

Trabajo Fin de Grado

Desarrollo e implementación de interfaces Arduino-LabVIEW de control y medida para un aplicador de campos magnéticos de radiofrecuencia.

Development and implementation of an Arduino-LabVIEW control and measurement interface for a radiofrequency magnetic field applicator.

Autor/es

Nicolás Román Picazo

Director/es

Gerardo F. Goya Rossetti

Ingeniería Electrónica y automática

Escuela de Ingeniería y Arquitectura

2021

Resumen:

El presente TFG trata sobre el desarrollo e implementación de un módulo electrónico de control que haga operable un equipo aplicador de campos electromagnéticos de radiofrecuencia utilizado para la liberación de fármacos en una aplicación que trabaja con nanopartículas magnéticas. Este equipo aplicador de campos electromagnéticos genera las ondas electromagnéticas (EM) de radiofrecuencia en el rango de los 100-200 kHz, necesarias para liberar fármacos encapsulados en nanopartículas magnéticas. Estas ondas EM se acoplan, vía su componente magnético, al momento magnético de las nanopartículas incorporadas en los nanovectores, transformando la energía del campo magnético en calor, que actúa liberando las moléculas del fármaco contenidas en el nanovector. Desde la perspectiva de la instrumentación necesaria, el equipo sufre de diversos problemas, sobre todo del ámbito de refrigeración ya que las corrientes inducidas en el aplicador generan corrientes intensas que disipan calor por efecto Joule, por lo que se necesita de otro equipo de apoyo que mantenga su temperatura por debajo de determinados límites.

Hay muy pocos equipamientos de aplicación de campos comercialmente disponibles para liberación de fármacos por inducción magnética, y el equipamiento existente sobre el que se ha trabajado no poseía ninguna integración digital que permita la revisión de sus parámetros más significativos por lo que trate de armonizar su control y medida dentro de una interfaz LabVIEW, resolver este problema ha sido la parte central del trabajo aquí presentado. Puesto que el equipo está ideado para utilizarse en un entorno de investigación, algunas decisiones sobre el diseño electrónico se han adoptado en pos de la modularidad de éste, dejándolo abierto a modificaciones y expansiones posteriores. Por este motivo se ha diseñado la base sobre la que se construirán los demás módulos que integren el equipo en la interfaz LabVIEW. En este TFG los módulos abordados han sido el control de apagado y encendido del equipo en una secuencia que contempla la seguridad del usuario; la medición de la temperatura en los puntos críticos del sistema y el control de un sistema de refrigeración líquida que haga operable el equipo con muestras farmacológicas.

Agradecimientos:

Quería dedicar este pequeño espacio para mostrar mi agradecimiento a las personas que han hecho posible que llegue hasta aquí. Primero, y no podía ser de otra manera, quería dar las gracias a mi Abuela, a mi Madre y a mi Padre por haberme apoyado siempre y haber aguantado mis malos momentos, sin vosotros esto no habría sido posible. A mis compañeros de clase y a la gente con la que he conectado durante este camino, por haber hecho de esto una experiencia importante no solo en el desarrollo de lo académico sino también en lo personal, por los recuerdos y buenos momentos que vivirán para siempre. A mis profesores por su labor y compromiso, porque algunos de ellos se han convertido en algo más, en mentores. Algunos incluso en amigos, gracias Cristina. Y por supuesto a Gerardo por su confianza e implicación conmigo durante el desarrollo de este proyecto.

Gracias a todos, pero sobre todo esto va dedicado a ti abuelo, sé que estarías orgulloso de mí.

Índice Memoria

1. Objetivos y metodología.	5
2. Conceptos básicos sobre la liberación de fármacos.	5
2.1. Conocer el problema global: Breve descripción de la liberación por nanosistemas. 5	
2.2. Dispositivo de liberación: fuente, tanque LC, refrigeración.....	6
2.3. Requerimientos: el problema del calentamiento inductivo de cualquier cosa metálica. Calentamiento Joule.	7
2.4. Generación de campos de radiofrecuencia.	8
3. Estudio de las posibles soluciones.	11
3.1. Estimación de la potencia de refrigeración del inductor.	12
3.1.1. Funcionamiento de una placa peltier.....	13
4. Bloques hardware instrumentación y control.	15
4.1. Microcontrolador.	16
4.2. Bloque Relé y bomba.	16
4.3. Termómetro infrarrojo.....	17
4.4. Sensores de temperatura.....	17
4.5. Placa peltier y convertidor Buck.....	19
5. Diseño electrónico y simulaciones.	22
5.1. Diseño driver sensor Termopar.....	22
5.1.1. Filtro activo segundo orden.	23
5.2. Diseño convertidor CC-CC buck.....	25
5.2.1. Solución en simulación para las pérdidas en conmutación.	27
5.2.2. Circuito final y solución adoptada.....	28
6. Implementación en LabVIEW.	34
6.1. Cómo Funciona LINX.....	34
6.1.1. Comunicación serial bluetooth y HC-05.....	35
6.2. Implementación del programa.....	35
7. Diseño PCB.	37
8. Ensayo con el sistema completo: medición de los parámetros de control y sensado....	37
9. Conclusiones.....	40
10. Bibliografía y Linkografía.	41
11. Tabla de Figuras.....	41
ANEXOS	43
I. Fotografías equipo	44
II. Firmware del dispositivo y programación del VI.....	47
III. Diseño PCB..	51

MEMORIA

1. Objetivos y metodología.

El objetivo de este TFG ha sido la creación de un módulo electrónico que instrumentalice y haga operable, para usuarios no experimentados, un equipo aplicador de campos magnéticos para la liberación de fármacos mediante nanopartículas magnéticas, diseñado en el Instituto de Nanociencia y Materiales de Aragón (INMA). Primero se desarrolló un estudio de los parámetros clave y requerimientos del equipo generador de ondas, para más tarde hacer un diseño de los distintos módulos que adaptaran estos parámetros a una interfaz Arduino, tras las pertinentes simulaciones se llevaron a cabo pruebas de funcionamiento con los elementos del laboratorio y otros óptimamente seleccionados de distintos fabricantes mientras el esquema se iba desarrollando con los resultados obtenidos. Una última prueba de funcionamiento juntando todos los elementos y finalmente se diseñaron las PCB pertinentes y se ordenó su fabricación. Los artículos, documentos científicos y notas de aplicación en las que se ha apoyado este TFG se encuentran citadas en bibliografía, mientras que otras referencias orientadas a facilitar la lectura de esta memoria se han señalado con hipervínculos directamente. En el pie de foto indicare la fuente de aquellas figuras que hayan sido extraídas de otros documentos, mientras que si no tienen ninguna fuente significara que han sido desarrolladas por mí.

2. Conceptos básicos sobre la liberación de fármacos.

La evolución del estudio en el campo del nanomagnetismo ha llevado al incremento en el interés por el uso de nanopartículas magnéticas (MNPs) en aplicaciones médicas, el fenómeno conocido como hipertermia magnética [1] explica cómo es posible ocasionar la absorción de energía, y su posterior liberación en forma de calor al medio, en las MNPs al aplicarles un campo magnético alterno de radiofrecuencia (100-900 kHz). El fundamento principal que sigue este fenómeno de hipertermia magnética se da cuando las ondas EM se acoplan, vía su componente magnético, al momento magnético de las nanopartículas incorporadas en los nanovectores, transformando la energía del campo magnético en calor. Las aplicaciones principales en el campo de la medicina se basan en este fenómeno pues consisten en la posibilidad del calentamiento específico en determinadas regiones, bien para la ablación térmica de células tumorales o para la liberación remota de fármacos. Es para esta segunda aplicación para la que ha sido diseñado el sistema de este TFG.

2.1. Conocer el problema global: Breve descripción de la liberación por nanosistemas.

Normalmente, al ingerir un fármaco sólido estándar, ya sea en forma de cápsulas, granulados o comprimidos por vía oral, éste actúa por “liberación inmediata”, es decir, comienza a disolverse inmediatamente después de entrar en nuestro organismo. En el área farmacéutica esta “liberación inmediata” supone una limitación puesto que el fármaco actúa no sólo sobre el órgano o tejido diana sino sobre otras partes ‘sanas’ de nuestro organismo. Esta limitación es más evidente en el caso de procedimientos como la quimioterapia, donde los fármacos utilizados son citotóxicos, es decir, diseñados para matar células tumorales, por lo que su acción sobre células sanas es altamente indeseable.

Lo que trata de conseguir la liberación por nanosistemas es el desarrollo de una liberación de fármacos “inteligentes”, los cuales están diseñados para transportarse hasta la zona diana de forma aislada, sin que otras zonas del organismo sufran efectos adversos, y una vez en la zona a tratar se activen, respondiendo a algún estímulo ya sea externo o interno, en nuestro caso se trata de la aplicación externa de un campo magnético alterno, el cual trabaja a frecuencias inocuas para la salud humana, en el rango de los campos magnéticos de radiofrecuencia (100-900 kHz) las frecuencias son correspondientes a ondas de radio AM y éstas prácticamente no interactúan con los tejidos biológicos.

Este aislamiento y activación se logran encapsulando el fármaco dentro de nanofibras o polímeros de manera que se formen nanoestructuras, las cuales al mezclarse con MNPs obtienen la mencionada capacidad de absorber energía bajo un campo magnético alterno, esto provocará el calentamiento del medio y la liberación del fármaco cuando se les aplique el suficiente campo electromagnético. Estas MNPs tiene tamaños nanométricos (del orden de $10^{-9}m$) y suelen estar compuestas por materiales ferromagnéticos como hierro, níquel u óxidos como la magnetita.

2.2. Dispositivo de liberación: fuente, tanque LC, refrigeración.

Pasando ya al campo de la instrumentación, es importante entender que la generación de ondas EM para obtener los campos magnéticos de las amplitudes necesarias (entre 100 y 500 Gauss) necesitan de altas intensidades de corriente del orden de las centenas de Amperios. Pese a que lo ideal de cara a la implementación electrónica sería bajos niveles de corriente y un alto voltaje, teniendo sólo en cuenta las pérdidas por calentamiento Joule, la generación de campos magnéticos con la suficiente intensidad de campo para activar las MNPs y que éstas liberen el fármaco requieren de las intensidades de corriente mencionadas.

Para trabajar con estos rangos de corriente se han utilizado un módulo de conmutación de voltaje cero (ZVS, Zero Voltage Switching) de alta potencia que por medio de un tanque LC y unos driver con MOSFET produce las ondas de frecuencia (≈ 100 kHz) e intensidad de corriente (≈ 200 A) requeridas, un inductor solenoidal en cuyo interior se generan los campos magnéticos (hablaré de estos dos a fondo más adelante) y una fuente de alimentación con la suficiente potencia para alimentar el sistema.

La idea básica del instrumento es que un circuito hidráulico independiente transporte la solución que contenga los fármacos encapsulados dentro de las MNPs, y al atravesar el punto con mayor campo electromagnético (el interior del solenoide), sea capaz de abrir el encapsulado y liberar el fármaco; tras la aplicación del campo se dispone de un espectrofotómetro que medirá el espectro y obtendrá la concentración de fármaco liberado.[2]

Desde el punto de vista térmico el mayor problema operativo del equipo surgía de las magnitudes de corriente que circulan por el solenoide, las cuales hacen obligatorio un sistema de refrigeración para evitar que las muestras con fármacos sobrepasen la temperatura fisiológica de $37^{\circ}C$.

