogramadas cuyo funcionamiento interno desconoce el usuario.

Finalmente, para completar la documentación, sería más que recomendable añadir imágenes del montaje final con todos los elementos conectados, describiendo las conexiones entre todos ellos. Y con la intención de mostrar su funcionamiento, incluir también un vídeo de demostración en los Anexos.

11. Posibles mejoras.

Aunque con este proyecto se ha logrado diseñar un sistema que es capaz de regular la temperatura del foco caliente del motor Stirling de laboratorio, otro cambio que podría aportar beneficios similares consistiría en hacer un sistema para regular la temperatura del foco frío. De esta forma, dos variables muy importantes en el funcionamiento del motor estarían controladas. Idealmente, ambos sistemas estarían integrados bajo una misma plataforma, facilitando su manejo.

En relación con el algoritmo de control, sería interesante comprobar si es posible obtener un modelo analítico de la planta de forma que el control sea mucho más preciso. Y si fuera posible, comprobar si el regulador calculado ofrece mejores resultados que el obtenido de forma experimental. Además, como el motor Stirling proporciona otras señales (presión, velocidad, etc.) sería conveniente conocer si es posible aprovecharlas para mejorar el algoritmo de control.

Con el objetivo de obtener los datos medidos con el termopar y poder procesarlos luego, una mejora recomendable consistiría en aprovechar la ranura para tarjetas de memoria SD de la pantalla LCD para guardar esos datos de temperatura en un fichero de texto.

Siguiendo esta misma línea, sería recomendable aprovechar el resto de señales que proporciona el motor Stirling (presión, velocidad, etc.) para mostrarlas al usuario en tiempo real a través de la pantalla LCD. Al igual que antes, se podría aprovechar la tarjeta SD para almacenar esos datos para su procesamiento posterior.

Se podrían incluir más elementos para mejorar la calidad y la durabilidad de la PCB, tales como: un interruptor que controle la alimentación del puente en H, fusibles como protección contra cortocircuitos (evitando tener que cambiar los transistores), LED's que indiquen si la PCB está alimentada (uno para la parte de control y otro para la parte de potencia) y resistencias de *pull-down* para asegurar que los transistores están en OFF cuando no tengan señal de control.

Finalmente, una mejora que se podría implementar es programar distintos modos de funcionamiento. Esto incluiría controlar la velocidad de salida (usando la temperatura del foco caliente) o incluir varias temperaturas de consigna obteniendo un patrón de temperaturas.

12. Bibliografía y referencias.

- [1] Departamento de Energía de la Universidad de Oviedo, guión de prácticas: “Máquina de Ciclo Stirling: Obtención de la curva de potencia de un motor Stirling. Observación en modo máquina inversa”, 2015.
- [2] D. García, “Desarrollo de motores Stirling para aplicaciones solares”, Tesis doctoral, Universidad de Oviedo, 2013.
- [3] A. Creus, “Instrumentación Industrial, Barcelona: Marcombo ediciones técnicas”, 2008.
- [4] “Maxim Integrated”, [En línea]. Available:
<https://www.maximintegrated.com/en/products/analog/sensors-and-sensor-interface/MAX6675.html>. [Último acceso: 5 Julio 2017].
- [5] “Eltherm: Innovations in heat tracing”, [En línea]. Available:
<https://eltherm.com/es/products/cables-calefactores-cintas-calefactoras/details-elk/>. [Último acceso: 1 Julio 2017].
- [6] “ROCKWOOL”, [En línea]. Available: <http://www.rockwool-rti.es/productos+y+aplicaciones/u/2011.product/21497/prorox---aislamiento-industrial/prorox-wm-940-es>. [Último acceso: 4 Julio 2017].
- [7] N. Mohan, T. M. Underland y W. P. Robbins, “Electrónica de potencia. Convertidores, aplicaciones y diseño”, México D. F.: McGraw Hill, 2009.
- [8] “Toshiba: leading innovation”, [En línea]. Available: <https://toshiba.semicon-storage.com/ap-en/product/mosfet/detail.TK62N60W.html>. [Último acceso: 1 Julio 2017].
- [9] “Infineon”, [En línea]. Available:
<https://www.infineon.com/cms/en/product/power/gate-driver-ics/level-shift-gate-drivers/high-and-low-side-drivers/IR2101/productType.html?productType=5546d462533600a401533d2279ba56c3>. [Último acceso: 26 Mayo 2017].
- [10] “XP Power”, [En línea]. Available: <http://www.xppower.com/Product/VCP15-Series>. [Último acceso: 1 Julio 2017].
- [11] M. H. Rashid, “Power Electronics Handbook”, USA: BH, 2011.

- [12] “Electrosoft”, [En línea]. Available: <http://www.pcb.electrosoft.cl/04-articulos-circuitos-impresos-desarrollo-sistemas/01-conceptos-circuitos-impresos/conceptos-circuitos-impresos-pcb.html>. [Último acceso: 1 Julio 2017].
- [13] “Wikipedia. La enciclopedia libre”, [En línea]. Available: https://es.wikipedia.org/wiki/Sistema_de_control. [Último acceso: 1 Julio 2017].
- [14] G. F. Franklin, J. D. Powell y A. Emami-Naeini, “Feedback Control of Dynamic Systems”, Inglaterra: Pearson Education, 2015.
- [15] “Arduino”, [En línea]. Available: <https://www.arduino.cc/en/Guide/Introduction>. [Último acceso: 29 Mayo 2017].
- [16] “Arduino”, [En línea]. Available: <https://store.arduino.cc/arduino-mega-2560-rev3>. [Último acceso: 1 Julio 2017].
- [17] “F-Chart Software”, [En línea]. Available: <http://www.fchart.com/ees/>. [Último acceso: 1 Julio 2017].
- [18] S. Martínez García y J. A. Gualda Gil, “Electrónica de potencia. Componentes, topologías y equipos”, Madrid: Thomson, 2006.
- [19] “Taiwan Semiconductor”, [En línea]. Available: <http://www.taiwansemi.com/en/products/details/MUR160>. [Último acceso: 1 Julio 2017].
- [20] “Departamento de electrónica de la universidad de Alcalá”, [En línea]. Available: https://www.depeca.uah.es/depeca/repositorio/asignaturas/30821/datos/P4/P4_6.htm. [Último acceso: 1 Julio 2017].
- [21] J. A. Aguilera, J. M. Blanco, M. B. Folgueras, M. R. López, J. C. Luengo, J. Pistono, I. Prieto y I. M. Suárez, “Prácticas de termodinámica”, Oviedo: Ediciones de la Universidad de Oviedo, 2009.
- [22] E. E. Doebelin, “Sistemas de medición e instrumentación. Diseño y Aplicación”, McGraw Hill, 2005.
- [23] “Wikipedia. La enciclopedia libre”, [En línea]. Available: <https://es.wikipedia.org/wiki/Termopar>. [Último acceso: 4 Julio 2017].
- [24] “SITEC, Ingeniería SAC”, [En línea]. Available: <http://www.sitecingenieria.com/resistenciabandasdemica.html>. [Último acceso: 4 Junio 2017].

- [25] “Diamore S. A.”, [En línea]. Available: <http://www.diamore.com.ar/Bandas.html>. [Último acceso: 5 Junio 2017].
- [26] “Flexlec Groupe Omerin”, [En línea]. Available: <http://www.flexelec.de/produkte/ablaufheizungen-mit-silikonkautschuk-isolation-csc-csc-t-csc-i.html>. [Último acceso: 5 Junio 2017].
- [27] Y. A. Çengel, “Transferencia de calor y masa. Un enfoque práctico”, México D. F.: McGraw Hill, 2007.
- [28] J. I. Prieto, “Curso sobre Funcionamiento y Aplicaciones del Motor Stirling”, de *Fundación Tekniker*, Eibar, 2008.

13. Lista de anexos.

13.1.- Cálculo del coeficiente de película de transmisión de calor por convección y de la potencia disipada.

El problema inicial consiste en obtener el valor de la potencia que se disipa hacia el ambiente, tal y como muestra la Figura 13.1. En él, se pueden identificar dos mecanismos básicos de transmisión de calor:

- De T_{SI} a T_{SE} : conducción⁶.
- De T_{SE} a T_{∞} : convección⁷.

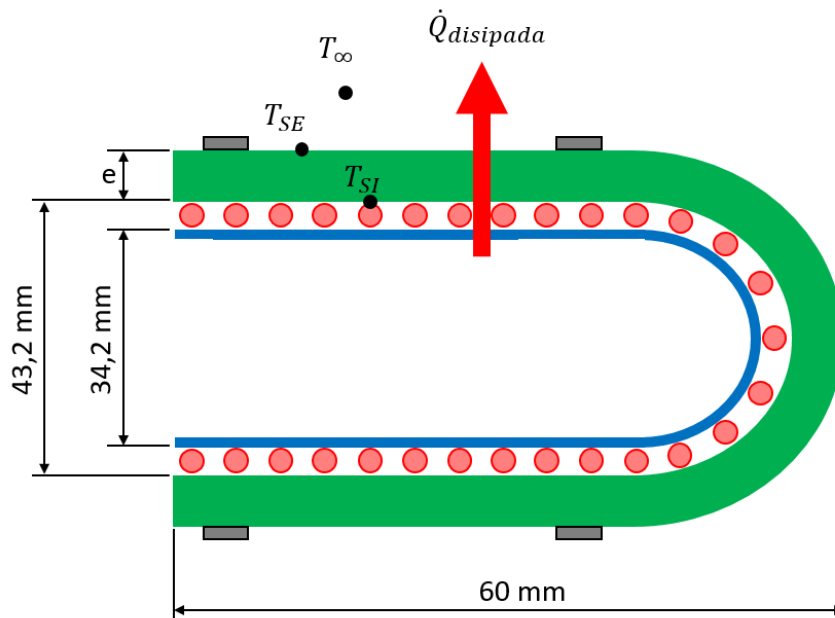


Figura 13.1.- Problema inicial de transmisión de calor.

El comportamiento de la conducción está caracterizado por la ley de Fourier:

$$\dot{Q}_{conducción} = -kA \frac{dT}{dx} \quad (13.1)$$

⁶ La conducción es un tipo de mecanismo de transmisión del calor que se produce a través de un medio material por contacto directo entre sus partículas.

⁷ La convección es un tipo de mecanismo de transferencia del calor que se produce entre una superficie sólida y el líquido o gas adyacente que están en movimiento. Comprende los efectos combinados de la conducción y el movimiento de fluidos [27].

Aquí, $\frac{dT}{dx}$ es el gradiente de temperatura, A es el área de transferencia de calor (perpendicular a la dirección de la transferencia de calor), k es la conductividad térmica del material. El signo negativo en la ecuación garantiza que la transferencia de calor, en la dirección positiva sea una cantidad positiva.

Conocer el valor de cada uno de los parámetros resulta trivial en la mayoría de los problemas, ya que los valores de conductividad están tabulados o los proporcionan los fabricantes; el gradiente se puede aproximar sabiendo la temperatura entre los puntos en los que se produce la conducción; y el área es lo que más problemas puede presentar dependiendo de la geometría del problema.

Por otra parte, el comportamiento de la convección está caracterizado por la ley de Newton del enfriamiento:

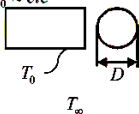
$$\dot{Q}_{convección} = hA_s(T_s - T_{\infty}) \quad (13.2)$$

Donde h es el coeficiente de transferencia de calor por convección (o coeficiente de película), expresado en $\frac{W}{m^2\text{°C}}$; A_s es el área superficial a través de la cual tiene lugar la transferencia de calor por convección; T_s es la temperatura de la superficie y T_{∞} es la temperatura del fluido que rodea dicha superficie a una distancia lo suficientemente alejada.

Se puede observar que existe una cierta relación término a término entre la expresión (13.1) y la expresión (13.2). Pero con una salvedad: a diferencia de la conductividad, el coeficiente de transferencia de calor por convección no es una propiedad del fluido. Es un parámetro que se determina de forma experimental y cuyo valor depende de todas las variables que influyen sobre la convección.

Es en este punto en el que resulta necesario realizar una aproximación inicial del valor del coeficiente de película para poder seguir avanzando con el problema.

El primer paso consiste en identificar el tipo de problema, comparándolo con las tablas de correlaciones disponibles, obtenidas de forma experimental. Estas tablas se sirven de parámetros adimensionales para definir las condiciones en las que se realiza cada experimento. Además, sólo son válidas para geometrías y orientaciones concretas. La que mejor describe las condiciones de este problema es “Convección natural alrededor de cilindros y alambres muy finos horizontales”, que puede verse en la Figura 13.2.

GEOMETRÍA	TIPO/RÉGIMEN	CORRELACIÓN	CONDICIONES DE APLICABILIDAD	EVALUACIÓN
CILINDROS HORIZONTALES $T_0 \approx cte$ 	CONVECCIÓN NATURAL	McADAMS $Nu_D = 0,4$	$Gr_D Pr < 10^{-5}$	$\rho, \mu, Pr, Nu_D : T_p$ $\beta : T_\infty$ $\Delta T = T_0 - T_\infty$
		$Nu_D \rightarrow \text{Figura}$	$10^{-5} < Gr_D Pr < 10^4$	
	C. NATURAL R. LAMINAR	$Nu_D = C (Gr_D Pr)^m$	$10^4 < Gr_D Pr < 10^9$ $C = 0,53 \quad m = 1/4$	
	C. NATURAL R. TURBULENTO		$10^9 < Gr_D Pr < 10^{12}$ $C = 0,13 \quad m = 1/3$	

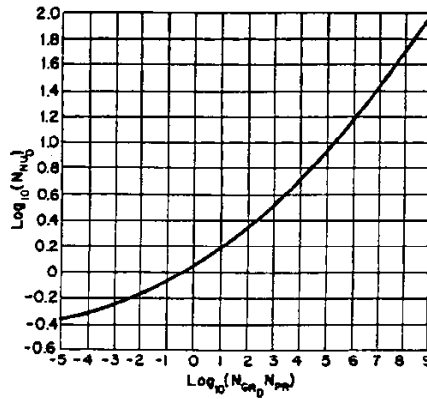


Figura 13.2.- Tabla C6 “Convección natural alrededor de cilindros y alambres muy finos horizontales”.