2.3. Requerimientos: el problema del calentamiento inductivo de cualquier cosa metálica. Calentamiento Joule.

Ahora bien, pese a que el sistema es capaz de funcionar únicamente con los tres módulos mencionados anteriormente, este era prácticamente inoperable, puesto que la bobina se calentaba por encima de los 100 °C en cuestión de pocos segundos. Esta bobina solenoide es precisamente el espacio de trabajo para colocar los nanodispositivos de liberación de fármacos, que deben mantenerse a temperatura constante (usualmente 37°C) por lo que el solenoide debe obligatoriamente ser refrigerado para que mantenga una temperatura controlada. La corriente en el tanque LC alcanza magnitudes de hasta 200A, lo cual, teniendo en cuenta que cualquier bobina posee una resistencia interna parásita, determinaba importantes pérdidas por calentamiento de la bobina debido al efecto Joule, el cual se origina en los choques de los electrones contra los átomos del material en el que circulan, siendo estos mayores cuanto más resistencia opone el material, es decir cuanto más resistencia óhmica tenga:

$$E = I^2 * R * t \Rightarrow P = I^2 * R_{interna}$$

$$R_{interna} = 0.022 \Omega$$

Sin embargo, este no es el único fenómeno que estaba haciendo que la bobina se calentara, al operar en frecuencia tan altas (en nuestro caso, entre 94 y 300 kHz) aparecía también lo que se denomina [efecto skin](#), el cual determina que al operar con corrientes alternas la densidad de corriente no es igual en todo el conductor, en oposición a lo que sucede en corriente continua donde sí que lo es, sino que se produce una mayor densidad en la superficie frente al centro de la geometría del material conductor, este efecto aumenta con la frecuencia haciendo que los electrones tiendan a circular por la zona externa del conductor lo cual hace que la sección efectiva por la que conducen los electrones disminuya, aumentando por ende la resistencia del conductor y con esto las pérdidas por calentamiento Joule explicadas anteriormente. En el caso de mi bobina este efecto quedaba reflejado la disminución del factor Q, puesto que, al aumentar la resistencia respecto a la reactancia de la bobina, la relación entre la energía máxima almacenada cada ciclo y la energía disipada por ciclo empeoraba.

Para estimar los efectos negativos de este fenómeno se realizaron simulaciones numéricas de la configuración del solenoide y condiciones experimentales (véase la sección 2.4 más abajo). Para ello se utilizó el [Finite Element Method Magnetics \(FEMM\)](#), un paquete de software de análisis de elementos finitos de código abierto para resolver problemas electromagnéticos a partir de la resolución numérica de las ecuaciones de Maxwell. El programa puede abordar tanto problemas magnetostáticas como diseños electromagnéticos a bajas frecuencias, en geometrías axiales (3D) o planas (2D). Nuestra simulación utilizó los parámetros específicos medidos en la bobina durante su operación, obteniéndose una resistencia parásita de la bobina:

$$Z_{interna} = 0.02298 \Omega + I * 0.719 \Omega$$

Esto puso de manifiesto la necesidad de una refrigeración activa en la bobina, sirviéndome de la concentración de los electrones en las capas exteriores fui capaz de conducir refrigeración líquida internamente por el conductor que conforma la bobina, más tarde trataré de estimar las condiciones de operación de este circuito de refrigeración líquida.

2.4. Generación de campos de radiofrecuencia.

Los equipos de aplicación de campos magnéticos para hipertermia son equivalentes, desde el punto de vista de la electrónica, a los equipos de inducción utilizados en cocinas, hornos de cocción o equipos industriales de soldadura. El sistema consta principalmente de una etapa de generación de radiofrecuencia con un circuito de conmutación a voltaje cero (ZVS) más el aplicador de campos, un inductor cuya geometría es usualmente de solenoide. La etapa de RF es la encargada de generar la señal de corriente alterna de excitación y el inductor solenoidal maximiza la producción de campo magnético de la corriente producida. La conmutación se realiza en un estado en el que la tensión entre los terminales principales del interruptor ZVS es cero, por lo que teóricamente las pérdidas por disipación también lo son. Esta hipótesis de pérdidas nulas es por supuesto aproximada: en la realidad no sucede debido principalmente a la aparición de capacidades parásitas y a las pérdidas en conducción en las resistencias parásitas internas. Pero sí que se pueden alcanzar niveles de disipación que permitan manejar potencias muy elevadas, además de rendimientos muy altos dadas las pocas pérdidas por disipación térmica, lo que supone una estrategia muy interesante.

No es objeto de este TFG abordar un análisis profundo de cómo funciona el ZVS, sin embargo, para facilitar la comprensión global de este trabajo explicaré brevemente sus principios de funcionamiento. Internamente dispone de varios condensadores en paralelo los cuales, junto a la bobina de trabajo, constituyen un tanque LC. Esta configuración de varios condensadores en paralelo no es ineludible, y podría utilizarse un único condensador con las prestaciones necesarias (por ejemplo 100 V, 500 A). Sin embargo, la solución más usual y económica para soportar las corrientes de 100-300 amperios es distribuir dicha corriente entre varios condensadores de menor prestación, en configuración paralela.

En un tanque LC la magnitud de la corriente del circuito tanque, que fluye a través del inductor L y el condensador C, puede ser muchas veces mayor que la corriente de alimentación. Cuando el tanque se carga con un pulso de tensión comienza un intercambio entre la energía almacenada por el campo eléctrico del condensador y la del campo magnético de la bobina, esto crea la oscilación de la corriente, cuando el condensador se descarga, la corriente es absorbida por la bobina, que continuación se descarga de esta y vuelve a cargar el condensador, y así sucesivamente creando una oscilación perpetua en el intercambio de energía entre ambas partes, sin embargo la realidad es distinta, y, debido a las pérdidas de energía, el intercambio es cada vez menor. Para evitar la reducción en el intercambio de energía que acabaría con la oscilación es donde entra el driver Flyback del ZVS, el cual conmuta uno de los transistores en el paso por cero de esta oscilación y permite la entrada de la suficiente corriente para que la resonancia continúe.

La elección de la bobina de trabajo es clave pues determinará la frecuencia del sistema puesto que este oscila a razón de la frecuencia de resonancia:

$$f_{res} = \frac{1}{\sqrt{LC} * 2\pi}$$

Tuve también que poner atención a la importancia de un rápido pulso inicial para que la resonancia en el tanque LC comience, una vez está ya se ha asegurado podría reducir la alimentación, si tratara de iniciar la resonancia del tanque mediante una excitación demasiado lenta o con insuficiente potencia podría llevar a los MOSFET del ZVS a una sobrecarga, de ahí la [importancia del arranque rápido](#) del ZVS.

El inductor solenoidal con núcleo de aire es una de las topologías más utilizadas para el diseño de aplicadores de campo magnético, fundamentalmente porque es la topología más eficaz para maximizar el campo magnético producido por una corriente. La Ley de Biot-Savart ofrece una relación sencilla entre la intensidad de la corriente que pasa por él, y el campo magnético producido. En la Figura 1 muestro una sección transversal de la distribución del campo magnético cuando pasa la corriente medida en nuestro dispositivo, obtenida por simulación numérica a partir de las leyes de Maxwell por el método de elementos finitos, utilizando la

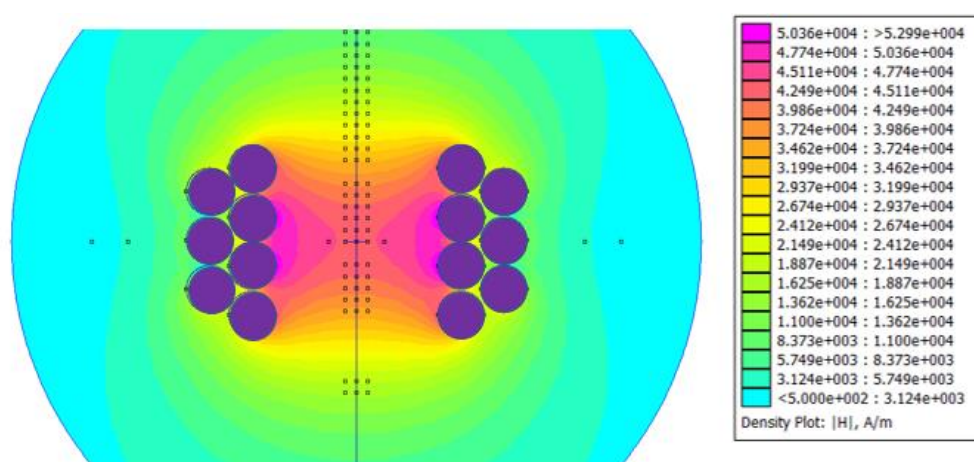


Figura 1-Campo magnético simulado en herramienta FEMM

herramienta [FEMM](#). La amplitud del campo H está representada mediante una gradación de colores y con una escala dada en $A \cdot m^{-1}$ (unidad del Sistema Internacional para el campo magnético). Se puede observar que con la geometría escogida la amplitud H se mantiene constante dentro de una tolerancia del 5% en la dirección perpendicular al eje del solenoide, mientras que a lo largo del eje dicha amplitud es constante dentro de un 10% dentro del área de trabajo.

La aplicación del dispositivo que he diseñado para este trabajo se relaciona con la liberación de fármacos utilizando nanopartículas magnéticas, cuyo proceso fue descrito anteriormente, los parámetros principales obtenidos en simulación son los siguientes:

Tabla 1-Parámetros aplicador de campo en simulación. I: Intensidad de corriente en el solenoide (valor medido usado como input a las simulaciones); V: tensión en el solenoide; L: inductancia del solenoide; R: resistencia; P_A : Potencia activa del aplicador; P_R : potencia reactiva.

I	V	L	R	P_A	P_R
(A)	(V)	(μH)	(Ω)	(W)	(kVAr)
162	116.49	1.224	0.02298	301.6	9.4359

Y las medidas físicas del solenoide:

$$\varnothing_{int} = 2 \text{ cm}, \text{ altura} = 2 \text{ cm}, \text{Espiras}_{internas} \approx 3, \text{Espiras}_{externas} \approx 4$$

La inductancia L real medida en la bobina era algo mayor, 1.6 μH , he atribuido esta diferencia con el valor simulado $L_{teor} = 1.224 \mu\text{H}$ al hecho de que la simulación numérica no incluye, por limitaciones de la geometría axial, los tubos que salen paralelos sino solo las espiras del solenoide. Estos tubos paralelos evidentemente contribuyen a la inductancia total, sin embargo, no influyen en el campo H medido en el centro del solenoide, que es el principal objetivo de dichas simulaciones numéricas.



Figura 2-Foto bobina aplacadora de campo

La Figura 2 muestra el aplicador de campo (bobina) resultante con el que he trabajado. Se construyó con tubo de cobre de 4 mm de diámetro externo, y 1 mm de espesor de pared.

Concorde a lo descrito sobre la frecuencia de resonancia y teniendo en cuenta que el tanque LC tiene $6 \cdot 0,33 \mu\text{F}$ de los condensadores en paralelo y estoy utilizando una bobina de 1,6 μH como aplicador de campo, la frecuencia teórica resultante es de:

$$L = 1.6 \mu\text{H} \text{ y } C = 1.98 \mu\text{F} \Rightarrow \frac{1}{\sqrt{L * C} * 2\pi} = 89418 \text{ Hz}$$

La frecuencia de resonancia del tanque LC que medí experimentalmente en el osciloscopio fue de 93.46 kHz relativamente cercana a los 89.4 kHz teóricos, en la Figura 3 se puede ver la corriente y frecuencia reales medidas con una pinza amperimétrica.



Figura 3-Corriente sinusoidal en la condición de resonancia del tanque LC, que atraviesa el solenoide aplicador de campo. El panel derecho muestra los valores de pico $V=162$ mV (que con la pinza amperimétrica utilizada corresponde a $I=162$ A) y la frecuencia $f=93.46$ kHz.

La corriente en el tanque LC fue medida mediante una pinza amperimétrica, dando un valor de pico $I=162$ A. Este valor fue utilizado como entrada para las simulaciones numéricas del campo en el solenoide, utilizando el programa FEMM tal como mostré antes en la Figura 1, alcanzando valores de pico de $H=42$ kA/m.

El objetivo principal del presente trabajo ha consistido en el diseño de interfaces de control compatibles con el equipo generador de campos de radiofrecuencia, la caracterización del comportamiento térmico del sistema y la búsqueda e implementación de una solución que lo haga operable todo el proceso de diseño e implementación se detalla de forma lógica en los siguientes apartados.

3. Estudio de las posibles soluciones.

A partir de aquí iré describiendo uno a uno los bloques que conforman el equipo y parametrizándolos para así después plantear las posibles soluciones con las que abordé el diseño. La Figura 4 muestra un esquema general conceptual donde se pueden apreciar los diferentes módulos que conforman el equipo y su interconexión entre sí. Los bloques desarrollados son, el sistema de refrigeración por medio de una placa peltier, el sensado de temperaturas en puntos clave por medio de termopares y un termómetro infrarrojo, la activación mediante relés de la bomba y el generador de ondas y el microcontrolador que armoniza todos ellos.

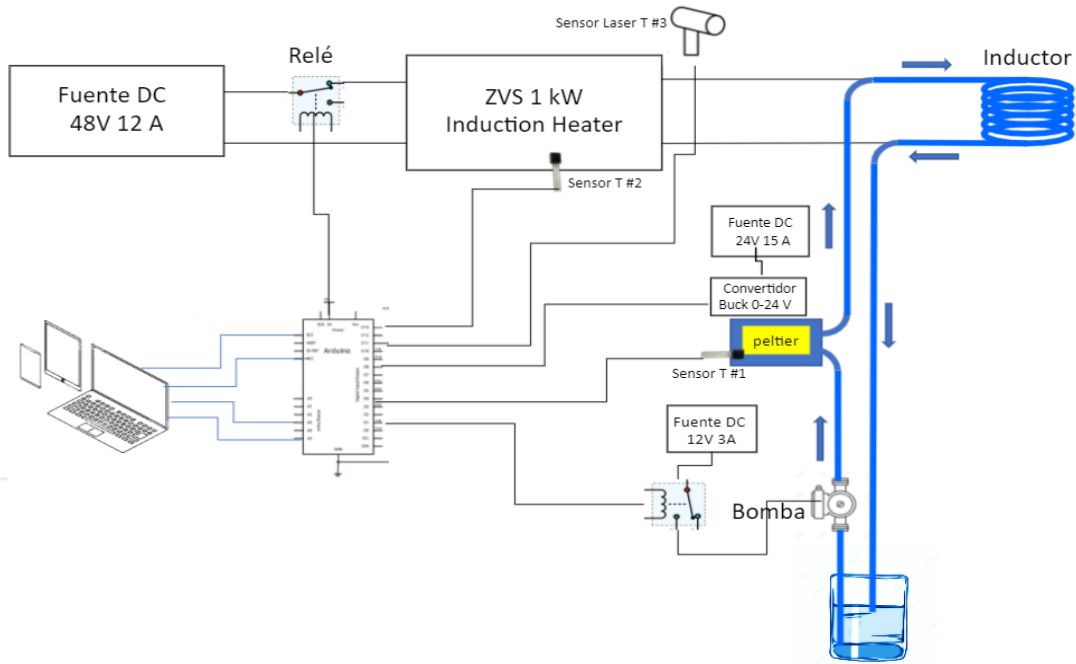


Figura 4-Esquema general conceptual

3.1. Estimación de la potencia de refrigeración del inductor.

Antes de referirme a la instrumentación y control en sí, conviene mostrar los cálculos realizados para estimar las dimensiones del ya mencionado problema de calentamiento que sufre la bobina. Para poder estimar las dimensiones del equipo hice un breve cálculo resumiendo la posible potencia disipada en forma de calor por la bobina. La potencia nominal (indicada por el fabricante) del ZVS es de 1 kW. En el laboratorio medimos una potencia real consumida de 301.6W, parte de esta surge de la disipación de la electrónica del ZVS y la otra en disipación Joule en la bobina, utilicé este mismo valor para las cuentas de la potencia disipada, aunque naturalmente es una sobreestimación, este sería el caudal necesario para mantener la temperatura en un rango de unos 5 °C, y precisamente sería el agua de refrigeración la que debiera absorber esa energía, o potencia.

$$Q = mc_p \Delta T, \quad P = \frac{dQ}{dt} = mc_p \frac{dT}{dt}$$

El caudal de agua:

$$\Phi = \frac{\text{volumen}}{\text{tiempo}} = \frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{\Delta m}{\delta \times \Delta t} \quad \frac{\Delta m}{\Delta t} = \Phi \times \delta$$

Entonces:

$$P = \Phi \times \delta \times c_p \times \Delta T$$

Tenemos $\delta = 0.997 \frac{g}{ml}$, $c_p = 4.182 \frac{J}{g \text{ } ^\circ C}$ del agua, entonces para mantener la temperatura en un rango $\Delta T=5 \text{ } ^\circ C$:

$$\phi = \frac{P}{\delta \times c_p \times \Delta T} = \frac{300 \frac{J}{s}}{0.997 \frac{g}{ml} \times 4.182 \frac{J}{g^{\circ}C} \times 5^{\circ}C} = 14.39 \frac{ml}{s} = 0.86 \frac{l}{min}$$

Por supuesto esto es una sobreestimación, parte de la potencia se disipa en la propia fuente, otra parte es absorbida por las nanopartículas y sobre todo hay disipación de calor del inductor al aire.

Con esto he podido parametrizar las magnitudes más relevantes del circuito refrigerador de la bobina, sin embargo, tras testear su uso en la realidad aparecía otro problema; uno de los objetivos del diseño es hacer del sistema un equipo portable, y para ello debía reducir tanto como fuera posible las dimensiones del reservorio de líquido refrigerante en pos de su miniaturización, tratándose en este caso de agua, el caudal calculado supondría o bien demasiados litros en el tanque o muy poco tiempo operativo antes del calentamiento puesto que el circuito refrigerante era un circuito cerrado, y el agua absorbía el calor de la bobina pero se calentaba rápidamente, en la práctica se evidenciaba como la disipación de calor al ambiente que tenía el agua al atravesar los tubos del circuito no era la suficiente para mantenerla a una temperatura razonable la cual bajara lo suficiente la temperatura en la bobina. En este punto se plantearon diferentes soluciones para mantener a una temperatura razonable el agua del circuito refrigerante: un equipo intercambiador de calor, ventiladores, etc. Sin embargo, la necesidad de un enfriamiento activo y la posibilidad del control que ofrecía una placa peltier me convenció.

3.1.1. Funcionamiento de una placa peltier.

El funcionamiento de las placas peltier se basa en los principios del efecto [termoeléctrico](#), por el cual un gradiente de temperatura provoca la difusión de portadores cargados en un material que posea electrones o huecos, difusión que se da del lado caliente al frío, como sucede en un gas que se expande cuando se calienta. Esta difusión crea una corriente eléctrica inducida termalmente, tal como se representa en la Figura 5. La principal diferencia frente al efecto Joule del que ya he hablado, es que los efectos derivados del termoeléctrico pueden ser termodinámicamente reversibles, mientras que calentando un material resistivo nunca seríamos capaces de obtener un voltaje.

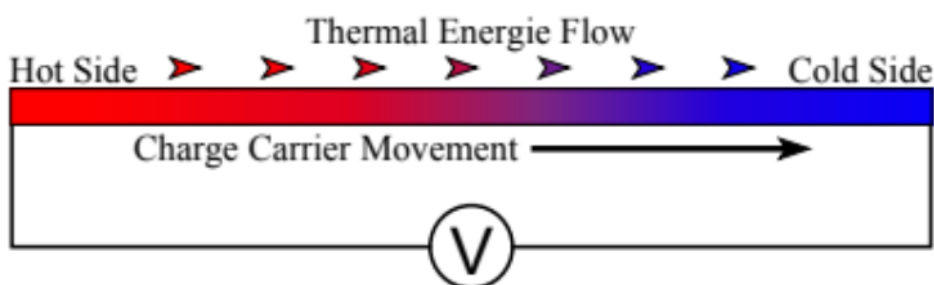


Figura 5-Fundamento efecto termoeléctrico. [Fuente](#)

Puesto que es reversible, este efecto se puede utilizar tanto para generar electricidad como para absorber o generar calor, el primer uso es el que se da en los muy utilizados termopares, que generan una pequeña diferencia de potencial cuando se tienen temperaturas distintas en la unión de dos metales distintos.

Por el contrario, las placas peltier se basan en el efecto opuesto, utilizando semiconductores de tipo n y de tipo p para tener densidades de electrones diferentes, y conectándolos con uniones de cobre de manera que cuando se aplique un voltaje a los extremos libres de los conductores haya un flujo de corriente, este causara una diferencia de temperatura entre los dos lados donde están montados los semiconductores tal y como se muestra en la Figura 6.

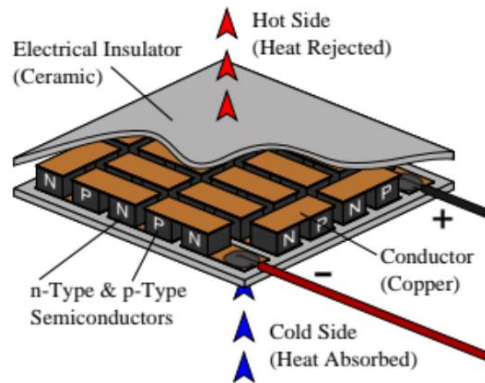


Figura 6-Construcción placa peltier. Fuente

En mi diseño utilicé la cara fría junto a un intercambiador por el que circula el agua haciendo que esta se enfríe, también es posible medir la temperatura del agua a la entrada y salida de la bobina para estimar la temperatura de ésta en caso de que no se utilice el sensor a distancia. Tuve que prestar atención también a disipar el calor de la cara caliente del peltier, puesto que la eficiencia de estos baja enormemente cuando la diferencia de temperatura entre las caras se hace próxima a los 70 °C, además de que se podría llegar a quemar, para este fin planteé utilizar un disipador junto a un ventilador u otro intercambiador por el que circulara agua, ambos proporcionaban la convección forzada suficiente para evacuar el calor de la cara caliente. [3] El esquema para su construcción fue similar a la figura 7:

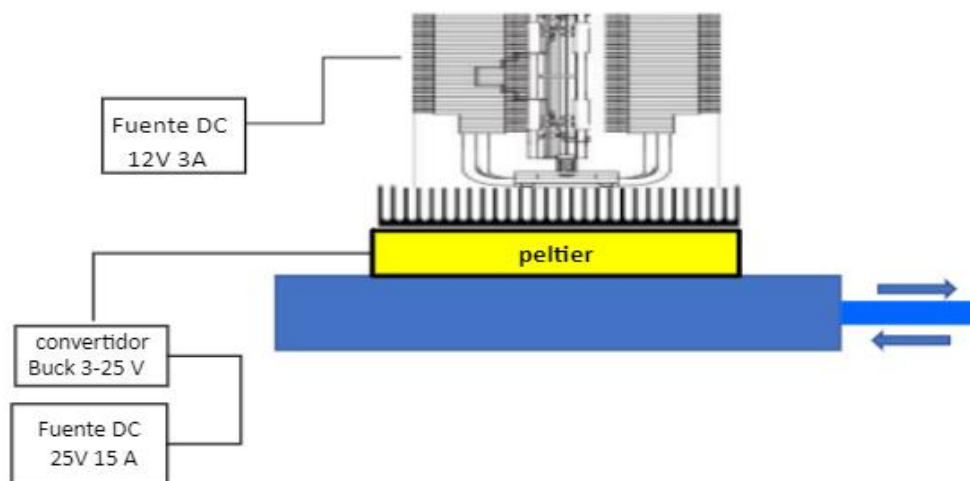


Figura 7-Esquema construcción modulo enfriador

Tras analizar el funcionamiento del peltier decidí que resultaba una buena opción puesto que podía controlar el enfriamiento con la tensión de alimentación y concentrarme en un diseño portable; si absorbes el suficiente calor, es decir, absorbiendo suficientes Ws con el peltier, las cuentas anteriores que determinaban el caudal cambian, disminuyendo P y por tanto el Φ que

necesita la bomba de agua. Traté también de colocarlo justo antes del inductor, así, el agua entra fría a este, manteniéndolo a menor temperatura lo que permitirá mayor tiempo de operación antes de que empiece a calentarse demasiado. La conexión de estos elementos con el peltier daría como resultado un circuito hidráulico como el que se ve en la Figura 4 anterior, donde se observa cómo atraviesa el inductor y recoge el agua de un reservorio. Con esto realmente se dispone de 2 circuitos hidráulicos, uno por el que circulaba la mezcla con las nanopartículas magnéticas, al cual se le aplica el campo cuando pasa por el inductor, y otro con agua para refrigerar la bobina de la cual tengo control de su enfriamiento, este segundo circuito es al que me referiré siempre a partir de aquí.