Ahora que se conoce la geometría del problema, hay que calcular las condiciones de aplicabilidad, que dependen del producto de dos números adimensionales:

- **El número de Grashof Gr_D :** se calcula a partir de una expresión matemática.

$$Gr_D = \frac{g \beta \Delta T g D^3}{\vartheta^2} \quad (13.3)$$

Donde g es la aceleración de la gravedad, β es el coeficiente de expansión volumétrica (en K^{-1}), ΔT es la diferencia de temperaturas entre la temperatura de la superficie T_0 y la temperatura ambiente T_∞ , D es la longitud característica y ϑ es la viscosidad cinemática. Es necesario obtener el valor de todos esos parámetros a las temperaturas que especifica la columna “EVALUACIÓN” de la Figura 13.2.

- **El número de Prandtl Pr :** se encuentra tabulado para distintas temperaturas y fluidos.

Con esto en mente, se obtiene el valor de cada uno de los parámetros a las temperaturas que se especifican. El fluido en el que se produce la convección es aire.

$\Delta T = T_0 - T_\infty$	$T_0 = 40\text{ }^\circ\text{C}$	$T_\infty = 20\text{ }^\circ\text{C}$	$T_p = \frac{T_0 + T_\infty}{2}$
ρ_{aire}	-	-	$1.1662 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$
k_{aire}	-	-	$0.02691 \frac{\text{W}}{\text{m} \cdot \text{K}}$
μ_{aire}	-	-	$18.562 \cdot 10^{-6} \frac{\text{kg}}{\text{m} \cdot \text{s}}$
ν_{aire}	-	-	$15.924 \cdot 10^{-6} \frac{\text{m}^2}{\text{s}}$
$C_{p\text{aire}}$	-	-	$1005 \frac{\text{J}}{\text{kg} \cdot \text{K}}$
Pr_{aire}	-	-	0.69
$\beta_{\text{aire}} = \frac{1}{T_\infty}$	-	$3.413 \cdot 10^{-3} \text{K}^{-1}$	-

Tabla 13.1.- Valores de los parámetros necesarios para obtener el número de Grashof.

Se sustituyen los datos en la ecuación (13.3) y se obtiene el número de Grashof $Gr_D = 3.98 \cdot 10^5$. Haciendo el producto del número de Grashof por el número de Prandtl se tiene $Gr_D \cdot Pr_D = 2.7 \cdot 10^5$. Con ese valor se vuelve a la columna de “Condiciones de aplicabilidad” de la Figura 13.2 y se comprueba en qué rango está el resultado calculado. En la Figura 13.3. se indica el tipo de correlación elegida y los valores que tomas las constantes.

CORRELACIÓN	CONDICIONES DE APLICABILIDAD
McADAMS $Nu_D = 0,4$	$Gr_D Pr < 10^{-5}$
$Nu_D \rightarrow \text{Figura}$	$10^{-5} < Gr_D Pr < 10^4$
$Nu_D = C (Gr_D Pr)^m$	$10^4 < Gr_D Pr < 10^9$ $C = 0,53 \quad m = 1/4$
	$10^9 < Gr_D Pr < 10^{12}$ $C = 0,13 \quad m = 1/3$

Figura 13.3.- Detalle de la tabla de correlaciones en el que se señala el rango en el que se mueve el problema de transmisión de calor según el valor obtenido de $Gr_D \cdot Pr_D$.

El objetivo final es siempre calcular el número adimensional de Nusselt, ya que su expresión matemática depende del coeficiente de película:

$$Nu_D = \frac{h \cdot D}{k} \quad (13.4)$$

En donde h es el coeficiente de película, D es la longitud característica⁸ y k es la conductividad del fluido.

Se despeja el coeficiente de película y se sustituyen los datos en la expresión (13.4) obteniéndose un valor de $h = 6.14 \frac{W}{m^2K}$. Como para casos similares, h suele tener un valor comprendido entre $5 \frac{W}{m^2K}$ y $25 \frac{W}{m^2K}$, se da por válido el resultado.

Finalmente, y para obtener el valor de la potencia disipada en estas condiciones, se sustituyeron los datos⁹ en la ley de Newton del enfriamiento (13.2), obteniéndose una potencia disipada de $\dot{Q}_{disipada} = 0.92 W$.

⁸ En este caso, la longitud característica es el diámetro total del aislante (incluyendo su espesor). Por ello, para tener una medida aproximada, se usó un espesor $e = 5 mm$. Se calculó tal como se indica (ver Figura 13.1):

$$D_{total} = D_{cilindro}(34.2 mm) + 2D_{resistencia}(2 \cdot 4.5 mm) + 2 \cdot D_{aislante}$$

⁹ Como se desprecia la parte esférica del cilindro, se tomó como longitud $L = 45 mm$, para calcular el área.

13.2.- Cálculo de la conductividad térmica del problema de transmisión de calor simplificado.

A partir del resultado del Anexo anterior, el problema de transmisión de calor queda simplificado a calcular el espesor del aislante, conociendo el valor de la potencia disipada.

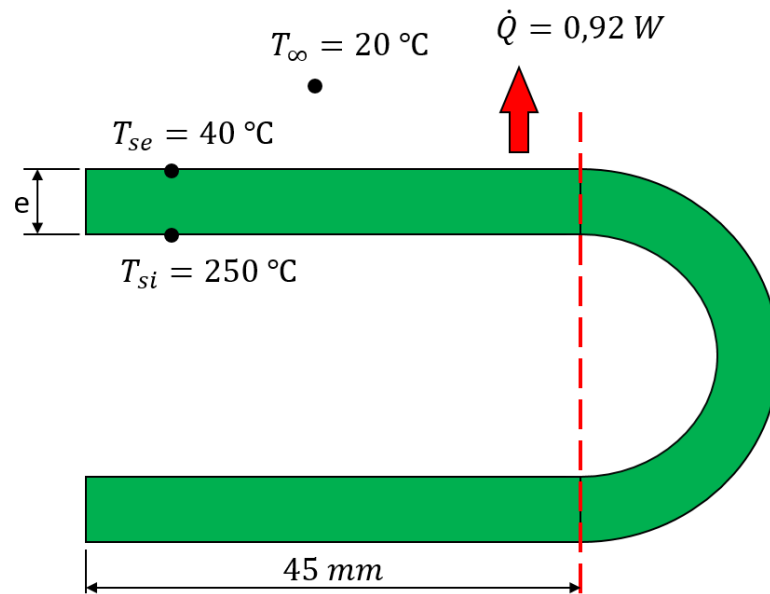


Figura 13.4.- Problema simplificado de transmisión de calor en el que se conocen las temperaturas y la potencia disipada hacia el exterior.

Para calcular el espesor de aislante necesario, hay que conocer antes el tipo de aislante, ya que el espesor dependerá de su conductividad. En este caso, resulta mejor hacer el proceso inverso: calcular la conductividad máxima que debe tener el aislante seleccionado para poder elegir el que mejor se adapte y, luego, obtener el resto de parámetros basándose en las características del aislante real.

El mecanismo de transmisión de calor que caracteriza este problema es la conducción. Planteamos la ecuación para obtener el valor límite de k a partir del circuito eléctrico equivalente:



Figura 13.5.- Circuito equivalente de la transmisión de calor por conducción.

La ventaja de este análisis es que existe una analogía entre las variables eléctricas y las de transmisión de calor:

- La corriente es equivalente a la potencia.
- La tensión se corresponde con la diferencia de temperatura.
- La resistencia eléctrica es equivalente a la resistencia térmica.

Para resolver este tipo de problemas sólo hay que calcular la resistencia térmica y aplicar la ley de Ohm. En este caso, como el aislante tiene forma de cilindro, la expresión de la resistencia térmica viene dada por:

$$R_{térmica} = \frac{\ln\left(\frac{r_e}{r_i}\right)}{2\pi kL} \quad (13.5)$$

Donde r_e es el radio exterior de la pared cilíndrica de aislante, r_i es el radio interior, k es la conductividad del aislante y L es la longitud del cilindro.

Se aplica la ley de Ohm teniendo en cuenta las equivalencias entre el circuito eléctrico y el térmico:

$$\Delta T = \dot{Q} R_{térmica} \quad (13.6)$$

Y se sustituye la ecuación (13.5) en la ecuación (13.6):

$$\dot{Q} = \frac{(T_{si} - T_{se})}{\frac{\ln\left(\frac{D_{total}}{D_{interior}}\right)}{2\pi kL}} \quad (13.7)$$

De la expresión anterior, se despeja el valor de la conductividad, sustituyendo los valores como indica la Tabla 13.2.- Valores a sustituir en la ecuación (13.7) para obtener el valor mínimo de conductividad del aislante.

De esta forma, se obtiene el valor que debe tener para cumplir las condiciones impuestas de potencia disipada y temperatura, $k = 0.00323 \frac{W}{m K}$.

Cualquier valor de conductividad mayor, aumenta el valor de la potencia disipada, y, por tanto, también influye en el valor de T_{se} , disminuyéndola.

VARIABLE	VALOR
T_{si}	250 °C
T_{se}	40 °C
D_{total}	53.2 mm
$D_{interior}$	43.2 mm
L	$45 \cdot 10^{-3} m$

Tabla 13.2.- Valores a sustituir en la ecuación (13.7) para obtener el valor mínimo de conductividad del aislante.

De todos los materiales aislantes disponibles en el mercado, el que mejor se adapta a el valor obtenido de conductividad es el aerogel. El inconveniente que presenta es su elevado precio y, además, no se puede adquirir en pequeñas cantidades.

Una posible solución sería reducir las especificaciones de diseño y hacer que T_{se} sea mayor, haciendo que las condiciones de trabajo sean menos exigentes para el aislante y reduciendo el espesor necesario. Esta solución se detalla en el apartado “Reducción de las especificaciones del problema simplificado de transmisión de calor.”

13.3.- Cálculo de las condiciones finales de la temperatura exterior (T_{se}) y el espesor (e).

Una vez seleccionado el aislante que se va a usar, es necesario recalcular la potencia que se disipa hacia el exterior y el nuevo valor del coeficiente de película.

Para ello, se usará el programa EES (*Engineering Equation Solver*), que es un paquete comercial de software que se usa para resolver sistema de ecuaciones no lineales. Proporciona una gran cantidad de funciones y ecuaciones especializadas para la resolución de problemas de termodinámica y transmisión de calor. EES contiene una base de datos con las propiedades termodinámicas de diferentes fluidos y utiliza procesos iterativos para resolver los sistemas de ecuaciones [17].

El primer paso es identificar las ecuaciones que intervienen en el problema, planteándolas e identificando las incógnitas de cada una. La Figura 13.6. muestra un resumen de las principales variables que intervienen en el problema.

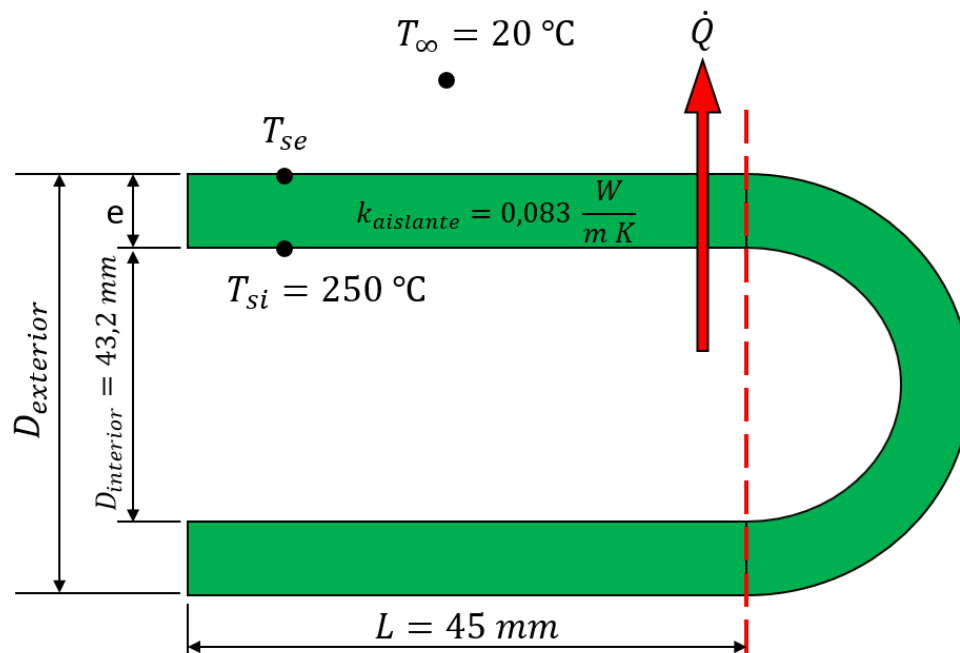


Figura 13.6.- Resumen de las principales variables del problema. Las que no tienen ningún valor, serán incógnitas durante el cálculo de las nuevas condiciones de operación.

Las ecuaciones que definen el comportamiento del aislante son las siguientes:

$$\dot{Q} = \frac{(T_{si} - T_{se})}{\frac{\ln\left(\frac{D_{exterior}}{D_{interior}}\right)}{2\pi kL}} \quad (13.8)^{10}$$

$$Nu_D = \frac{h \cdot D_{exterior}}{k_{aire}} \quad (13.9)$$

$$Gr_D = \frac{g\beta\Delta T g D_{exterior}^2}{\vartheta^2} \quad (13.10)$$

$$T_p = \frac{T_{se} + T_{\infty}}{2} \quad (13.11)$$

$$\dot{Q} = \frac{(T_{si} - T_{se})}{\frac{1}{\pi D_{total} L h}} \quad (13.12)^{11}$$

$$\beta = \frac{1}{T_{\infty}} \quad (13.13)$$

$$Nu_D = f(Gr_D, Pr_D) \quad (13.14)$$

$$Pr = f(T_p) \quad (13.15)$$

$$\vartheta = f(T_p) \quad (13.16)$$

Las que están marcadas en rojo se corresponden con las incógnitas. El resto de variables son de valor conocido (ver Figura 13.6.). En total, hay 9 incógnitas y 9 ecuaciones (desde la ecuación (13.8) hasta la ecuación (13.16), ambas incluidas). Por tanto, el sistema es resoluble.