4. Bloques hardware instrumentación y control.

Mediante una cámara termográfica comprobé cuáles eran los puntos clave donde llevar a cabo el sensado para el control y monitorización de la temperatura, uno es naturalmente la bobina por todo lo comentado anteriormente, sin embargo, esta presentaba un problema en su sensado directo por los métodos de instrumentación usuales, puesto que los fuertes campos que genera provocan corrientes en cualquier conductor, conduciendo a la aparición de ruido al sensar. Propuse dos opciones, o bien, una medida indirecta de la temperatura de este, midiendo el circuito que la refrigera en vez de directamente la bobina, o una medida con un sensor termómetro infrarrojo que midiera a la distancia suficiente. Con la cámara comprobé también que, al utilizar el equipo durante un tiempo prolongado, los 6 condensadores en paralelo que constituyen el tanque LC dentro del ZVS podían llegar alcanzar temperaturas indeseables, la medida de estas supuso también un desafío puesto que las magnitudes de potencia que maneja el ZVS generan ruido electromagnético, para tratar con este, diseñé filtros de paso bajo que explicaré más adelante. La instrumentación para la medida de la temperatura en estos puntos se implementó a través de un sensor de temperatura conectado a un Arduino a modo de Tarjeta de adquisición de datos, es decir, que utilice sus conversores ADC y sus puertos serie para establecer una comunicación con el ordenador, donde se monitoriza y controla el equipo. El Arduino está programado para enviar esta información a LabVIEW, donde diseñé el entorno gráfico y los esquemas de control, también es capaz de recibir las consignas de control que se envían desde la interfaz de LabVIEW para cambiar sus salidas en consonancia.

Tal y como se refleja en la figura 4 anterior, con todo lo contado hasta ahora, el sistema implementado tiene tres entradas y tres salidas en el Arduino. Dos de las entradas provienen de los dos sensores de temperatura y deberán asignarse a pines con entrada ADC, y la otra corresponde a la lectura de la temperatura que llevaremos a cabo por medio de sensor termómetro infrarrojo, esta va conectada a los pines A4 y A5 del Arduino. Dos de las salidas se dedican, una a la activación del relé que encenderá el sistema de potencia, en nuestro el generador de ondas, y la otra al encendido del relé que ponga en marcha la bomba del circuito refrigerador. La otra salida pertenece a la consigna PWM que determinará la potencia en la refrigeración, y, mientras que las otras dos salidas pueden pertenecer a cualquiera de los pines con salida digital, esta última debía conectarse con uno de los pines de salida digital que poseen módulo PWM.

4.1. Microcontrolador.

Decidí utilizar un microcontrolador de la marca [Arduino](#) por diversos motivos, uno de ellos es el nivel de integración que permitía entre Microcontrolador y LabVIEW, el cual se explicará más adelante en profundidad. Estas posibilidades de conexión con LabVIEW, su extendido uso, y amplio abanico de bibliotecas disponibles, hacían que este microcontrolador cumpliera con uno de los ejes de este proyecto, la modularidad, puesto que el equipo estaba siendo diseñado para un entorno de investigación, por lo cual debía estar abierto a modificaciones futuras o añadido de nuevos elementos. De entre todos los microcontroladores de esta marca he utilizado un [Arduino Uno](#) para las pruebas y proceso de desarrollo, puesto que este facilitaba el intercambio de conexiones y puertos, y por sus adecuados tamaño y cantidad de puertos usé un [Arduino Nano](#) para el circuito final, este además tenía la que para mí suponía resolución suficiente en la lectura del sensor de temperatura.

4.2. Bloque Relé y bomba.

El relé se utiliza para controlar el apagado y encendido del sistema de potencia que crea el campo y la bomba que empuja el circuito refrigerante, así, puedo manejarlos desde el ordenador en vez de manualmente, también da pie a la implementación de un apagado programado o de emergencia. Puesto que los pines de salida digital de Arduino solo proporcionan 40 mA a la salida, se utilizó el típico esquema de transistor como interruptor, permitiendo la saturación o corte de esta la conducción o no de corriente en el relé, el cual dota también de aislamiento galvánico a el circuito de control donde esta el Arduino respecto del sistema que activemos. Dado que la corriente que requiere el relé es baja, la corriente que atraviesa el transistor no es lo suficientemente alta como para preocuparnos por sus pérdidas en conducción.

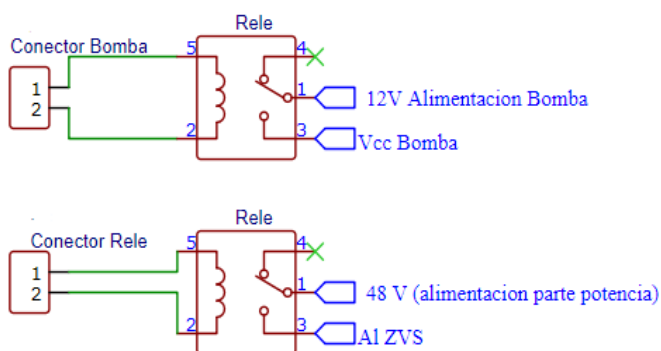


Figura 8-Esquema interconexión relés

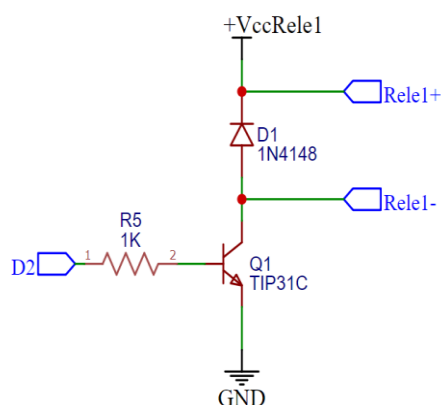


Figura 9-Esquema driver relé

La figura 9 representa el esquema del circuito para el driver que disparara la activación del relé, el diodo debe soportar el voltaje suficiente en inversa para no conducir en inversa y el transistor basta con que sea de media potencia y propósito general, el uso de estos modelos en específico no es estrictamente necesario mientras que cumplan con los requisitos comentados, he utilizado estos por su disponibilidad en el laboratorio. La otra imagen, figura 8, es explicativa de cómo deberán ir conectados los relés fuera de la PCB.

4.3. Termómetro infrarrojo.

El punto más problemático respecto a las temperaturas alcanzadas era la bobina, pero su medición planteaba un problema, puesto que genera intensos campos electromagnéticos que interferían al medir mediante métodos usuales como termopares y termistores.

La solución planteada fue utilizar un termómetro infrarrojo a distancia, ya que siendo de plástico la superficie de la bobina nos daría una medida rápida y exacta de esta, también brindaría la posibilidad de medir otras partes del equipo tan solo cambiando su orientación. En el mercado existen diversos módulos de termómetros infrarrojos que incorporan ya la electrónica necesaria para establecer una comunicación con el Arduino, de entre estos elegí la serie [MLX90614](#), en concreto el MLX90614ESF-DCI que al tener menor ángulo de visión me permitía posicionar el sensor a mayor distancia de la bobina.

La comunicación se establece por SMBus, un subconjunto del I2C, para ello conecté los pines SDA (Pin A4) y SCL (Pin A5) del Arduino a los dos puertos de comunicación correspondientes del módulo del MLX, alimentándolo con los 5V del Arduino y con masa, su implementación resulto sencilla.

4.4. Sensores de temperatura.

Se necesitó medir la temperatura cerca de los condensadores del tanque LC para asegurar que no hubiera problemas de sobrecalentamiento en la parte del generador de ondas del equipo. También en la placa peltier o cerca de ésta, puesto que fue una de las medidas de temperatura con la que se controlaba la refrigeración, ya que, midiendo la temperatura del agua refrigerante podría controlar que esta se mantuviera por debajo de la de la bobina para que hubiera la suficiente transferencia de calor.

Son muchos los sensores de temperatura utilizados para este tipo de aplicaciones, me decanté por el termopar por su disponibilidad en el laboratorio y su modularidad al implementarse con un transmisor de temperatura.



Figura 10-Esquema termopar tipo K

Un termopar tipo K como el que representa la Figura 10 tiene una sensibilidad de unos $40 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ mientras que los ADC de Arduino UNO y Arduino Nano son de 10 bits con 5V de fondo de escala, por lo que su tensión por bit es de $4,88 \text{ mV/bit}$ (Vlsb), hay una clara necesidad de amplificación que en mi caso llevé a cabo mediante un transmisor de temperatura.

Los transmisores de temperatura generan una corriente eléctrica de 4 a 20 mA directamente proporcional a la diferencia de tensión que genera el termopar, de forma que a la salida del transmisor se coloca una resistencia de sensado donde cae la tensión que se digitaliza en el Arduino, midiendo así la temperatura.

La elección del transmisor de temperatura proviene una vez más a raíz de la modularidad del diseño, puesto al usar un transmisor el usuario será capaz de sustituir el termopar sin problemas y ajustar la calibración como desee, incluso podría cambiar el tipo de transmisor de temperatura por pongamos un RTD sin tener que alterar el circuito (con algunas simples modificaciones del programa en LabVIEW) y seguir utilizando el equipo.

Los transmisores de temperatura disponen de 2 potenciómetros para ajustar su escala y calibrarlos, si utilizamos la calibración por defecto obtendremos 4mA con 0°C y 20 mA con 200°C (En un termopar tipo K), por lo que sabiendo que el fondo de escala del ADC del Arduino es de 5V se colocara o bien una resistencia de 250 ohmios que se ajuste a la perfección al fondo de escala o una de 330 ohmios puesto que en mi caso no llegara a medir 200°C. Conociendo esta relación entre corriente y temperatura, pude estimar la dependencia entre temperatura y tensión digitalizada, además de la sensibilidad del ADC:

$$mA = 4mA * 0.08 \frac{mA}{^{\circ}C} * T(^{\circ}C) \rightarrow \begin{cases} 0^{\circ}C \Rightarrow 4mA \\ 200^{\circ}C \Rightarrow 20mA \end{cases}$$

$$20mA * R_{sens} = V, \quad f_{escala} = 5V \Rightarrow R_{sens} = 250 \Omega$$

$$\text{Eligiendo } R_{sens} = 330\Omega \Rightarrow V_{max\ adc} = 5V = \frac{5V / 330\Omega}{0.08mA/^{\circ}C} = 189.39^{\circ}C$$

$$V = 1.32V + 0.0264 \frac{V}{^{\circ}C} * T(^{\circ}C) \Rightarrow T(^{\circ}C) = 37.87 \frac{^{\circ}C}{V} * V - 50^{\circ}C$$

$$\frac{189.39 - 0^{\circ}C}{1024 - 1\ bits} = 0.18^{\circ}C/bit$$

→ Aproximadamente 1/5 de sensibilidad de °C al digitalizar

Consideraré que es más que suficiente con 1/5 °C de sensibilidad por lo que con los 10 bits de resolución del Arduino tuve suficiente.

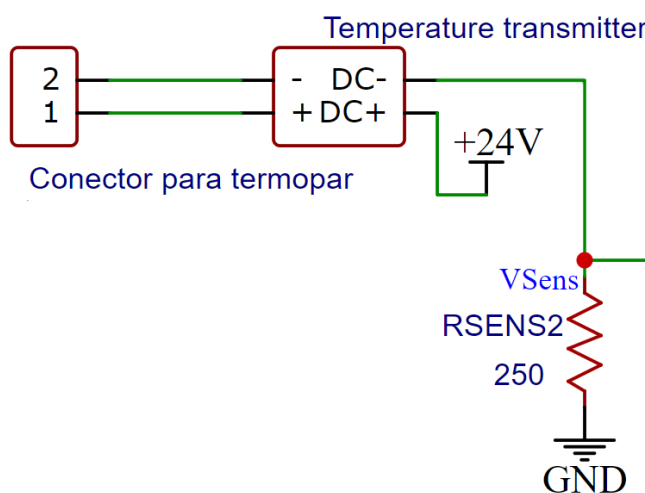


Figura 11-Esquema montaje transmisor de temperatura

El montaje es similar a lo representado en la Figura 11, aunque añadí también un seguidor de tensión para que no tuviera problemas de adaptación de impedancias y un filtro paso bajo, esto se desarrolla en la parte experimental donde se presenta el circuito al completo.

4.5. Placa peltier y convertidor Buck.

Aquí explico cómo controlé realmente el enfriamiento de la bobina gracias a la absorción de calor desarrollada en el peltier. La cantidad de calor que un peltier puede absorber se puede aproximar con el coeficiente peltier (P):

$$Q = P * I * t \Rightarrow P_{abs} = P * I$$

Este suele rondar magnitudes de 10 vatios por amperio, pero varía bastante con la diferencia de temperatura entre las caras y el calor producido en la resistencia interna del peltier. Como se puede observar es lineal con la corriente, y puesto que la curva Voltaje-Intensidad es también razonablemente lineal fui capaz de controlar el enfriamiento a reduciendo o elevando la tensión con que lo alimentaba, la figura 12 muestra los valores obtenidos de corriente al alimentar con diferentes tensiones y aproxima al comportamiento resistivo al ser cuasi lineal, habiendo obtenido una resistencia equivalente de unos 1.8 Ω .

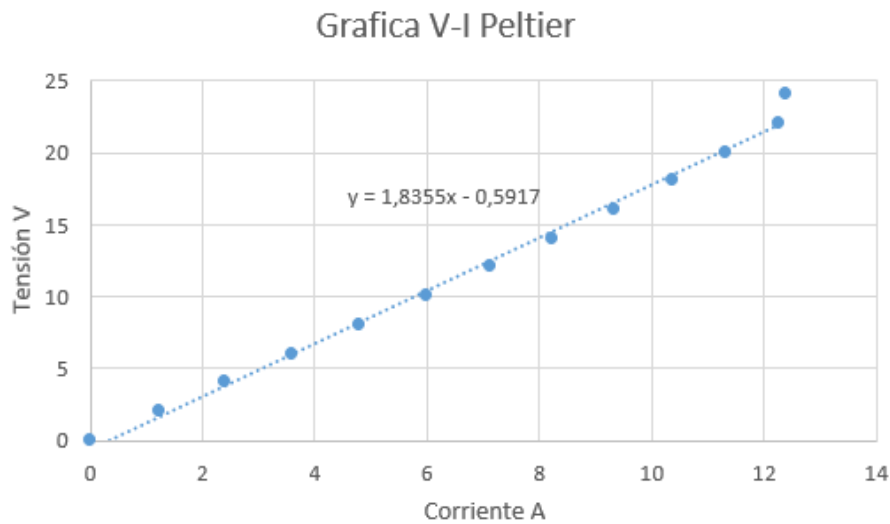


Figura 12-Grafica tensión e intensidad del peltier

La conexión directa a un PWM como alimentación es inadecuada, sobre todo en las aplicaciones como refrigerador, puesto que los rápidos y grandes picos de corriente serían nocivos para el rendimiento de la placa, teniendo en cuenta las pérdidas por $I^2 R_{int}$.

Normalmente los fabricantes especifican un rizado en la tensión de alimentación no mayor del 10%, así que trate con mi diseño de mantenerlo por debajo de ese valor y de poder controlar el valor de la tensión con que alimente. Sin embargo, aunque la alimentación con pulsos demasiado rápidos fue descartada, una implementación de ON-OFF en una ventana de temperatura, similar a la de un horno doméstico, que se enciende a plena potencia hasta que alcanza una temperatura donde se apaga y no vuelve a encenderse hasta que baja a determinada temperatura, sí que resultó funcional puesto que los parámetros temporales térmicos no muchos más lentos que los eléctricos. La primera idea conllevó más electrónica pero permite hacer un control más preciso de la temperatura, por el contrario la segunda fue mucho más simple y no tan precisa; pero para nuestra aplicación resultó suficiente. Una vez más, por el contexto investigativo donde se va a utilizar el equipo, se implementaron ambos controles para ya fuera el caso querer fijar una temperatura concreta o tan solo regular la temperatura en una ventana.

La idea de cómo implementar la regulación de la mencionada tensión de alimentación del peltier fue mediante un convertidor Buck CC-CC, que permitió modular la tensión proporcionalmente al ciclo de servicio de la señal PWM del Arduino.

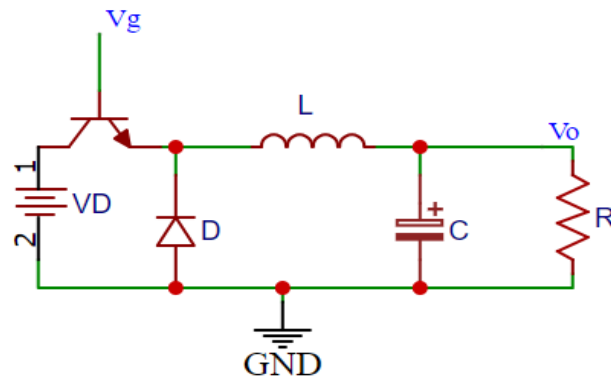


Figura 13-Esquema básico reductor buck

La figura 13 representa el esquema básico de un controlador reductor buck, en nuestro caso la resistencia representa a la placa peltier, y el encargado de la conmutación es un transistor mosfet.

[4] Cuando el transistor está ON la bobina ve prácticamente la tensión de alimentación y el diodo permanece OFF, por el contrario, cuando el transistor está OFF, el diodo conduce, teniendo entonces a la entrada de la bobina masa (sin contar la tensión que cae en el diodo en conducción) y descargándose el condensador. La tensión y la corriente que tiene en estos estados la bobina están representadas en la figura 14:

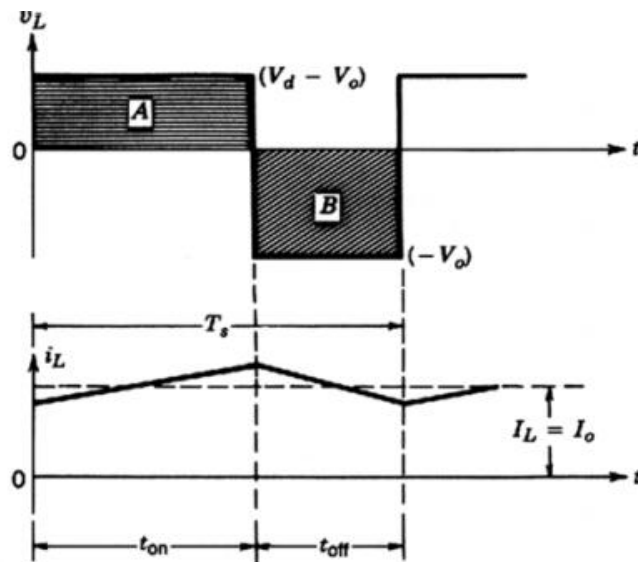


Figura 14-Tension y Corriente bobina en un buck. [4]

Las ecuaciones que obtuve a partir de esto en la bobina son las siguientes:

$$(V_d - V_o) * t_{on} - V_o * t_{off} = 0, \quad \hat{I}_L = i_L(0) + \frac{V_d - V_o}{L} * t_{on}$$

Sabiendo que $D = \frac{t_{on}}{T_s}$ y que $1 - D = \frac{t_{off}}{T_s}$:

$$V_o = D * V_d$$

A partir de las ecuaciones del condensador pude obtener el rizado de la tensión de salida:

$$\Delta V_o = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_c dt \simeq \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{T_s \Delta I_L}{2} = \frac{T_s \Delta I_L}{8C}$$

Siendo este rizado proporcional al periodo del PWM, pero mucho menor que si alimentara directamente.

La tensión de la fuente de alimentación, el voltaje a la salida del convertidor y las corrientes máxima y mínima son requerimientos del diseño que condicionan la elección de condensador y bobina. En mi caso la fuente es de 24 V, acorde a la tensión máxima con la que se puede alimentar el Peltier, la de salida mínima es de 0 V estando en corte y 24 V máximos a la salida cuando el mosfet se quede en saturación, sin embargo, para los cálculos de bobina y condensador utilice como estados límite las tensiones que tenía con $D=0.05$ y $D=0.95$, que resultan 1.2 V y 22.8 V respectivamente, puesto que en los otros dos estados extremos el buck ya no opera como convertidor, se estaría operando en continua por lo que la bobina sería aproximable a un corto y el condensador a un circuito abierto teni.

La frecuencia de operación por defecto del PWM de Arduino es de 1kHz en algunos pines y de 500Hz en otros, con esta frecuencia los valores de capacitancia e inductancia necesarios eran demasiado altos si pretendía tener poco rizado a la salida del convertidor, por lo que configuré uno de los timers del Arduino para subir la frecuencia del PWM hasta 7.8KHz.

En el laboratorio disponía de un inductor con 47uH, con esta inductancia tenía considerables rizados en la corriente teórica que atravesaba la bobina, en el peor caso:

$$D = 0.5, V_o = 12V, t_{on} = 64.1\mu S \Rightarrow \Delta I_L = \frac{V_d - V_o}{L} * t_{on} \simeq 16A$$

Esto llevó a la elección del condensador, teniendo en cuenta que el rizado de V_o no debía ser mayor del 10% y mediante la fórmula anterior que daba el rizado de la tensión de salida:

$$\Delta V_o = 0.1 * 12V = 1.2V < \frac{T_s \Delta I_L}{8C} \Rightarrow C > \frac{T_s \Delta I_L}{8 * 1.2} \simeq 215\mu F$$

Escogí entonces un condensador de 1000uF que cumplía sobradamente las restricciones.

5. Diseño electrónico y simulaciones.

Hasta aquí ya se han explicado los principios de funcionamiento de cada uno de los bloques además de la justificación para su uso, a partir de aquí trataré de describir el proceso de desarrollo para su diseño final completo, hablaré tanto de las pruebas hechas en simulación como de los resultados reales obtenidos en las pruebas de funcionamiento, y cómo estos obligaron al rediseño de alguno de los circuitos.

5.1. Diseño driver sensor Termopar.

Tal como ya había comentado, no digitalizaba directamente la tensión que caía en la resistencia de sensado puesto que podía incurrir en problemas de adaptación de impedancia entre la R_{sens} y la resistencia de entrada al Arduino, por lo que utilice una etapa seguidora de tensión, de manera que fue la tensión a su salida la que se digitalizaba, escogí un OP07 por sus bajos valores de Voffset e Ibias y por su alta impedancia de entrada y CMRR, los cuales lo convierte en uno de los amplificadores operacionales más utilizados en aplicaciones de instrumentación.

Para comprobar su funcionamiento monté en una placa protoboard un circuito como el de la Figura 15, utilizando además un transmisor de temperatura calibrado entre 0°C y 200°C, se pudo constatar cómo la tensión que llegaba al ADC1 del Arduino era lineal con la temperatura a razón aproximada de lo teóricamente calculado.