¹⁰ Potencia térmica disipada obtenida usando la expresión de la conducción.

¹¹ Potencia térmica disipada obtenida usando la expresión de la convección.

Si se quisiera resolver a mano, habría que suponer un valor de T_{se} y empezar un proceso iterativo usando la ecuación (13.12). Luego, se comprobaría el resultado con la ecuación (13.8) hasta obtener un valor estabilizado de temperatura. Finalmente, se recalcularían el resto de parámetros para obtener el resto de variables del problema.

En este caso, con la ayuda del software EES, se pueden introducir en él todas las ecuaciones y crear una tabla paramétrica para distintos valores de espesor de aislante. A continuación, se incluye el código necesario para generar la tabla paramétrica para distintos valores de espesor:

"VARIABLES CONOCIDAS"

$T_{si} = 250$
 $T_{inf_e} = 20$
 $k = 0,083$
 $L = 45 / 1000$
 $D_i = 43,2 / 1000$
 $D_e = D_i + 2 * e$
 $e = 60 / 1000$

$C = 0,53$
 $m = 0,25$
 $g = 9,81$
 $Patm = 101,300$

"ECUACION I"

$Q = (T_{si} - T_{se}) / (\ln(D_e/D_i)/(2 * \pi * k * L))$

"ECUACION II"

$Q = (T_{se} - T_{inf_e}) / (1/(\pi * D_e * L * h_e))$

"ECUACION III"

$h_e = Nussel_D * CONDUCTIVITY(Air; T=T_p) / D_e$

"ECUACION IV ==> Correlacion Nussel"

$Nussel_D = C * (Pr * Gr_D)^m$

"ECUACION V"

$Gr_D = \beta * (T_{se} - T_{inf_e}) * g * (D_e^3) / (\nu^2)$

"ECUACION VI"

$Pr = PRANDTL(Air; T=T_p)$

"ECUACION VII"

$T_p = (T_{se} + T_{inf_e}) / 2$

"ECUACION VIII"

$\beta = 1/(T_{inf_e} + 273)$

"ECUACION IX"

$\nu = VISCOSITY(Air; T=T_p) /$
 $DENSITY(Air; T=T_p; P=Patm)$

"RESULTADO DE ---> $E+4 < Gr \cdot Pr < E+9$ "

$A_ValorCorrelacion = Gr_D * Pr$

Se puede observar en la Figura 13.7. el resultado del código anterior. Los valores claves en este caso son:

- Espesor (e): es el espesor de aislante que hay que colocar alrededor del foco caliente.
- Temperatura exterior (T_{se}): es la temperatura que tendría la superficie exterior de aislante durante el funcionamiento del motor.
- Pérdidas (\dot{Q}): son las pérdidas hacía el ambiente durante el funcionamiento del motor.

1..7	1 e	2 A _{ValorCorrelacion}	3 h _e	4 T _{se}	5 Q
Run 1	0,04	6,484E+06	5,793	61,78	4,215
Run 2	0,05	8,917E+06	5,348	55,23	3,814
Run 3	0,06	1,176E+07	4,997	50,55	3,522
Run 4	0,07	1,503E+07	4,709	47,03	3,297
Run 5	0,08	1,873E+07	4,468	44,29	3,118
Run 6	0,09	2,287E+07	4,263	42,09	2,971
Run 7	0,1	2,746E+07	4,085	40,28	2,848

Figura 13.7.- Tabla paramétrica generada con el software EES que muestra las condiciones de operación para distintos valores de espesor del aislante. Todas las variables están expresadas en el Sistema Internacional de Unidades.

A la vista de los resultados, una temperatura exterior de $T_{se} = 61.78 \text{ }^{\circ}\text{C}$ parece razonable para poder manejarlo durante su funcionamiento sin causar muchos daños a los usuarios. Además, las pérdidas asociadas de $\dot{Q} = 4.215 \text{ W}$ son asumibles en comparación con los 125 W de potencia que entrega la resistencia calefactora. Por tanto, el espesor de aislante a usar será de 40 mm.

Este cálculo es una aproximación de las pérdidas reales, ya que no se tuvo en cuenta el extremo esférico del motor. Si se supone que el valor del coeficiente de película obtenido es válido para toda la superficie y, además, la temperatura exterior es también la misma, se puede rehacer el cálculo para obtener las pérdidas reales. El circuito térmico equivalente quedaría como indica la Figura 13.8.

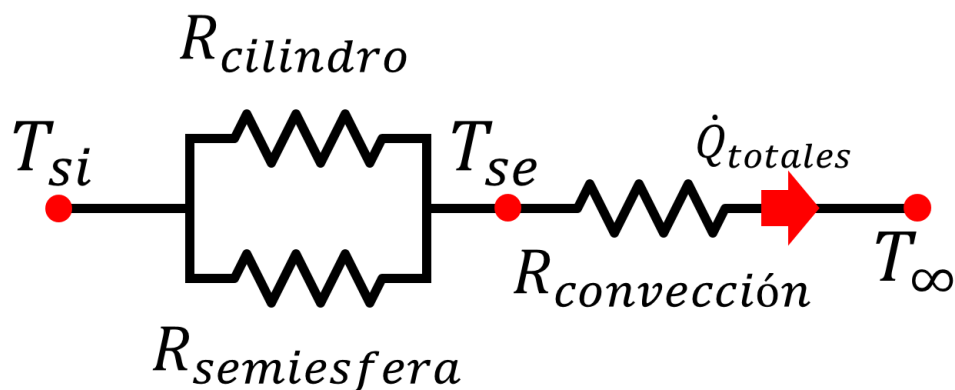


Figura 13.8.- Circuito térmico equivalente del caso real considerando la parte esférica.

Para poder resolverlo, es necesario obtener el valor de cada una de las resistencias que intervienen:

$$R_{cilindro} = \frac{\ln\left(\frac{r_{e\ cilindro}}{r_{i\ cilindro}}\right)}{2\pi kL} \quad (13.17)$$

$$R_{semiesfera} = 2R_{esfera} = 2 \cdot \frac{1}{4\pi k} \left(\frac{1}{r_{i\ esfera}} - \frac{1}{r_{e\ esfera}} \right) \quad (13.18)^{12}$$

$$R_{convección} = \frac{1}{A_{exterior\ total} \cdot h} \quad (13.19)$$

$$R_{total} = \frac{1}{\frac{1}{R_{cilindro}} + \frac{1}{R_{semiesfera}}} + R_{convección} \quad (13.20)$$

$$A_{exterior\ total} = A_{exterior\ cilindro} + A_{exterior\ semiesfera} \quad (13.21)$$

¹² Como la potencia en una semiesfera es la mitad que la de una esfera, su resistencia debe ser el doble.

En la Tabla 13.3, se muestra el valor que tienen todas las variables que intervienen bajo estas condiciones.

VARIABLE	VALOR
$r_e \text{ cilindro}$	$\frac{1}{2}(43.2 + 2 \cdot 40) = 61.6 \text{ m}$
$r_i \text{ cilindro}$	21.6 mm
L_{cilindro}	45 mm
$r_i \text{ esfera}$	21.6 mm
$r_e \text{ esfera}$	61.6 mm
h	$5.8 \frac{W}{m^2 K}$
k	$0.083 \frac{W}{m \cdot K}$
$A_{\text{exterior cilindro}}$	0.0174 m^2
$A_{\text{exterior semiesfera}}$	0.0238 m^2
T_{si}	$250 \text{ }^\circ\text{C}$
T_∞	$20 \text{ }^\circ\text{C}$

Tabla 13.3.- Valores de las variables en las condiciones finales.

El valor de la resistencia equivalente, teniendo en cuenta los datos arriba indicados es $R_{total} = 29.34 \frac{^\circ\text{C}}{W}$. Con él, aplicando la ley de Ohm, es posible obtener el valor real de la potencia que se disipa en el montaje:

$$\dot{Q} = \frac{(T_{si} - T_\infty)}{R_{total}} \quad (13.22)$$

Obteniéndose un valor de $\dot{Q}_{disipada} = 7.8 \text{ W}$.

13.4.- Cálculo de la tensión y la corriente máxima y dimensionamiento de los transistores de potencia.

Obtener los valores máximos de corriente y tensión es un paso necesario para poder dimensionar la mayoría de los componentes del circuito que se está diseñando y conocer si las condiciones en las que se está trabajando son las correctas. Además, sirve para establecer protecciones y tener un control mayor sobre el sistema.

Como se indica en el apartado 4.4.- Generación del bus DC para alimentar el puente en H, el punto de partida para toda la alimentación de la placa será la red eléctrica. Más concretamente, se rectificará a través de un puente de diodos y, posteriormente, se filtrará con un condensador.

La mayor tensión a la que estará sometida la resistencia será la red, por tanto, el circuito eléctrico que se tiene es el siguiente:

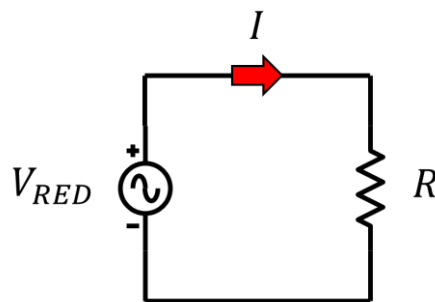


Figura 13.9.- Circuito simplificado del funcionamiento para el cálculo de los valores máximos de tensión y corriente.

El primer paso consiste en obtener el valor de la resistencia calefactora. Para ello, se usarán las características del fabricante de tensión nominal $V_{resistencia} = 230\text{ V}$ y potencia $P_{resistencia} = 125\text{ W}$. Aplicando la ley de Ohm se puede calcular el valor de la resistencia:

$$P = V I = \frac{V^2}{R} \rightarrow R = \frac{V^2}{P} = 423.2\ \Omega \quad (13.23)^{13}$$

Ahora, con el valor obtenido de $R = 423.2\ \Omega$, se puede obtener el valor de la corriente máxima, aplicando de nuevo la Ley de Ohm:

¹³ Como es una resistencia, no se produce desfase entre la tensión y la corriente y, por tanto, no es necesario incluir $\cos(\varphi)$ en la expresión de cálculo.

$$V = I R \rightarrow I_{m\acute{a}x} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{R} = \frac{V_{red}\sqrt{2}}{R} = 0.77 A \quad (13.24)^{14}$$

Otra forma de obtener el valor de la corriente máxima es calcular la corriente eficaz (usando los valores eficaces) y luego multiplicar por $\sqrt{2}$:

$$I_{eficaz} = \frac{V_{eficaz}}{R} = 0.54 A \rightarrow I_{m\acute{a}x} = I_{eficaz}\sqrt{2} = 0.77 A \quad (13.25)$$

El valor máximo de tensión se obtiene a partir del valor eficaz de la red:

$$V_{m\acute{a}x} = V_{eficaz}\sqrt{2} = 325.3 V \quad (13.26)$$

Ahora que ya están calculados los valores máximos para la resistencia, es necesario comprobar qué otros elementos del circuito soportan estos valores, que serán los máximos absolutos bajo estas condiciones. El resto de elementos tendrán valores máximos menores.

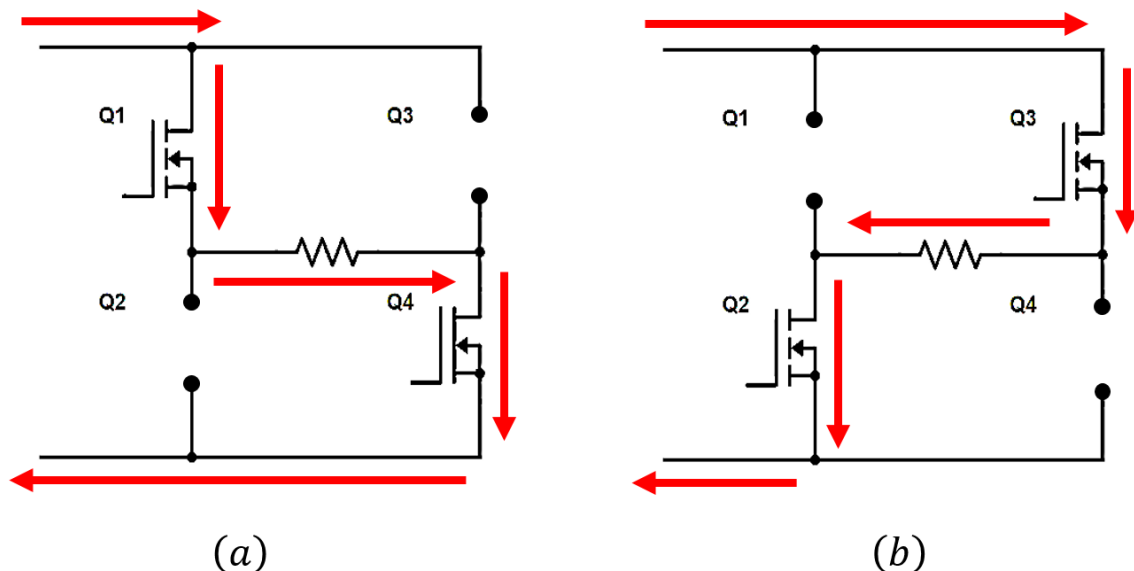


Figura 13.10.- Los dos estados posibles más comunes de los transistores durante el control de un puente en H. En (a), se observa el camino que recorre la corriente cuando los transistores Q2 y Q3 están abiertos. En (b), se observa el camino que recorre la corriente cuando los transistores Q1 y Q4 están abiertos.

¹⁴ Es importante tener en cuenta que la tensión de red $V_{red} = 230 V$ representa el valor eficaz. Es por ello que para obtener el valor máximo hay que multiplicar por $\sqrt{2}$.

En la Figura 13.10, se puede observar el camino que recorre la corriente dependiendo de cuáles de los transistores están activados. Como la corriente atraviesa la resistencia, su valor máximo se corresponderá con el calculado anteriormente según la ecuación (13.24). Por otra parte, la tensión máxima es la obtenida según la ecuación (13.26), ya que los transistores que no están activados soportan la tensión del bus (que se corresponde con la tensión de red rectificadora y filtrada).