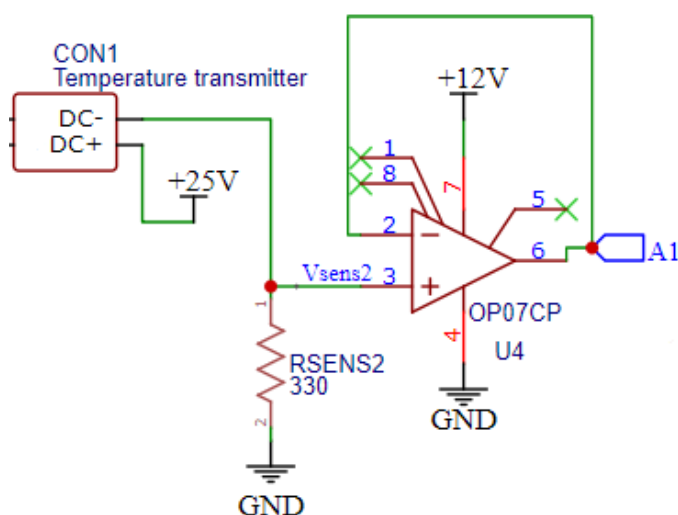


Figura 15-Esquema primer circuito termopar

Por ejemplo, para la temperatura ambiente de 21°C la lectura de la tensión en la resistencia R_{sens2} daba 1.88 V, o lo que es equivalente 21.5 °C una vez digitalizada la tensión. Esta temperatura se obtenía después de enviar el dato en bits a LabVIEW, operándolo por la función inversa a la obtenida anteriormente de tensión en función de la temperatura se obtenía la temperatura medida:

$$V = 1.32V + 0.0264 \frac{V}{^{\circ}C} * T(^{\circ}C) \Rightarrow ^{\circ}C = 37.87 \frac{^{\circ}C}{V} * V_{medida} - 50 ^{\circ}C$$

Sin embargo, tal y como me figuraba que podría pasar, al hacer una medida de la temperatura de elementos dentro del equipo generador de ondas sus altas corrientes generaban ruido electromagnético en el sensado. En la figura 16 vemos la medida de temperatura que visualizaba en LabVIEW, al principio el generador de ondas estaba encendido y la señal está claramente distorsionada, pero en cuanto lo apagué la medida se volvía mucho más clara. (La razón por la que la temperatura subía cuando lo apagaba es que justo se apagan también unos ventiladores que refrigeran el ZVS)

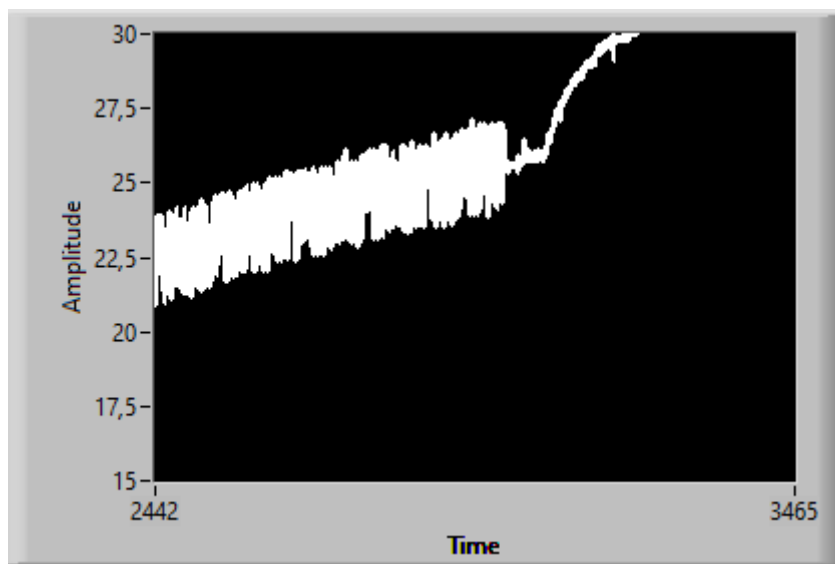


Figura 16-Temperatura medida con primer esquema termopar

Para eliminar este ruido diseñé un filtro activo de segundo orden paso bajo con el que logré disminuir el ruido de alta frecuencia generado en el ZVS hasta valores satisfactorios de hasta un 70% menos.

5.1.1. Filtro activo segundo orden.

Para el filtro paso bajo de segundo orden utilicé la estructura Sallen-Key [5], resultaba adecuada por su simplicidad, ya que está formada por un número mínimo de componentes pasivos, y por su versatilidad, pudiéndose adaptar a gran número de situaciones. Su estructura es la de la figura 17, aunque en mi caso no fue necesario utilizar las resistencias R3 y R4 ya que trabajaba con ganancia unidad, en cuyo caso, la red de realimentación negativa tan sólo propicia la estabilidad.

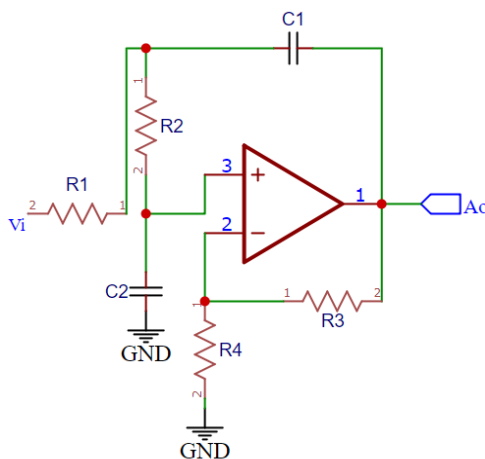


Figura 17-Estructura Sallen-Key

Por otro lado, la red de realimentación positiva integrada por R1, C1, R2 y C2, realiza la función selectiva a la frecuencia característica del filtro, naturalmente se diseñó también para que cumpliera la ineludible condición de estabilidad.

En el caso particular de una ganancia K unidad y siendo c la relación entre los condensadores (C2/C1=C), las ecuaciones de los parámetros más relevantes quedaban así:

$$f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{c}RC}, \quad C = \delta^2$$

Con $\delta = 0.7$ no existe pico en el módulo de la respuesta en frecuencia, por lo que escogí un condensador con el doble de capacitancia que el otro. Escogiendo resistencias de 100k Ω y condensadores de C1=20nF y C2=10nF obtuve una f_n teórica de unos 112 Hz.

Probando este diseño en simulación obtuve valores similares a los teóricos como vemos en la figura 18.

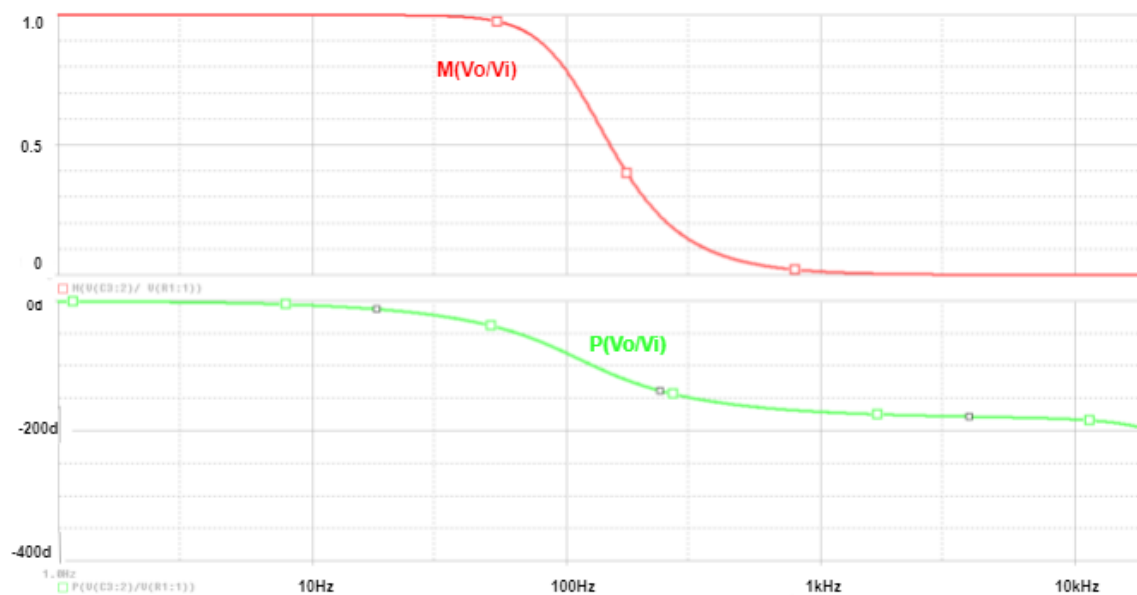


Figura 18-Modulo y fase en simulación

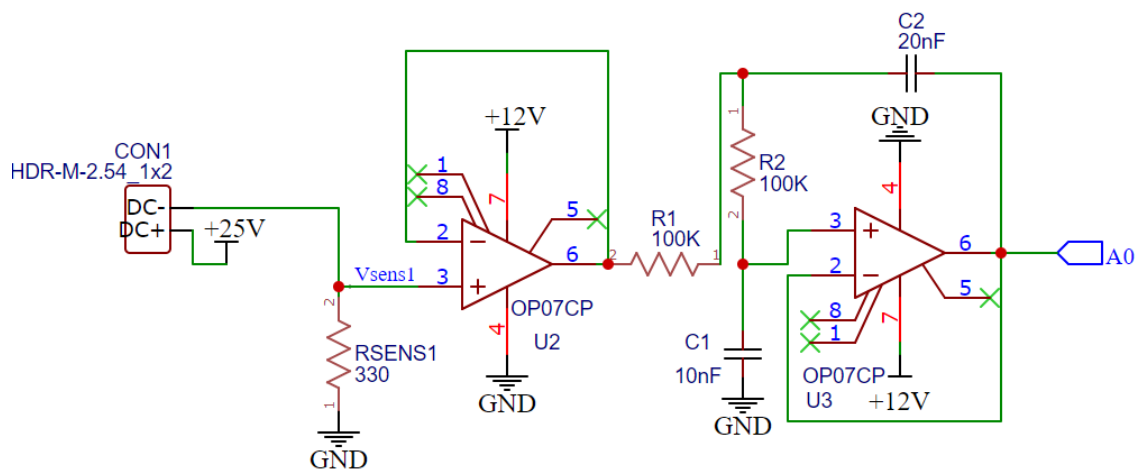


Figura 19-Esquema circuito final termopar

Para probar el funcionamiento del bloque construí en una placa protoboard el circuito de la Figura 19, que juntaba: transmisor de temperatura y R de sensado - seguidor de tensión - filtro segundo orden. Pude constatar su eficacia al comparar, como muestro en la Figura 20 con dos terminales de LabVIEW, la misma lectura del termopar con y sin el filtro diseñado.

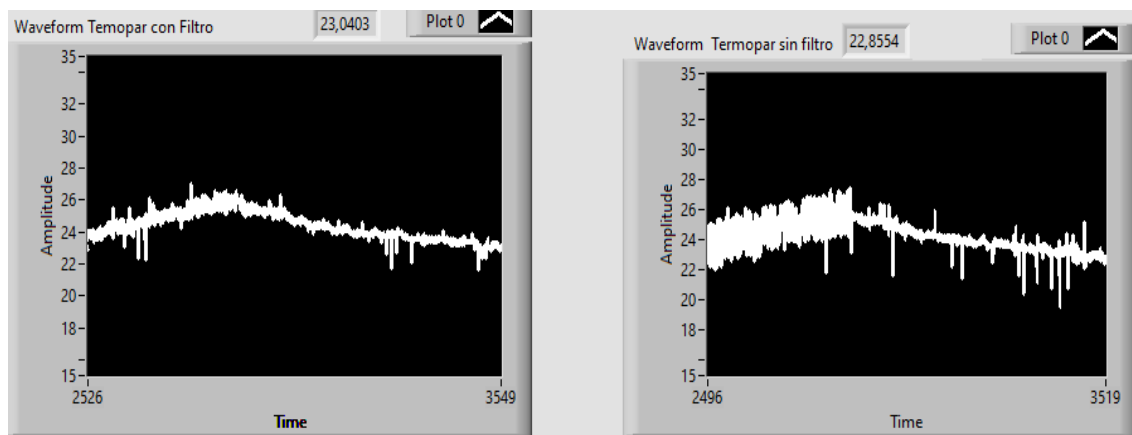


Figura 20-Lectura temperatura con y sin filtro

Lo que vemos en la figura 20 son dos terminales de LabVIEW después de hacer la digitalización de la tensión y la conversión de nuevo a la Temperatura correspondiente, en el primero la entrada ADC del Arduino se conectó a la salida del filtro de segundo orden mientras que en el segundo conecté directamente otra entrada ADC del Arduino a la salida del seguidor de tensión. Al principio el ZVS está encendido y se observa como la segunda posee mucho más ruido procedente del ruido electromagnético generado por el generador de ondas. Aun así, la primera medida posee algunas fluctuaciones indeseables en la medida que logré resolver más tarde con la inclusión de un optoacoplador y un filtro digital en LabVIEW que calculaba el promedio de las 5 últimas medidas para visualizar así una señal más suave.

5.2. Diseño convertidor CC-CC buck.

En el apartado donde expliqué los principios de funcionamiento de un convertidor buck ya escogí los valores de condensador y bobina, aquí, explicaré cómo llevé a cabo el diseño y los ensayos del resto del circuito que conforma el módulo de control para la alimentación del peltier.