Con toda esta información, es posible dimensionar los transistores MOSFET que se van a usar en el diseño, ya que se conoce la tensión y la corriente máxima que deben ser capaces de soportar. A la hora de elegirlos, es más que recomendable sobredimensionarlos para asegurar que oscilaciones en la red o en la carga no afectan a su comportamiento:

	VALORES MÍNIMOS QUE DEBEN SOPORTAR LOS MOSFET	VALORES SOBREDIMENSIONADOS DE REFERENCIA
TENSIÓN	325.3 V	500 V
CORRIENTE	0.77 A	2 A

Tabla 13.4.- Valores mínimos de tensión y corriente que deben soportar los transistores que se seleccionen, junto con valores de referencias.

13.5.- Cálculo de disipadores para los transistores de potencia.

Los disipadores son intercambiadores de calor pasivos que transfieren el calor generado por un dispositivo electrónico o mecánico a un medio fluido (generalmente, aire o un refrigerante líquido), donde se disipa, permitiendo así la regulación de la temperatura del dispositivo a niveles óptimos de funcionamiento.

El primer paso es obtener la potencia máxima que es capaz de disipar cada uno de los transistores. Para ello, se modela la transmisión de calor como un circuito eléctrico en el que cada uno de los componentes tiene su equivalente térmico:

- La potencia térmica se modela como fuentes de corriente.
- Las temperaturas se modelan como fuentes de tensión.
- La resistencia térmica se modela como resistencias eléctricas.

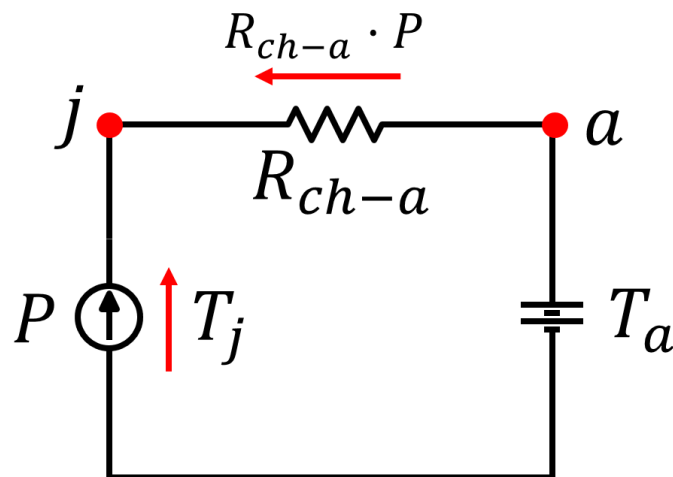


Figura 13.11.- Circuito térmico equivalente de la transmisión de calor en un transistor, desde el canal o unión hasta el ambiente.

En la Figura 13.11. se observa el circuito térmico equivalente entre la unión y el ambiente. Las variables que intervienen son las siguientes:

- P es la potencia térmica disipada. Se expresa en W .
- R_{ch-a} es la resistencia térmica entre la unión y el ambiente. Es un dato que proporciona el fabricante en las hojas de características. Se expresa en $\frac{^{\circ}C}{W}$.
- T_a es la temperatura ambiente a la que van a estar sometidos los transistores. Se suele elegir la temperatura indicada en las hojas de características para la mayoría de ensayos realizados. Se expresa en $^{\circ}C$.

- T_j es la temperatura de la unión máxima que puede soportar el transistor antes de dejar de funcionar. Se expresa en °C.

Para obtener el valor de la potencia máxima que es capaz de disipar, hay que resolver el circuito despejando P :

$$T_j - (R_{ch-a} \cdot P_{m\acute{a}x} + T_a) = 0 \rightarrow P_{m\acute{a}x} = \frac{T_j - T_a}{R_{ch-a}} \quad (13.27)$$

En este caso concreto, los valores que se tienen para cada una de las variables (proporcionados por el fabricante) son $T_j = 150$ °C, $T_a = 25$ °C, $R_{ch-a} = 50 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$. Sustituyendo en la ecuación (13.27), se obtiene un valor de $P_{m\acute{a}x} = 2.5$ W.

La potencia total que disipa un transistor está compuesta por dos tipos de pérdidas [18]:

- **Pérdidas en conmutación:** son las pérdidas que presentan por pasar del estado ON al estado OFF y viceversa. Para cargas resistivas, su valor viene dado por la siguiente expresión:

$$P_{conmutaci\acute{o}n} = \frac{1}{2} V_{DS} I_D f_{conmutaci\acute{o}n} (t_{ON} + t_{OFF}) \quad (13.28)$$

Donde V_{DS} es la tensión máxima que soporta el transistor entre drenador y fuente, I_D es la corriente máxima, $f_{conmutaci\acute{o}n}$ es la frecuencia de conmutación y $(t_{ON} + t_{OFF})$ es la suma de los tiempos de subida, encendido, apagado y bajada (proporcionados por el fabricante).

- **Pérdidas en conducción:** son las pérdidas que presenta el transistor mientras está en estado ON y son proporcionales a la corriente que circula a través de él. Su valor viene dado por la siguiente expresión:

$$P_{conducci\acute{o}n} = R_{DS(ON)} [I_D]_{eficaz}^2 \quad (13.29)^{15}$$

Donde $R_{DS(ON)}$ es la resistencia de conducción entre drenador y fuente y I_D es la corriente máxima que circula por el transistor cuando está en conducción.

¹⁵ $[I_D]_{eficaz}^2 = (I_{m\acute{a}x} \sqrt{duty})^2$

Las pérdidas totales se obtienen como suma de las pérdidas en conmutación más las pérdidas en conducción:

$$P_{totales} = P_{conmutación} + P_{conducción} \quad (13.30)$$

Para este caso concreto, y teniendo en cuenta los datos proporcionados por el fabricante junto con los calculados en los anexos anteriores, se tienen los siguientes valores para cada una de las variables antes mencionadas:

VARIABLE	VALOR
V_{DS}	325 V
I_D	0.77 A \cong 1 A
$f_{conmutación}^{16}$	1000 Hz
$(t_{ON} + t_{OFF})$	$498 \cdot 10^{-9}$ s
$R_{DS(ON)}$	0.032 Ω
$[I_D]_{eficaz}^2$	1 A

Tabla 13.5.- Valores para las variables de las expresiones de las pérdidas por conmutación y por conducción.

Sustituyendo los valores de la Tabla 13.5. se obtiene que $P_{conmutación} = 0.081$ W y $P_{conducción} = 1$ W. Y, por tanto, $P_{totales} = 1.081$ W.

Como la máxima potencia que pueden disipar los transistores sin la necesidad de disipador externo es de 2.5 W, calculadas a partir de la expresión (13.27), y la potencia total que disipan bajo las condiciones de trabajo es menor, se concluye, por tanto, que no resulta necesario el uso de disipadores.

Es importante notar que la $f_{conmutación}$ es muy importante, ya que su valor modificará substancialmente las pérdidas en conmutación. A mayor frecuencia, mayores serán las pérdidas en conmutación. Por otra parte, cabe resaltar también que el valor de las pérdidas en conmutación es mucho mayor que las pérdidas en conducción, especialmente para altas frecuencias de conmutación.

¹⁶ Se eligió ese valor de frecuencia de conmutación para evitar el uso de disipadores externos en los transistores. En la realidad, el valor de la frecuencia de conmutación será mucho menor ya que el PWM generado por el Arduino Mega tiene una frecuencia de 490 Hz.

13.6.- Circuito de Bootstrap y dimensionamiento de sus componentes discretos.

El Bootstrap es una técnica usada para controlar el transistor de la parte superior de un medio puente. Su necesidad se debe a que la tensión de puerta del transistor superior no está referida a masa. Se sirve de un condensador para generarla y poder actuar sobre él.

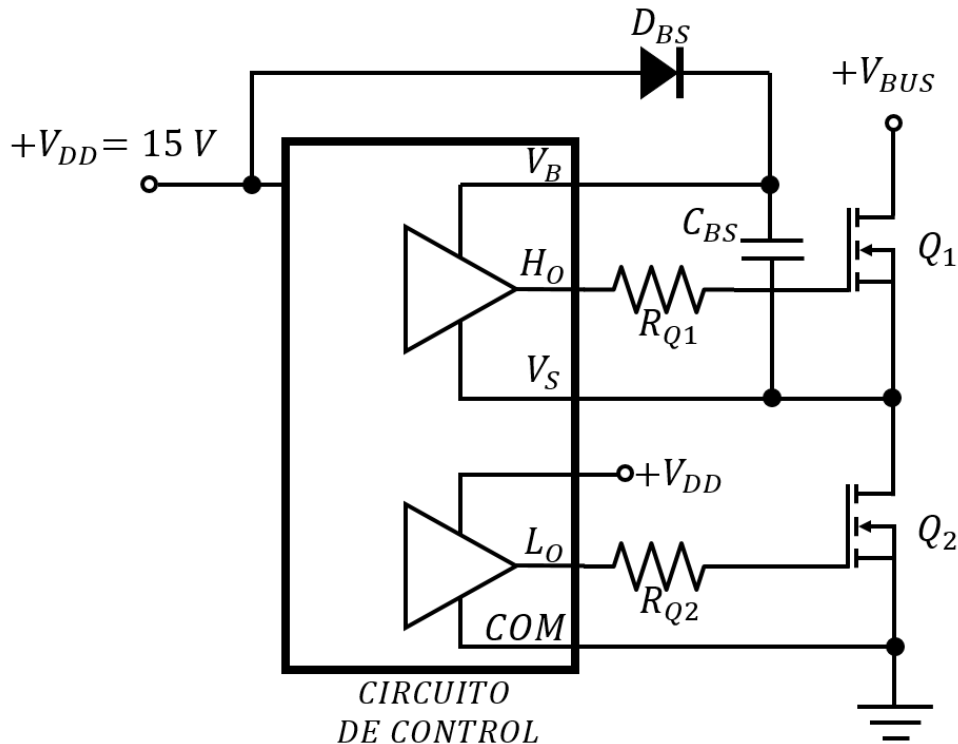


Figura 13.12.- Estructura interna de un circuito de excitación de medio puente.

La tensión de alimentación del driver ($+V_{cc}$) depende de la tensión umbral de los transistores que controle. Se debe seleccionar aquel valor que asegure que los transistores entran en saturación.

Una característica muy importante de los drivers es la tensión que es capaz de soportar de soportar el pin V_S . Cuando Q_1 (en la Figura 13.12.) está en ON y Q_2 está en OFF, V_S soporta $+V_{BUS}$ respecto a masa.

La tensión V_{BS} ($V_B - V_S$) alimenta al driver que excita el transistor de la parte alta del medio puente. Si se toma que $15V$ es un valor que asegura que los transistores entran en saturación, la alimentación debe tener un valor entre $10V$ y $20V$. De esta forma, se asegura que entran en saturación y no trabajan en la zona óhmica. De lo contrario, habría un exceso de pérdidas e potencia en conducción por estar trabajando en la zona de saturación.

La tensión V_{BS} es una tensión flotante que se expresa tomando V_S como referencia. Cuando se pretende poner en conducción el MOSFET de la parte superior de un medio puente, y el de la parte inferior está en OFF, la tensión en el terminal H_O con respecto a masa, tomará un valor superior a $+V_{BUS}$. Idealmente, tomará el valor:

$$V_{HO} = V_{BUS} + V_{GS(ON)} \quad (13.31)$$

La técnica más común para conseguir esta tensión es el Bootstrap (el que se muestra en la Figura 13.12.). La alimentación Bootstrap está formada por un diodo (D_{BS}) y un condensador (C_{BS}). La principal ventaja que presenta es que es simple y su coste es muy bajo. En cambio, los inconvenientes que presenta vienen impuestos por el proceso de carga del condensador:

- El tiempo que está conduciendo el transistor de la parte superior es limitado porque depende del tiempo que tarda en descargarse C_{BS} .
- La frecuencia máxima de trabajo está limitada al tiempo que dura la carga de dicho condensador.

Esto supone que los circuitos de Bootstrap deben diseñarse de forma específica según las condiciones de cada aplicación.

El circuito de Bootstrap funciona de la siguiente forma:

- Durante el tiempo que el transistor Q_1 está en OFF y Q_2 está en ON, el condensador C_{BS} se carga con un valor de tensión que es, aproximadamente, V_{cc} (ver Figura 13.13). La carga suele ser muy rápida porque la constante de carga τ_{carga} suele ser pequeña, con un valor aproximado de:

$$\tau_{carga} = C_{BS}(R_{DS(ON)Q2} + R_{D_{BS}}) \quad (13.32)$$

El periodo de tiempo durante el cual se carga el condensador también recibe el nombre de “tiempo de refresco”.

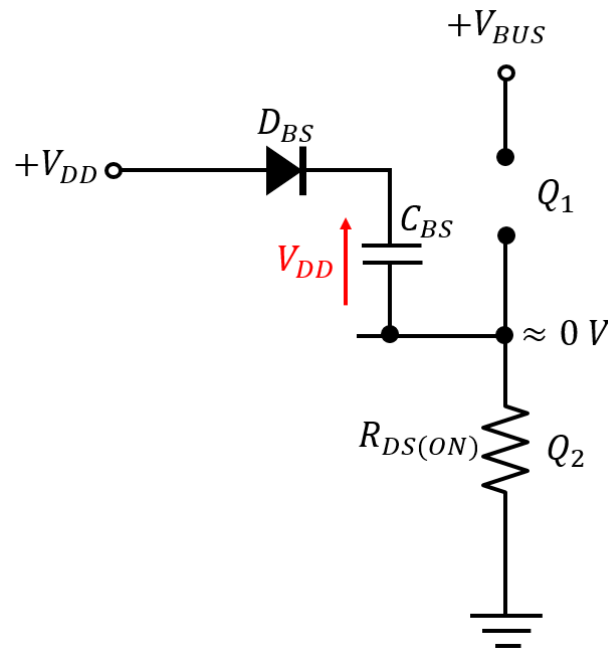


Figura 13.13.- Circuito equivalente durante el proceso de carga de C_{BS} .

- Cuando Q_2 pasa a OFF y se desea que Q_1 pase a ON, el diodo D_{BS} queda polarizado inversamente (ver Figura 13.14). Con la tensión almacenada en C_{BS} durante el estado anterior, se polariza el driver superior del circuito de control, con el que se excita a Q_1 . De esa forma, pasa al estado ON.