La hoja de datos provista por el fabricante de la placa peltier señalaba las magnitudes máximas de alimentación, 24V y 15A, aunque en las pruebas experimentales se quedaba en torno a los 12.5A. Estas magnitudes serán claves a la hora de elegir el resto de componentes del circuito de control, puesto que deberán ser capaces de soportar estos valores sin quemarse, ni afectar a su correcto funcionamiento. Con estas magnitudes el circuito pertenece ya a la región de electrónica de potencia, por lo que en el diseño tuve en cuenta esta condición teniendo que optimizar sus pérdidas por calentamiento. Los circuitos convertidores CC-CC que funcionan por conmutación de manera semejante al mío tienen que soportar elevadas cantidades de corriente y relativamente altas frecuencias de conmutación, es por esto y por la capacidad de operar en paralelo que en este tipo de circuitos se utilizan principalmente transistores MOSFET en vez de bipolares.

No es objeto de este TFG hacer un análisis profundo de los transistores MOSFET que ya son bien conocidos, pero sí que tuvo que tener en cuenta algunas de las conclusiones funcionales de sus características básicas de operación a la hora de diseñar el circuito [6], incluyendo también el diseño del driver de disparo.

El MOSFET es el encargado de permitir o no el paso de corriente a la bobina del buck, esto depende de la región de operación en que se sitúe al MOSFET, la cual determina el perfil del canal de conducción. Las curvas características y parámetros del datasheet informan de todo esto, y fueron la base para operar correctamente entre los dos modos extremos, corte y saturación.

En el modo de corte, hay inexistencia total de canal de conducción:

$$V_{GS} \leq V_T, I_D = 0$$

Mientras que en el modo de saturación el canal de conducción existe en toda su extensión entre fuente y drenaje:

$$V_{DS} \leq V_{GS} - V_T, I_D \text{ se incrementa fuertemente}$$

La corriente de puerta en régimen permanente es nula puesto que el MOSFET es una capacidad visto desde el terminal de puerta, así que, esta corriente por el terminal de puerta se restringe al transitorio de los estados permanentes de operación. Esto fue de vital importancia en el diseño puesto que no necesita del mantenimiento de una corriente por el terminal gate, pero sí que son claves los transitorios de corriente entre los estados de corte y saturación del transistor. La importancia de esto radica en la aparición de pérdidas en la conmutación de un estado a otro si no logra hacerse relativamente rápido, la figura 21 muestra la problemática de esta situación, al pasar de un estado donde no había conducción, pero caía toda la tensión en el MOSFET, a uno en que sucede lo opuesto. [4]

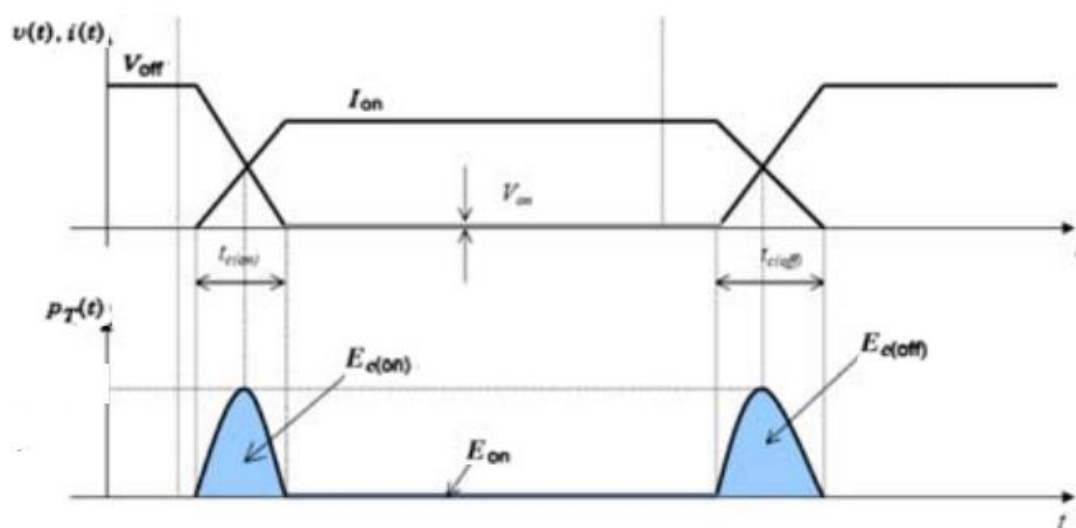


Figura 21-Esquema general pérdidas en conmutación [4]

Si la conmutación no es lo suficientemente rápida, este estado donde tensión y corriente conviven se alargaría, generando más pérdidas y el calentamiento del mosfet. Con lo explicado anteriormente se entiende como esta conmutación supone, esencialmente, la carga y descarga

de las capacidades equivalente de puerta-canal, y ha sido a través de la corriente que establezco por gate en los transitorios con lo que conseguía reducir los tiempos de conmutación. [7]

Primeramente, simulé el circuito de la Figura 23, pudiendo constatar como se muestra en la Figura 24, las pérdidas por conmutación que ocasionaba la limitación de corriente en gate provocada por las resistencias R2 y R3, por lo que quedo presente la necesidad de elevar la corriente por gate en la conmutación bien con otro esquema o reduciendo las resistencias.

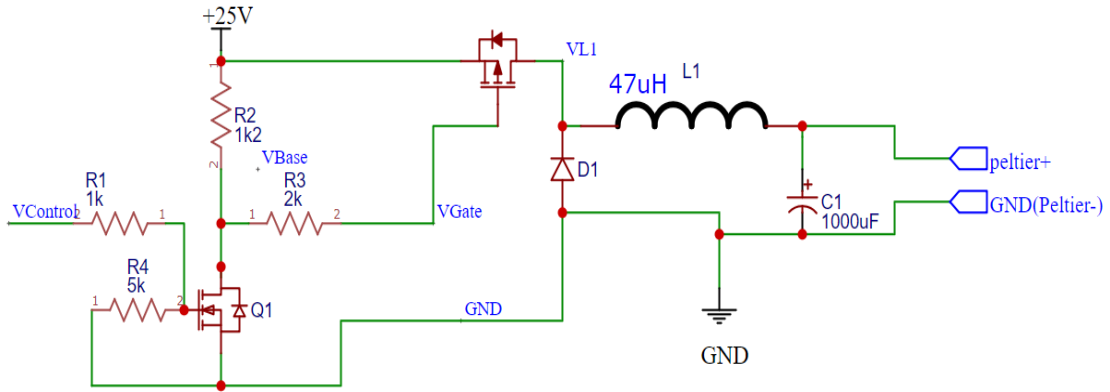


Figura 23-Esquema primer circuito buck

De la Figura 24 se observa claramente, analizando la señal superior que representa la potencia evacuada, que cuando coexisten tensión y corriente atravesando el mosfet (V_{ds} e I_d) hay importantes pérdidas que en mi diseño tuve que minimizar.

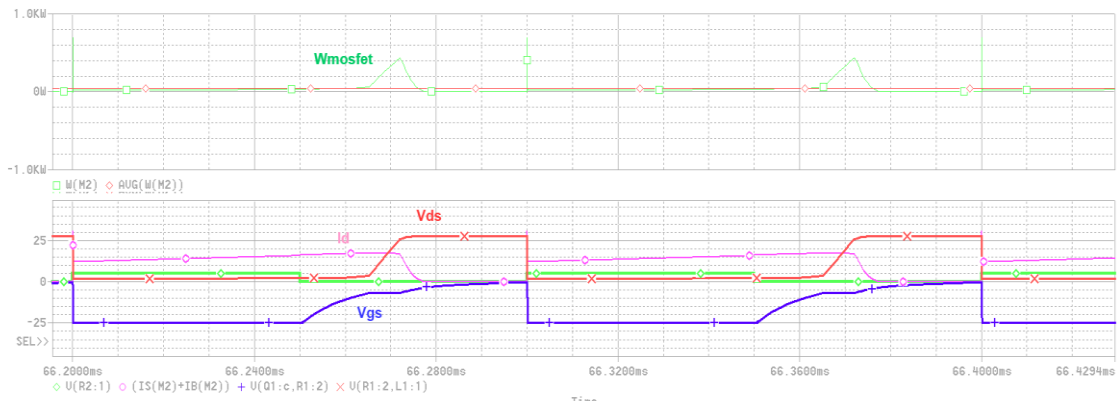


Figura 24-Perdidas por conmutación en simulación

5.2.1. Solución en simulación para las pérdidas en conmutación.

Para solucionar esto opté por utilizar una clásica etapa de potencia mediante dos bipolares NPN y PNP para establecer la tensión en gate y suministrar la corriente de carga y descarga de la capacidad equivalente en el canal GS. Probando esto en simulación con un circuito similar al anterior, pero incluyendo la etapa de potencia se obtuvieron los resultados de la Figura 25.

Con esta nueva implementación, tensión y paso de corriente apenas coexisten en el MOSFET al mismo tiempo y se minimizan las pérdidas por conmutación, esto queda reflejado en las señales de arriba que representan la potencia evacuada, siendo mucho menores que las de antes y provocadas casi únicamente por las pérdidas en conducción que surgen a partir de la resistencia interna del canal de conducción

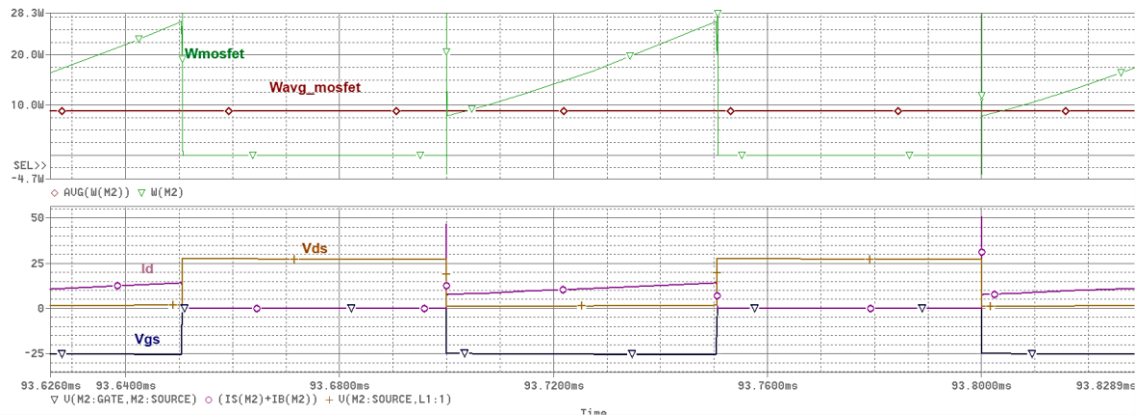


Figura 25-Solucion perdidas por conmutación en simulación

5.2.2. Circuito final y solución adoptada.

Para probar el circuito experimentalmente, además de montar el driver de disparo en una placa protoboard construí mediante placas de plástico acrílico y conectores de potencia, una superficie donde pudiera probar el circuito a plena potencia sin peligro, esta se puede ver en la Figura 26.