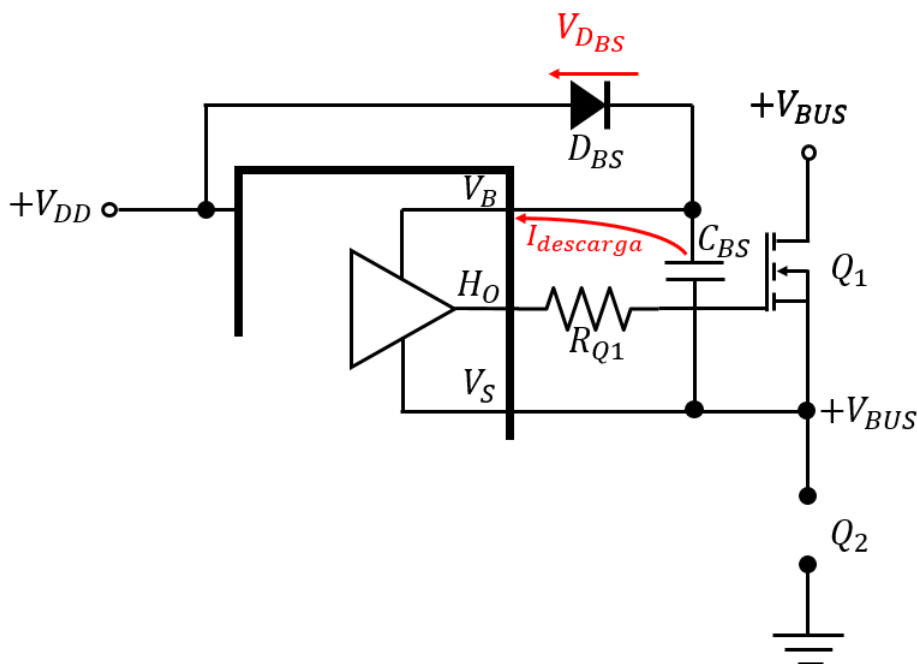


Figura 13.14.- Circuito equivalente en el proceso de descarga de C_{BS} .

En esta situación, la tensión inversa que soporta el diodo D_{BS} es:

$$V_{D_{BS}} = V_{CC} - V_{C_{BS}} - V_{BUS} \approx -V_{BUS} \quad (13.33)$$

De todo lo anterior se puede concluir que:

- Interesa que C_{BS} sea muy pequeño para que se cargue lo más rápidamente posible.
- Interesa que C_{BS} sea lo más grande posible para que tarde mucho tiempo en descargarse.

Por ello, es necesario llegar a una solución de compromiso. Prácticamente, el condensador C_{BS} debe ser de un tamaño 10 veces superior a la capacidad de entrada que presenta la puerta del MOSFET. De forma analítica, este condensador se puede calcular a partir de la siguiente ecuación:

$$C_{BS} = \frac{Q_G + Q_{rr} + \frac{(I_{DR} + I_{QBS})}{f_{PWM}}}{V_{BS1} - V_{BS2}} \quad (13.34)$$

Donde:

- I_{DR} : es la corriente inversa de pérdidas del diodo de Bootstrap.
- I_{QBS} : es la corriente de polarización del driver que excita el transistor de la parte alta del puente.
- Q_{rr} : es la carga de recuperación inversa del diodo de Bootstrap.
- Q_G : es la carga transferida a la carga en el paso de corte a conducción.
- f_{PWM} : es la frecuencia de la señal PWM.
- V_{BS1} : es la tensión que tiene el condensador C_{BS} inmediatamente después del refresco (de cargarse).
- V_{BS2} : es la tensión que tiene el condensador C_{BS} inmediatamente antes del refresco (antes de cargarse).
- C_{BS} : es la capacidad del condensador de Bootstrap.

Como se puede observar, es necesario conocer las características del diodo [19] que se va a utilizar. Debe ser capaz de soportar los valores máximos de tensión del circuito y ser lo suficientemente rápido para no interferir en el proceso de carga del condensador. Por ello, hay que seleccionarlo antes de poder aplicar la fórmula (13.34). Para este caso concreto, la tensión inversa de pico debe ser superior a los 325 V y la corriente continua máxima debe ser superior

a los 770 mA , que se corresponden con los valores máximos absolutos calculados para todo el circuito.

Se obtienen los valores necesarios a partir de las hojas de características de los fabricantes (tanto del diodo de Bootstrap como de los transistores). Y en caso de no tener alguno de los datos, se aproximan por los de componentes de características similares. Esto se hace ya que, una vez calculado al valor del condensador de Bootstrap, se aplicará un factor de seguridad de $\times 10$ sobre el valor obtenido:

VARIABLE	VALOR
I_{DR}	$5 \mu A$
I_{QBS}	$55 \mu A$
Q_{rr}	16 nC
Q_G	180 nC
f_{PWM}	490 Hz
V_{BS1}	15 V
V_{BS2}	14.5 V

Tabla 13.6.- Valores que toman las diferentes variables involucradas en la obtención de la capacidad del condensador de Bootstrap.

Sustituyendo los valores de la Tabla 13.6. en la ecuación (13.34) se obtiene un valor de $C_{BS} = 0.6367 \mu F$. Después de aplicar un factor de seguridad de $\times 10$ se tiene, finalmente, un valor de $C_{BS} = 6.4 \mu F$. Se debe elegir el valor comercial más próximo.

Si se llegase a obtener un valor superior a $10 \mu F$, es necesario combinar un condensador electrolítico con uno cerámico en paralelo para evitar problemas de alta frecuencia.

Es necesario evaluar la duración del tiempo de refresco que se requiere para cargar el condensador de Bootstrap. El lazo de carga está formado por C_{BS} , D_{BS} , la resistencia de la pista del circuito impreso y $R_{DS(ON)}$ del MOSFET de la parte baja del medio puente.

VARIABLE	VALOR
$R_{DS(ON)}$	0.033Ω
C_{BS}	$6.4 \mu F$
R_{diodo}	1.1Ω
R_{pistas}	0.1Ω

Tabla 13.7.- Valores que toman las diferentes variables involucradas en el cálculo del tiempo de refresco del condensador de Bootstrap.

Sustituyendo los datos en la ecuación (13.32), se obtiene una constante de carga de $\tau_{carga} = 7.9 \mu s$. La frecuencia máxima del PWM que se puede usar para controlar los transistores en estas condiciones, se puede obtener calculando el inverso de tres veces la constante de carga:

$$f_{PWM \text{ máx}} = \frac{1}{3\tau_{carga}} \quad (13.35)$$

Si se sustituye en la ecuación anterior, se obtiene un valor de $f_{PWM \text{ máx}} = 42.241 \text{ kHz}$. Esto implica que la frecuencia de la señal PWM que entre en el driver no puede ser superior a ese valor para que el circuito de Bootstrap funcione correctamente, y el condensador tenga tiempo suficiente para cargarse. Del cálculo de disipadores para los transistores (en el apartado 13.5.- Cálculo de disipadores para los transistores de potencia.), se sabe que la frecuencia máxima será de 490 Hz y, por tanto, nunca se sobrepasará ese valor [20].

13.7.- Cálculo de las resistencias de puerta de los transistores.

Para poder controlar un transistor no es necesario incluir una resistencia de puerta. Al contrario que con los transistores bipolares, esta resistencia no limita la corriente de base. Esto se debe a que los MOSFET's son controlador por tensión.

La verdadera razón para colocar las resistencias de puerta se debe al efecto que tienen sobre el tiempo de conmutación del MOSFET y sus efectos parásitos. Concretamente, la capacidad de puerta-drenador y a inductancia de drenador. Ambos elementos parásitos forman un circuito de carga y descarga que ralentiza el paso a ON del transistor y produce un circuito oscilante que genera fuertes oscilaciones en la puerta. Colocando una resistencia se consigue amortiguar esas oscilaciones.

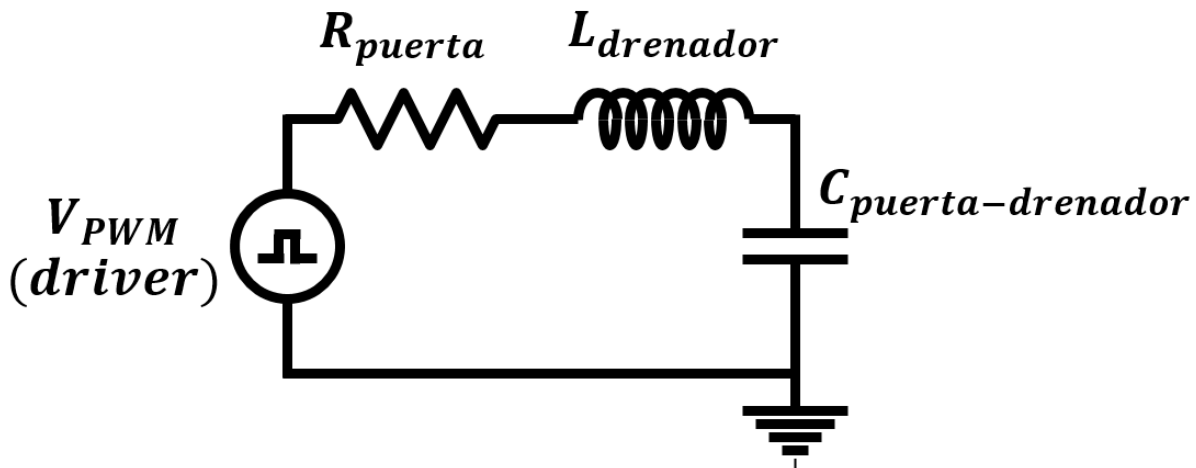


Figura 13.15.- Circuito de carga y descarga con los elementos parásitos.

Los valores suelen oscilar entre $10\ \Omega$ y $60\ \Omega$ para este tipo de aplicaciones. Así se consigue una conmutación rápida, aunque el impulso siga siendo subamortiguado.

Al aumentar el valor de la resistencia se consigue que el pulso sea sobreamortiguado, pero también se aumenta el tiempo de conmutación. Podrían surgir problemas en el paso a OFF del transistor. Para acelerar el paso a corte es preciso sacar la carga de la puerta lo antes posible:

- Haciendo que el circuito que alimenta al transistor sea de tipo *push-pull*.
- Usando resistencias de *pull-down* para fijar el valor de tensión en la puerta.

Una última razón para colocar las resistencias de puerta es proteger al dispositivo que proporciona corriente en caso de sobrecarga (especialmente a altas frecuencias). Pero hay que tener en cuenta también que, al aumentar el valor de la resistencia de puerta, aumentan también las pérdidas.

Con esto en mente, ya se puede calcular el valor que tendrán para este caso específico. Para ello, lo primero es consultar en las hojas de características del fabricante la corriente máxima que es capaz de entregar el driver. En este caso, $I_{m\acute{a}x\ driver} = 0.3\ A$. Y luego, aplicando la ley de Ohm conociendo la tensión de salida (que se corresponde con la tensión de alimentación del driver $V_{out\ driver} = 15\ V$):

$$V_{out\ driver} = I_{m\acute{a}x\ driver} \cdot R_{puerta} \rightarrow R_{puerta} = \frac{V_{out\ driver}}{I_{m\acute{a}x\ driver}} = 50\ \Omega \quad (13.36)$$

13.8.- Cálculo y dimensionamiento de los diodos del rectificador monofásico de onda completa.

El rectificador monofásico de onda completa tiene como objetivo generar el bus DC que alimentará el puente en H. En este apartado, se obtendrán los valores mínimos de tensión y de corriente que deben soportar los diodos del rectificador, usando como referencia los datos calculados en el Anexo 13.4.- Cálculo de la tensión y la corriente máxima y dimensionamiento de los transistores de potencia.

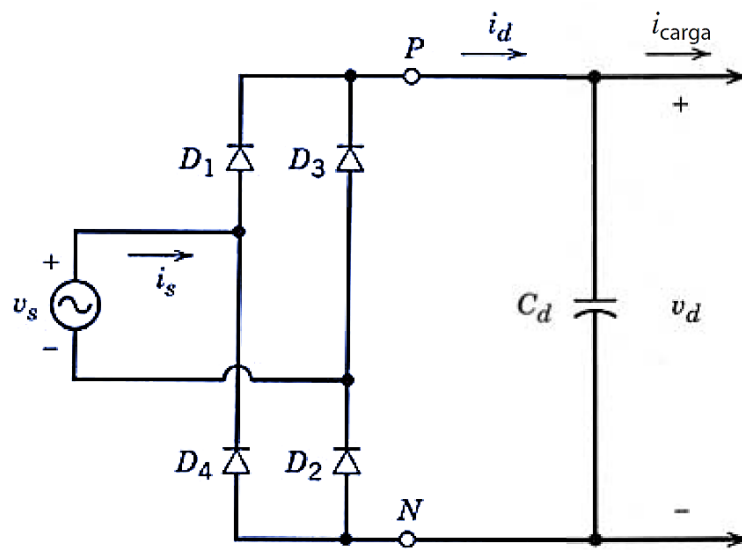


Figura 13.16.- Rectificador monofásico de onda completa.

Este proceso será similar al descrito para los MOSFET, ya que los valores máximos son los mismos para ambos elementos del circuito.

En la Figura 13.17, se pueden observar las etapas en el proceso de rectificación. A la entrada del rectificador se tiene la señal de la red eléctrica. Es una señal senoidal de frecuencia 50 Hz y cuya amplitud es $230\sqrt{2} V$. A la salida de los diodos, se tiene un bus DC que es la red rectificada ($V_{rectificador}$). Finalmente, para filtrar el bus DC obtenido en el paso anterior se coloca un condensador que disminuye el rizado y estabiliza la tensión de salida (V_{filtro}).

Se puede observar en la forma de onda de la señal rectificada ($V_{rectificador}$) que la máxima tensión que atraviesa los diodos es de $V_{diodos\ máx} = 230\sqrt{2} V$, y sucede lo mismo con el condensador.

Por otra parte, la corriente máxima que soportan los elementos es de $I_{m\acute{a}x} = 0.77 \text{ A}$, tal y como se calculó en el apartado 13.4.- Cálculo de la tensión y la corriente máxima y dimensionamiento de los transistores de potencia. de los anexos.

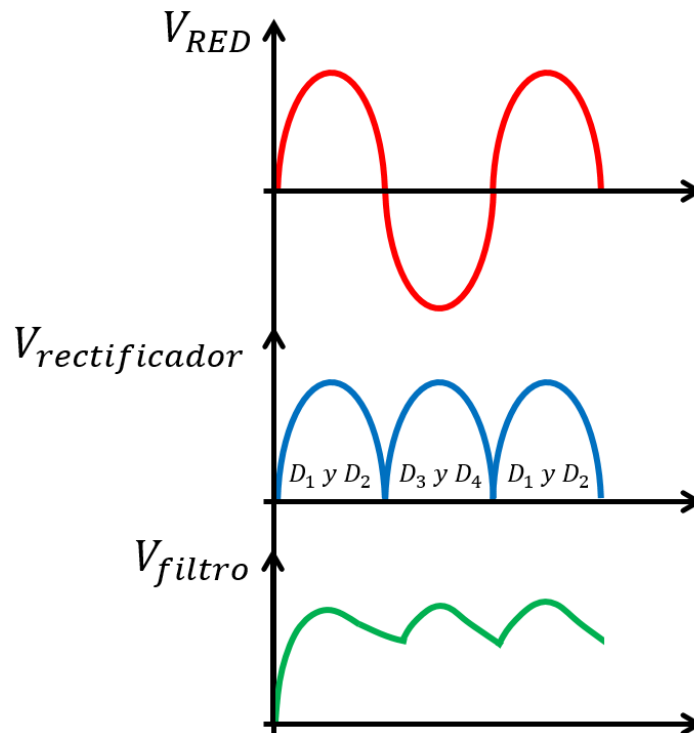


Figura 13.17.- Formas de onda más importantes en el funcionamiento de un rectificador monofásico de onda completa. V_{RED} es la tensión de la red eléctrica, $V_{rectificador}$ es la tensión de continua que se obtiene después de rectificar la red y V_{filtro} es la señal de continua rectificadora.

Al igual que con los transistores, conviene seleccionar los componentes añadiendo un margen de seguridad para que las posibles fluctuaciones en la red o en el propio circuito no deterioren los componentes ni impidan su funcionamiento.

	VALORES MÍNIMOS	VALORES SOBREDIMENSIONADOS
TENSIÓN	325.3 V	500 V
CORRIENTE	0.77 A	2 A

Tabla 13.8.- Valores mínimos de tensión y corriente que deben soportar los diodos del rectificador monofásico y el condensador de filtrado, junto con valores de referencias.

El valor del condensador de filtrado se calcula en el Anexo 13.9.- Cálculo y dimensionamiento del condensador de filtrado del bus DC.

13.9.- Cálculo y dimensionamiento del condensador de filtrado del bus DC.

El condensador de filtrado tiene como objetivo reducir el rizado que presenta la red después de ser rectificada. Esto estabiliza la tensión de salida haciéndola más adecuada para alimentar las cargas del puente en H.

El procedimiento que aquí se describe se conoce como el “método del incremento de carga”. Modela al condensador como una fuente de tensión que proporciona una corriente constante a la carga. Con él, se obtiene siempre un valor inferior a la capacidad real necesaria para el rizado impuesto (es decir, un rizado mayor). Por ello, es muy importante corregirlo y afinarlo mediante una simulación posterior.

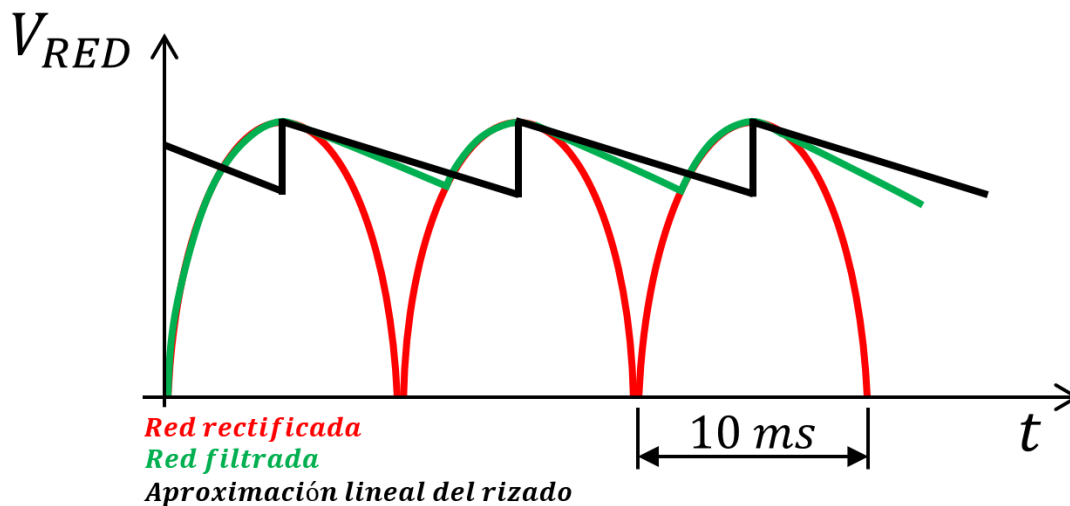


Figura 13.18.- Formas de onda del filtrado del bus DC. En **rojo**, la red rectificada; en **verde**, la red rectificada y filtrada; en **negro**, aproximación lineal del rizado del condensador.

La carga Q que pierde el condensador es:

$$Q = I \cdot t \quad (13.37)$$

Que también se puede escribir en términos de la capacidad y la tensión:

$$Q = C \cdot \Delta V \quad (13.38)$$

Donde Q es la carga del condensador (en culombios), I es la corriente media entregada por él (en amperios), C es la capacidad del condensador (en faradios), ΔV es la caída de tensión que se produce a medida que circula la corriente (en voltios) y t es el tiempo de descarga del condensador (en segundos).

Igualando la expresión (13.37) con la expresión (13.38), y despejando el valor de la capacidad C , se obtiene:

$$I \cdot t = C \cdot \Delta V \rightarrow C = \frac{I \cdot t}{\Delta V} \quad (13.39)$$

El siguiente paso consiste en obtener el valor de cada una de las variables que intervienen en la expresión (13.39), que se usará para obtener un valor aproximado de la carga del condensador:

- **t :** como se observa en la Figura 13.18, el tiempo de descarga del condensador coincide con la mitad del periodo de la red, por tanto, $t = 10 \text{ ms}$.
- **I :** es necesario calcularla a partir de la expresión de la potencia de la carga.

$$P_{\text{carga}} = V_{\text{máx}} \bar{I} \rightarrow I = \frac{P}{V} = \frac{125 \text{ W}}{230\sqrt{2}} = 0.38 \text{ A} \quad (13.40)$$

- **ΔV :** para esta aplicación, un valor aceptable del rizado puede ser un 10 %, ya que la carga es resistiva y no es crítica. Es necesario obtener el valor mínimo de tensión para ese valor de rizado. En la expresión (13.41) se muestra el proceso.

$$\Delta V(\%) = 10\% = 0.1 \rightarrow \Delta V = \frac{V_{\text{máx}} - V_{\text{mín}}}{V_{\text{máx}}} \cdot 100 \rightarrow V_{\text{mín}} \quad (13.41)$$

Despejando el valor de $V_{\text{mín}}$, se puede obtener ya el valor de $\Delta V = V_{\text{máx}} - V_{\text{mín}}$, obteniéndose $\Delta V = 32.53 \text{ V}$. Ahora, ya es posible sustituir todos estos datos en la ecuación (13.39) y calcular el valor de la capacidad:

$$C = \frac{I \cdot t}{\Delta V} = \frac{0.38 \text{ A} \cdot 10 \cdot 10^{-3} \text{ s}}{32.53 \text{ V}} = 116.8 \mu\text{F} \quad (13.42)$$

El paso final, consiste en saber cómo se va a distribuir la carga obtenida. Existen dos tipos básicos de condensadores, cada uno de los cuales presentan sus ventajas y sus inconvenientes:

- **Condensadores electrolíticos:** filtran las bajas frecuencias. Tienen un precio reducido.
- **Condensadores MKT, MKP o cerámicos:** filtran las altas frecuencias. Su precio es elevado y su tamaño aumenta de forma considerable al aumentar su capacidad.

Aunque lo ideal sería usar siempre condensadores MKT, MKP o cerámicos, para esta aplicación se optará por condensadores electrolíticos¹⁷ ya que no es crítica y el bus DC obtenido a la salida será igual de válido para la carga que se está controlando.

Finalmente, hay que realizar una simulación para corregir el valor de la capacidad que arroja el método del incremento de carga. El circuito a simular se puede observar con más detalle en la Figura 13.19.

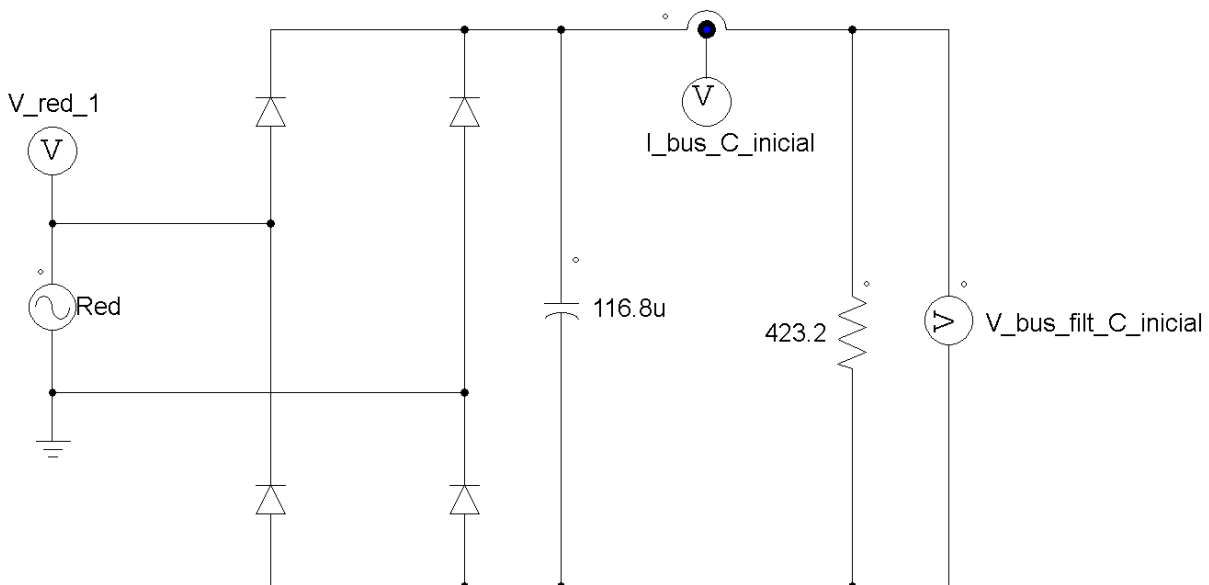


Figura 13.19.- Primer circuito de la simulación para comprobar el valor del rizado que se obtiene con un condensador de $C = 116.8 \mu F$. El valor de la carga $R = 423.2 \Omega$ se corresponde con el valor real de la resistencia calefactora a usar.

¹⁷ Otra posible solución es sería distribuir la capacidad entre condensadores electrolíticos y condensadores MKT, MKP y cerámicos, dando la mayor parte a los condensadores electrolíticos. De esta forma, se mejoraría mucho la forma de onda de la señal del bus en comparación con usar sólo condensadores electrolíticos.

La primera simulación consiste en comprobar el valor máximo de la tensión del rizado y el valor mínimo, y con ellos, calcular ΔV tal y como se indica a continuación:

$$\Delta V(\%) = \frac{V_{m\acute{a}x} - V_{m\acute{i}n}}{V_{m\acute{a}x}} \cdot 100 \quad (13.43)$$

$$\Delta V = V_{m\acute{a}x} - V_{m\acute{i}n} \quad (13.44)$$

Si se usa la expresión (13.43) para obtener el valor del rizado, debe estar en torno al 10 %, que es el valor impuesto para esta aplicación. Por otro lado, si se usa la expresión (13.44) para calcular el rizado, se debe obtener un valor en torno a 32.5 V.

En la Figura 13.20, se puede observar el resultado de la primera simulación, en el que el valor del rizado es $\Delta V = 325 \text{ V} - 276 \text{ V} = 49 \text{ V} \rightarrow \Delta V(\%) = 15 \%$. Este valor es superior al deseado. Para corregirlo, se deben hacer varias simulaciones sucesivas, aumentando el valor¹⁸ del condensador hasta alcanzar el rizado adecuado.

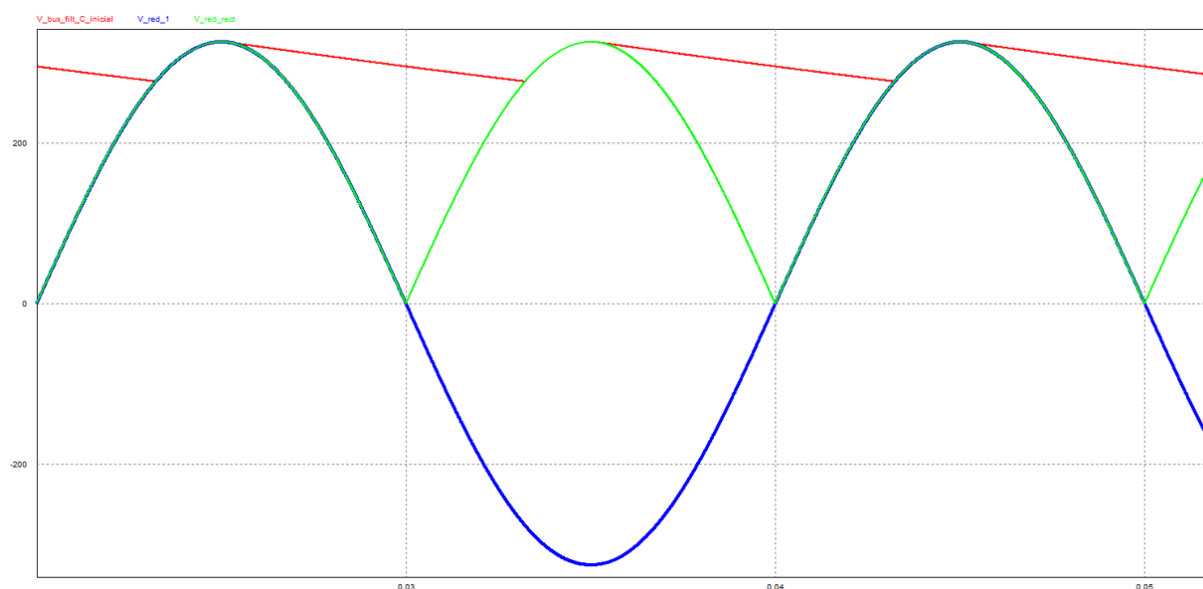


Figura 13.20.- Formas de onda para el primer valor obtenido del condensador de $116.8 \mu\text{F}$. En azul, la red; en verde, la red rectificada; en rojo, el bus DC filtrado. La tensión máxima del rizado es de 325 V, mientras que la tensión mínima es de 276 V.

¹⁸ Es recomendable probar con los valores comerciales disponibles para conocer el comportamiento que va a tener el circuito.

La última simulación se realiza con el mismo circuito, pero sólo se modificando el valor del condensador, tal y como se observa en la Figura 13.21.

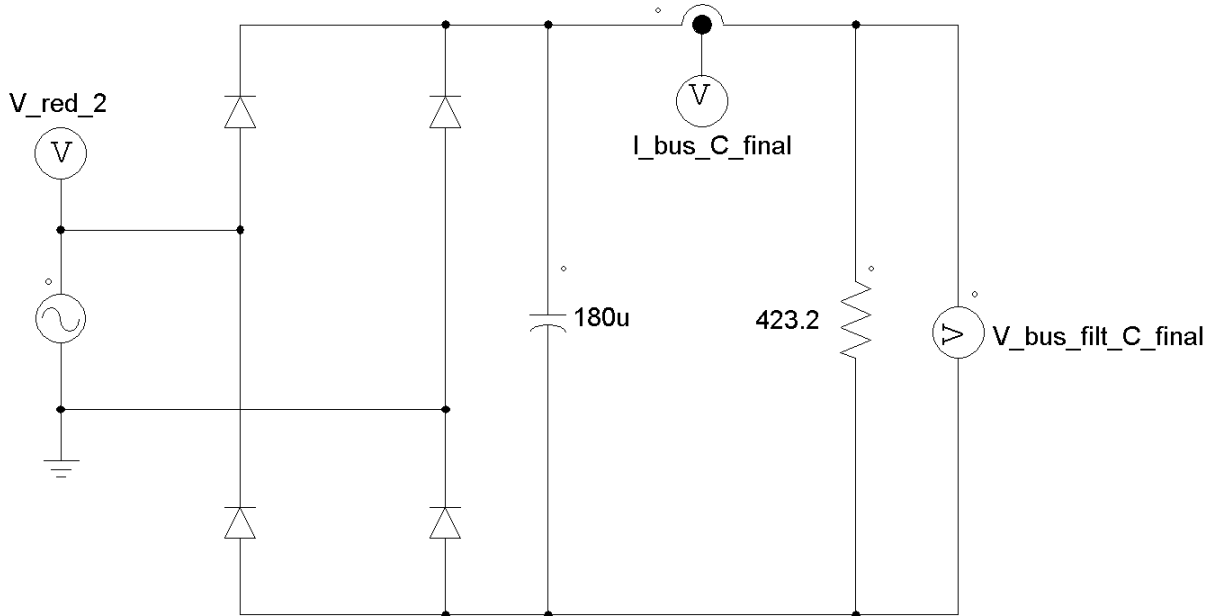


Figura 13.21.- Segundo y último circuito de la simulación para comprobar el valor del rizado que se obtiene con un condensador de $C = 180 \mu F$. El valor de la carga $R = 423.2 \Omega$ se corresponde con el valor real de la resistencia calefactora a usar.

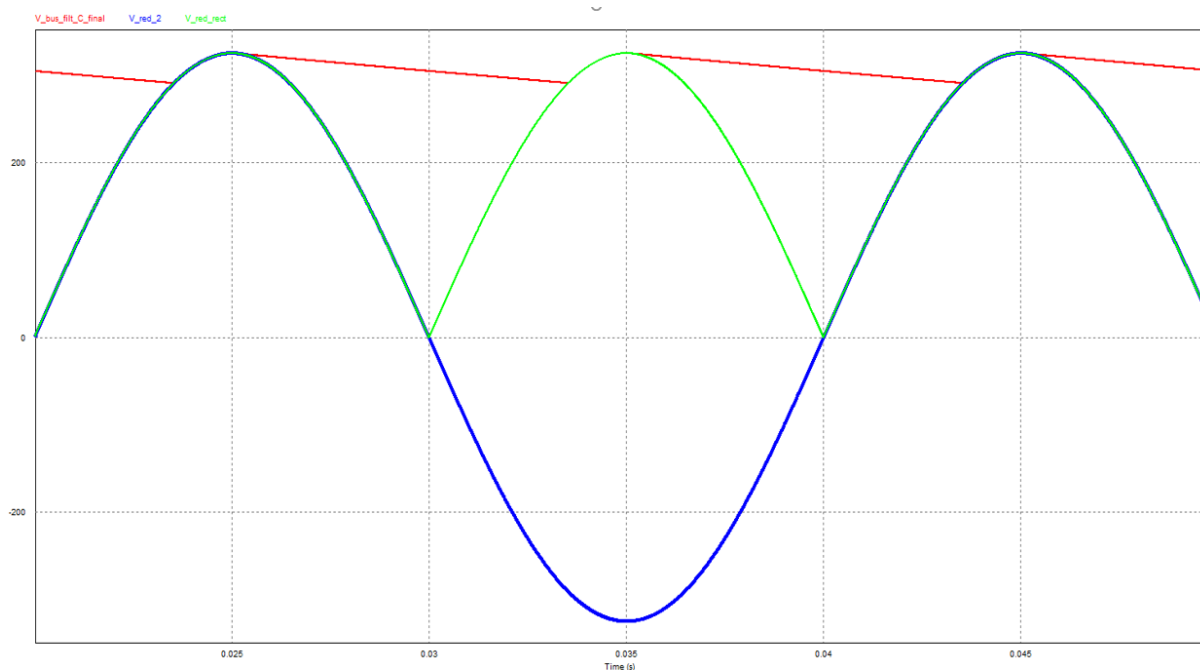


Figura 13.22.- Formas de onda para el primer valor obtenido del condensador de $1180 \mu F$. En azul, la red; en verde, la red rectificada; en rojo, el bus DC filtrado. La tensión máxima del rizado es de 325 V, mientras que la tensión mínima es de 291 V.

El resultado de esta última simulación se puede observar en la Figura 13.22. Al volver a calcular el valor del rizado para este caso, se obtiene $\Delta V = 325\text{ V} - 291\text{ V} = 34\text{ V} \rightarrow \Delta V(\%) = 10.5\%$. Como está muy cercano a las especificaciones impuestas para el rizado, se mantiene ese valor de la capacidad $C = 180\text{ }\mu\text{F}$. Se seleccionará el valor comercial más próximo.

13.10.- Esquemático de la PCB.

En este apartado se incluyen los diferentes circuitos del diseño que se usaron para crear la PCB final junto con las interconexiones entre ellos.

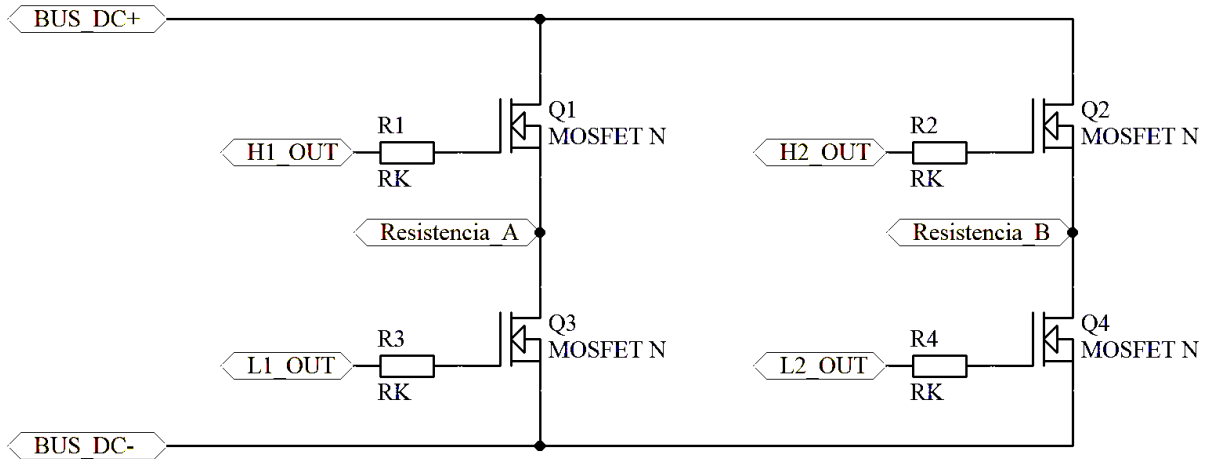


Figura 13.23.- Puente en H que incluye los cuatro transistores de potencia, las resistencias de polarización, las señales del bus DC y las señales de control de cada uno de los transistores.

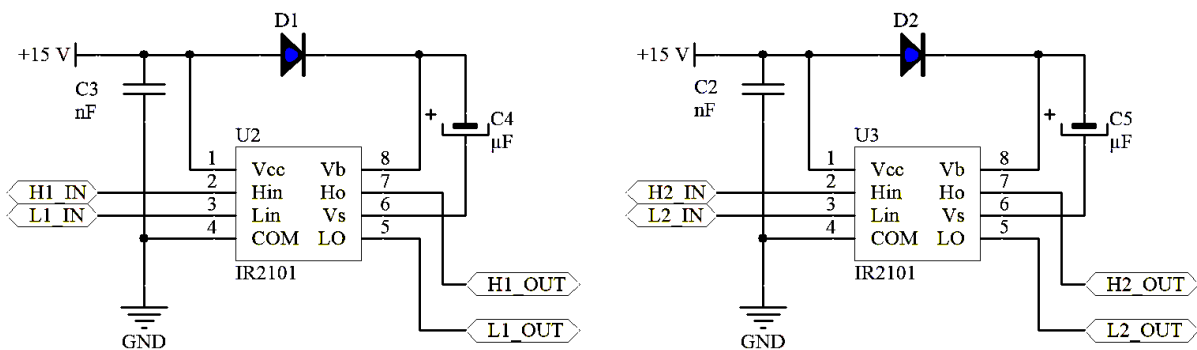


Figura 13.24.- Drivers que adaptan la señal de control que genera el microcontrolador a los niveles de tensión necesarios para hacer que los transistores trabajen en saturación.

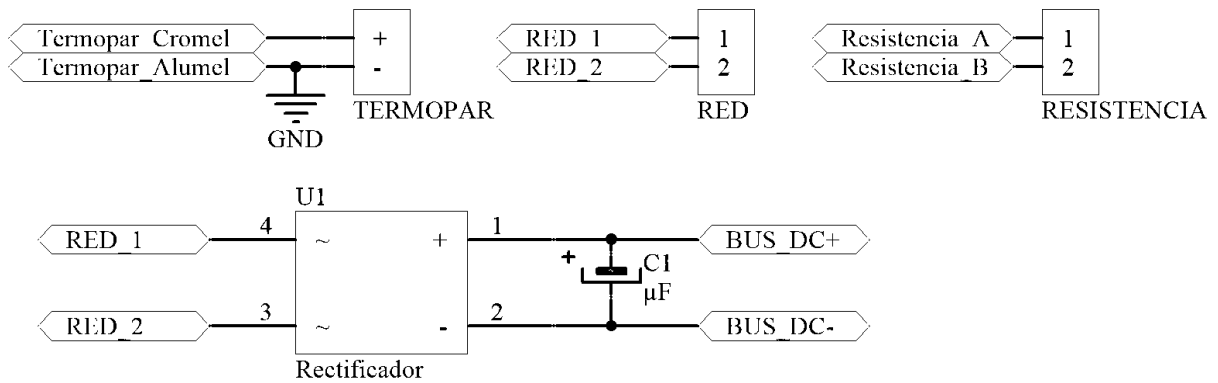


Figura 13.25.- En la parte superior, zócalos de conexión del termopar, la red eléctrica y la resistencia calefactora. En la parte inferior, circuito rectificador de la red eléctrica junto con el condensador de filtrado.

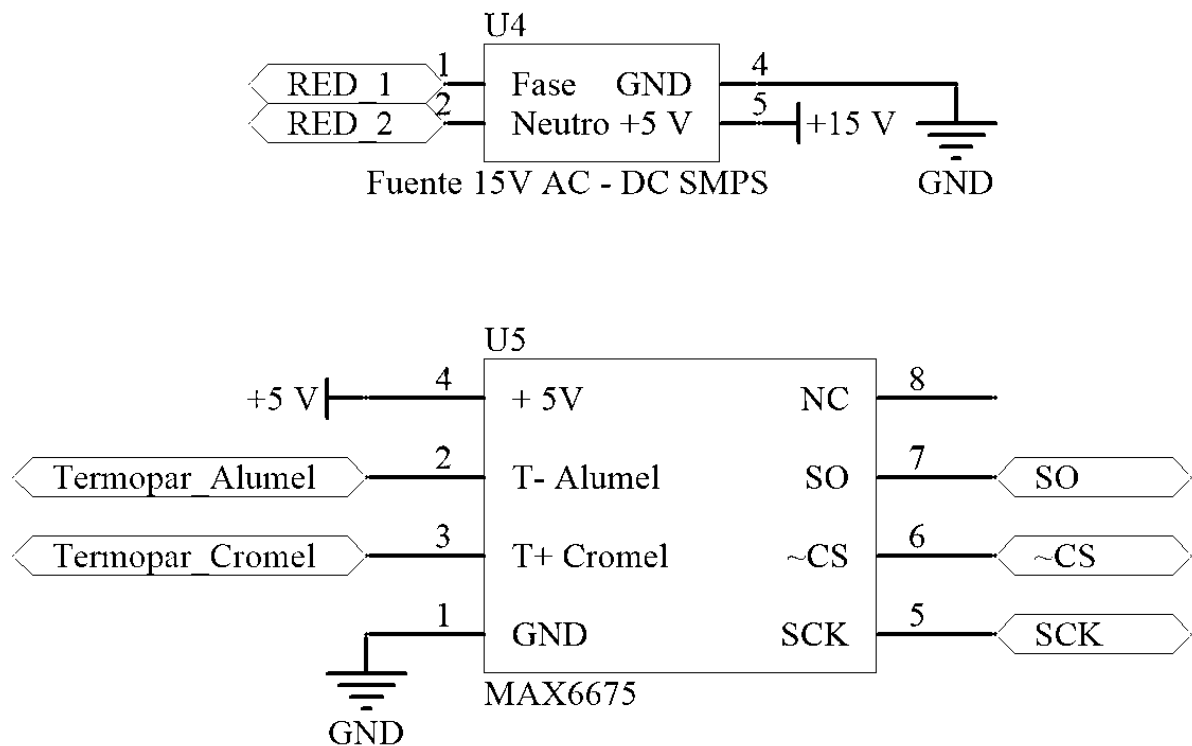


Figura 13.26.- En la parte superior, fuente AC-DC que proporciona una salida de 15 V a partir de la red (alimentará a los drivers). En la parte inferior, integrado que lee la temperatura del termopar y la transfiere al microcontrolador mediante comunicación SPI.

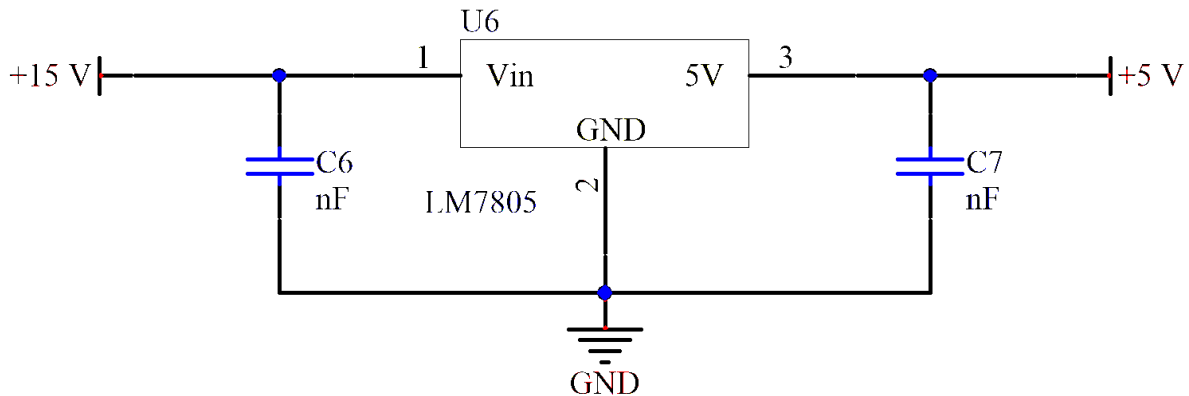


Figura 13.27.- Fuente de alimentación lineal que proporciona una salida de 5 V a partir de una tensión continua superior (en este caso, a partir de una tensión de 15 V). Alimentará a todos los integrados de la PCB.

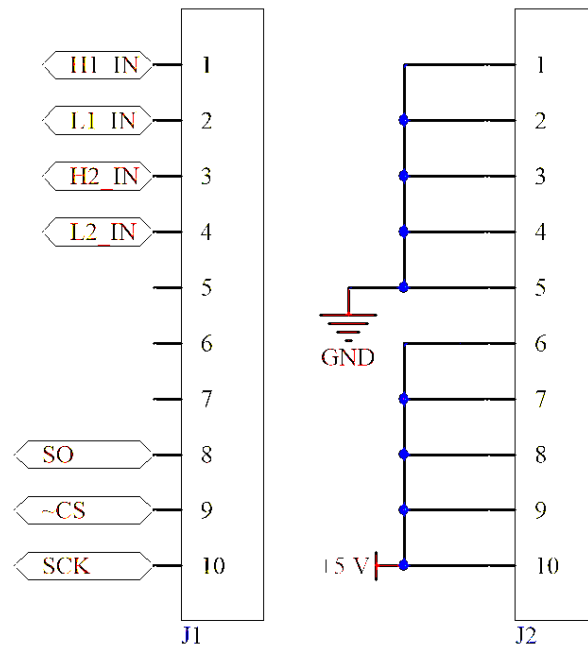


Figura 13.28.- Pines de la PCB. Proporcionan las señales provenientes del integrado que lee la temperatura del termopar y permiten conectar el microcontrolador a la PCB para introducir la señal de control en los drivers. Además, proporciona varios puntos con tensiones de 5 V y masa.

13.11.- Diseño de la PCB.

A la hora de diseñar cualquier PCB, hay ciertos criterios que es recomendable tener siempre presente:

- **El grosor de las pistas debe ser proporcional a la corriente que circula por ellas:** a mayor corriente, mayor será el grosor que tendrán las pistas.
- **Separar la parte de potencia de la parte de control:** de esta forma se minimiza el ruido y se dota de claridad al diseño.
- **Incluir planos de masa:** siempre que sea necesario, hay que incluir planos de masa para minimizar el ruido.
- **Posición de los componentes:** dependiendo del tipo de PCB que se haga, la capa en la que se suelde un componente puede variar. Por ello es importante decidir en qué capa va a ir soldado para tenerlo en cuenta en el diseño.
- **Distribuir los componentes en la PCB antes de trazar las pistas:** clemas y zócalos en los bordes de la PCB para facilitar las conexiones. Dejar espacio para los disipadores. Intentar minimizar las distancias entre componentes y el tamaño final de la placa.
- **Elegir una forma de sujeción de la PCB:** tornillos, tuercas, patas, etc.

En la Figura 13.29, se muestra el resultado final de la PCB.

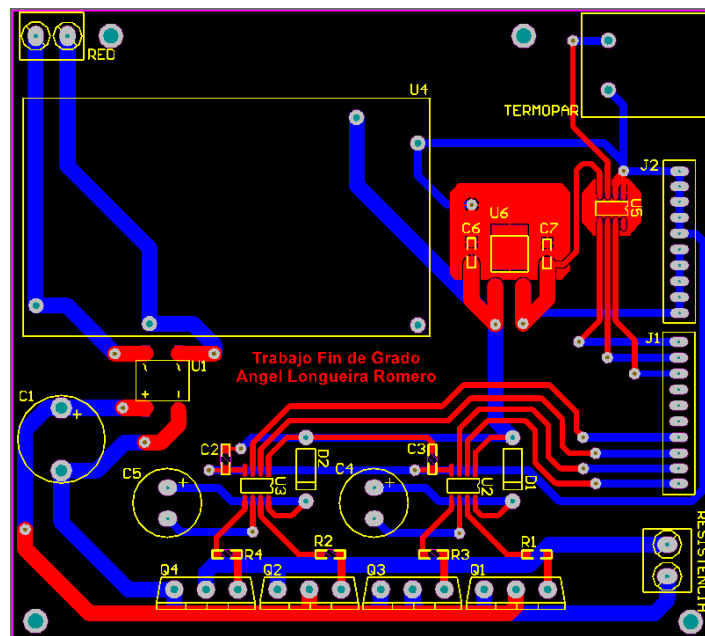


Figura 13.29.- Distribución de los distintos componentes sobre la PCB junto con el trazado de las pistas. En **rojo**, la capa de superior (*top layer*). En **azul**, la capa inferior (*bottom layer*). No está a escala.

13.12.- Descripción del montaje final.

En este anexo se describirá el proceso de montaje final, incluyendo la colocación de la resistencia y el aislante sobre el foco caliente del motor Stirling.

El primer paso consiste en arrollar la resistencia calefactora sobre el foco caliente del motor asegurándola con un trozo de alambre. De esta forma se evita que se desprenda. Además, hay que asegurarse de introducir el termopar entre la resistencia calefactora y la superficie exterior del motor Stirling, tal y como se muestra en Figura 2.1.

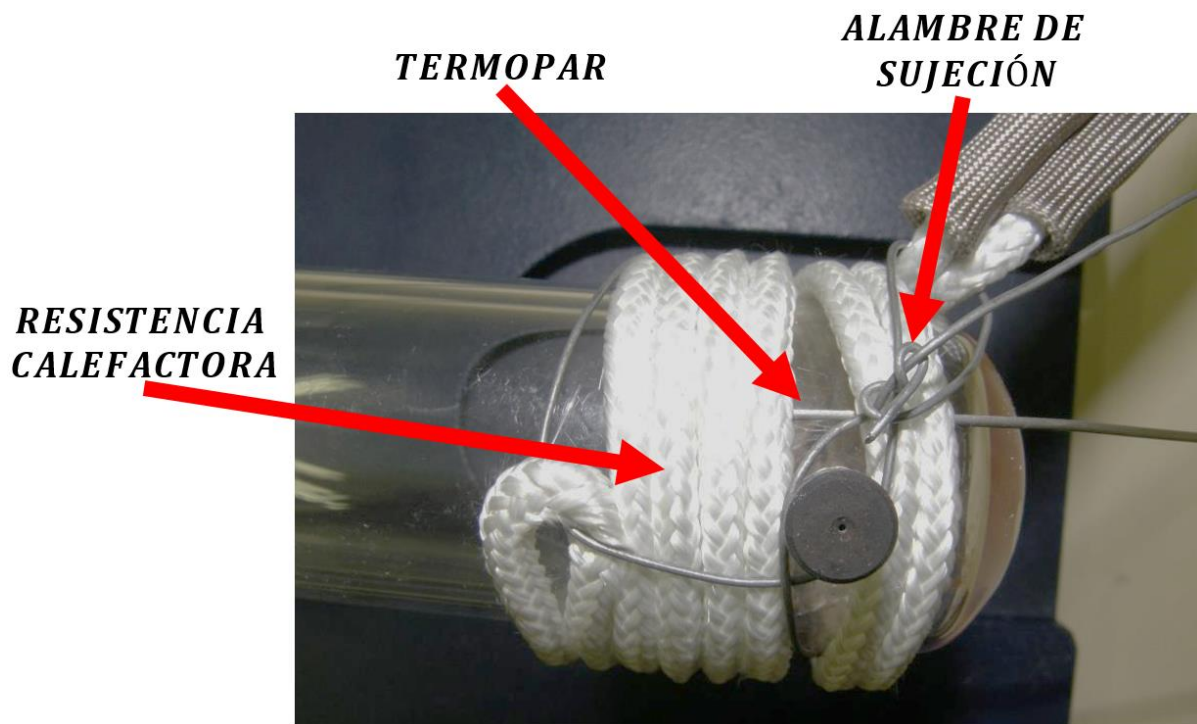


Figura 13.30.- Primera fase del montaje de los elementos sobre el motor Stirling. Resistencia calefactora y termopar.

El último paso consiste en cubrir todo con el aislante, de nuevo, asegurándolo con trozos de alambre para asegurarlo al motor. Para evitar que se desprendan fibras las fibras del aislante con las vibraciones del motor durante su funcionamiento, se recubre todo con una capa aluminizada. En la Figura 13.31 se puede observar cómo quedan el montaje final.

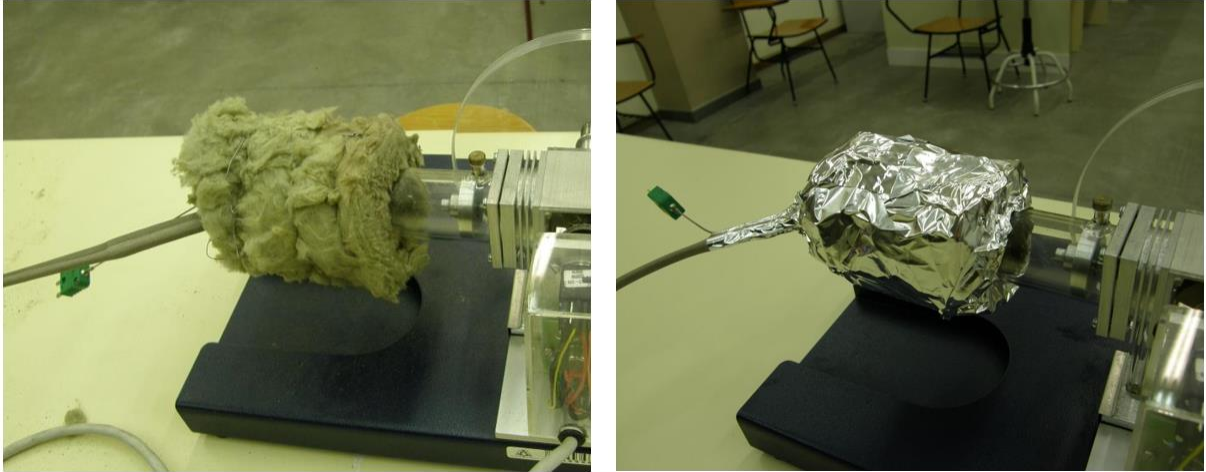


Figura 13.31.- Segunda fase del montaje de los elementos sobre el motor Stirling. Aislante y capa aluminizada.

13.13.- Descripción y contenido de los anexos independientes.

13.13.1.- Hoja de características del MAX6675.

13.13.2.- Hoja de características de la resistencia calefactora.

13.13.3.- Hoja de características del aislante.

13.13.4.- Hojas de características del transistor.

13.13.5.- Hoja de características del driver.

13.13.6.- Hojas de características del rectificador.

13.13.7.- Hojas de características del diodo de Bootstrap.

13.13.8.- Hojas de características de la fuente de alimentación AC-DC.

13.13.9.- Hoja de características del Arduino Mega.

13.13.10.- Fotolito de la PCB.

13.13.11.- Librería UTFT.

13.13.12.- Librería UTouch.

13.13.13.- Librería MAX6675.

13.13.14.- Programa de ejemplo de uso del MAX6675.