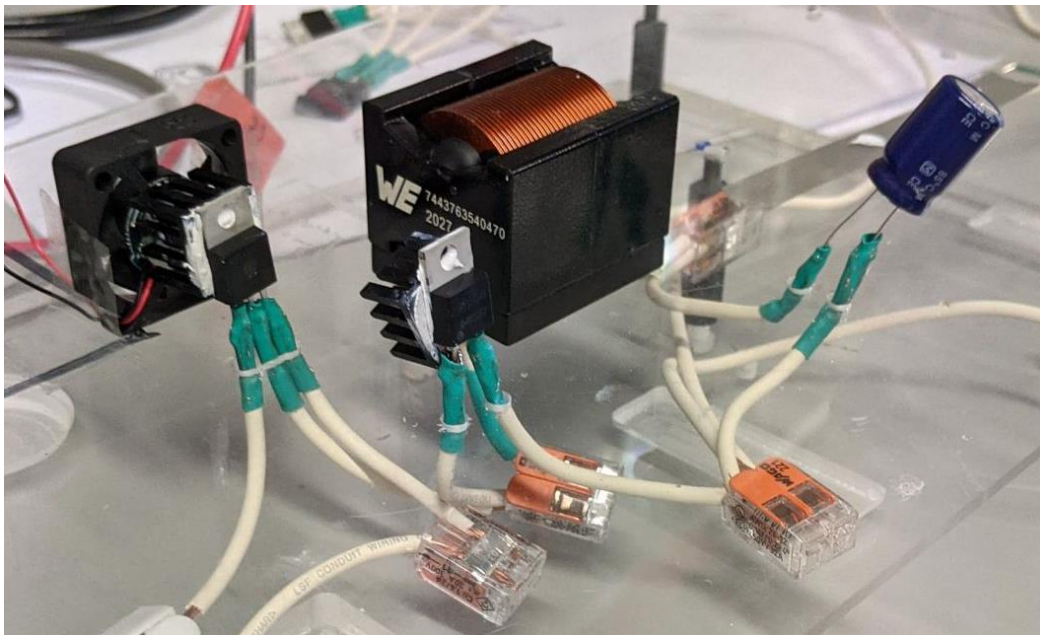


Figura 26-Montaje pruebas reductor buck

Tuve especial cuidado a la hora de elegir los componentes puesto que estos debían tener las especificaciones de corriente y tensión requeridas para el circuito. El más importante era el MOSFET para el cual busqué transistores con bajos valores de R_{ds} , y capaces de soportar V_{ds} de al menos $-25V$ y corrientes de $15A$. El utilizado posee los siguientes parámetros en su datasheet.

$$V_{DS} = -30V, V_{GS} = (5, -16V), R_{DS(on)} = 4.1 m\Omega, I_D = -80 A, R_{thJA} = 62 K/W, Q_g = 160 nC$$

De los cuales se pueden extraer las siguientes cuentas relevantes en lo que respecta a calor disipado:

$$P_{cond} = I^2 * R_{DS(on)} = 0.92 W$$

$$T = T_{amb} + P_{cond} * R_{thJA} = 79 ^\circ C$$

Esto sin tener en cuenta las pérdidas en conmutación, ya que esta nunca será instantánea como en la simulación, debido a la aparición de resistencias e inductancias parasitas. Pude estimarla con la siguiente aproximación:

$$t = \frac{Qg}{I_g} = 1.6 \mu S \text{ (Suponiendo } I_s = 0.1 A)$$

Que frente al periodo de 128.2 uS resulta relativamente pequeño, aunque esto es un valor teórico y en la realidad siempre aparecen otras magnitudes parásitas.

Al comprobar con la cámara termográfica los puntos de mayor disipación térmica se evidenció lo que cabría esperar con los resultados anteriores, el MOSFET y diodo necesitaban de un disipador y una ventilación para evacuar el calor que producía la potencia que consumían. Se constató también como si colocaba una resistencia entre la gate y el driver de disparo la conmutación se ralentizaba y aumentaban las pérdidas. Durante las pruebas también aparecieron en ocasiones oscilaciones en la tensión Vgs, estas se debían a que con las intensas variaciones de corriente surgían inductancias parásitas en los cables ($V(t)=Ldi/dt$), que producían junto a las capacidades equivalentes de la unión GS las típicas oscilaciones de un circuito R-L-C.

Para reducir las pérdidas en conducción coloqué varios MOSFET en paralelo de manera que la corriente se distribuyera entre todos en vez de por uno solo, la posibilidad de implementar este esquema en paralelo es una de las grandes ventajas frente al BJT, esto es posible puesto que el MOSFET no sufre de encabalgamiento térmico, la corriente en un MOSFET decrece con la temperatura lo que determina un proceso de realimentación negativa que hace que si uno de los transistores conduce más inicialmente tenga mayor disipación de potencia y por ende mayor Temperatura, lo que haría que su corriente disminuya, derivando en aumentar la corriente de los otros y dando como resultado final el reparto equilibrado de corrientes.

En las pruebas también se comprobó la necesidad de utilizar un optoacoplador para acoplar la señal PWM al driver disparador del MOSFET, separando así el módulo en dos circuitos con alimentaciones y masas diferentes. De otra manera, cuando intentaba sensar a la vez que regulaba la tensión en el buck, aparecían fuertes variaciones en la corriente de alimentación que estropeaban la digitalización de la señal medida en el Arduino. Se escogió un optoacoplador que funcionaba con tecnología MOSFET para que la conmutación fuera rápida y pudiera seguir sin problema la señal PWM que salía del Arduino.

Con todo lo descrito hasta aquí el circuito construido donde se hicieron las pruebas finales es el de la figura 27.

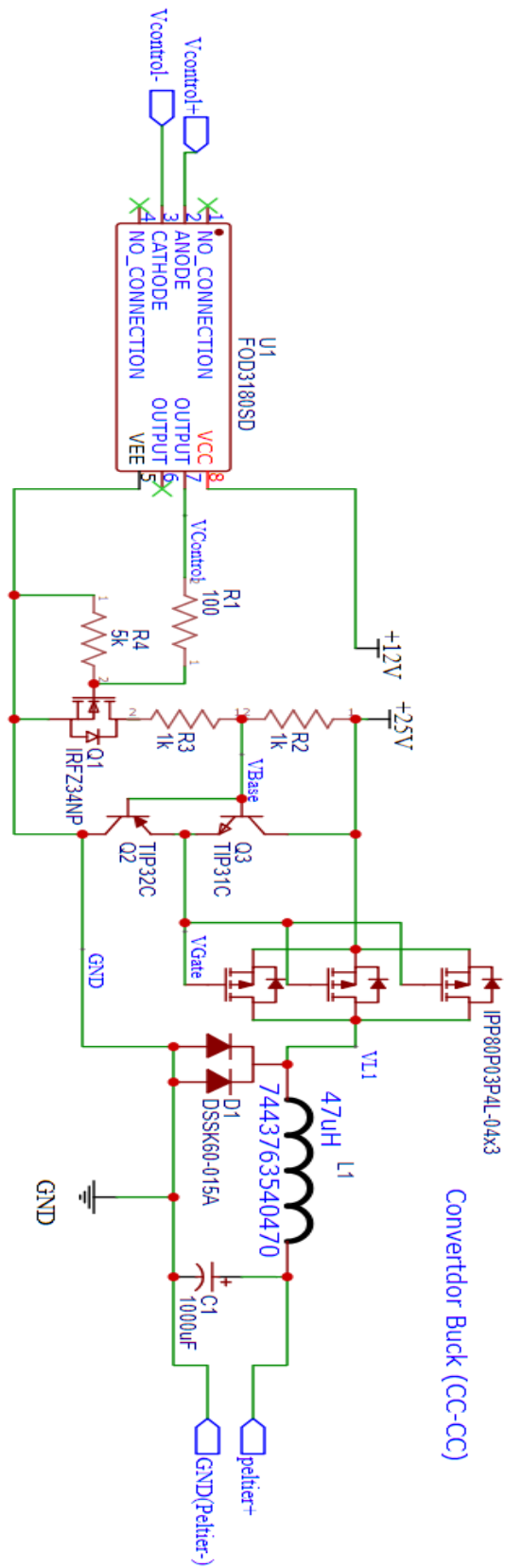


Figura 27-Esquema circuito final buck

Las siguientes figuras representan la tensión de alimentación del peltier V_o , la tensión entre source y gate V_{sg} , y la señal PWM en el pin de salida de Arduino V_{pwm} , las tres vistas en el osciloscopio al probar los diferentes modos de operación del control. Se puede comprobar como V_o efectivamente se regulaba a partir del ciclo de servicio establecido.

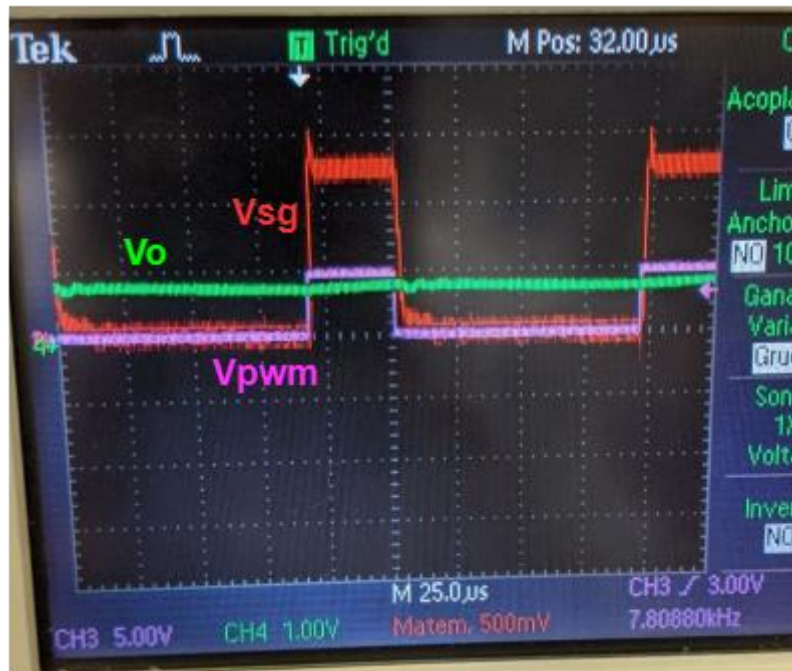


Figura 28-Tensiones en el buck con $D=0.25$

En la figura 28 con $D=0.25$ la tensión V_o se aproxima a unos 8 voltios.



Figura 29-Tensiones en el buck con $D=0.5$

Con $D=0.5$ en la figura 29 vemos como V_o es muy similar a los 12.5 V teóricos.

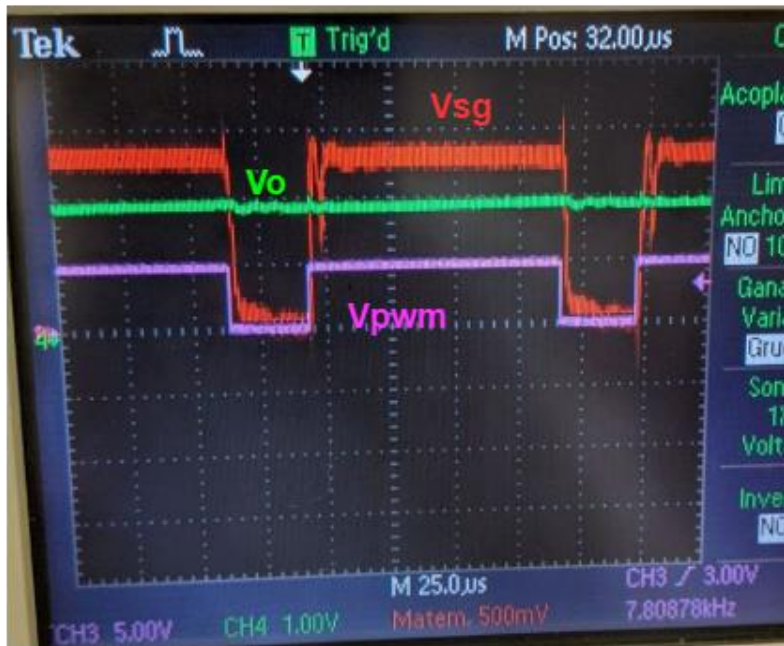


Figura 30-Tensiones en el buck con $D=0.75$

Si establecía $D=0.75$ V_o alcanzaba unos 19V similares a los 18V teóricos, esto se ve en la figura 30, donde también se puede apreciar una rápida oscilación justo después de la conmutación a saturación. La posibilidad de que aparecieran estas oscilaciones ya se había planteado en un apartado anterior y se debe a la inductancia parásita de los cables que aparece al haber aumentado la corriente, esta inductancia junto con las capacidades equivalentes de gate y la resistencia parásita de los cables ocasiona las oscilaciones típicas de un circuito R-L-C, queda por comprobar si en la PCB también aparecerán.

En la foto del osciloscopio correspondiente a la figura 31 podemos apreciar como V_o se mantiene dentro del margen establecido de un rizado no mayor al 10%.

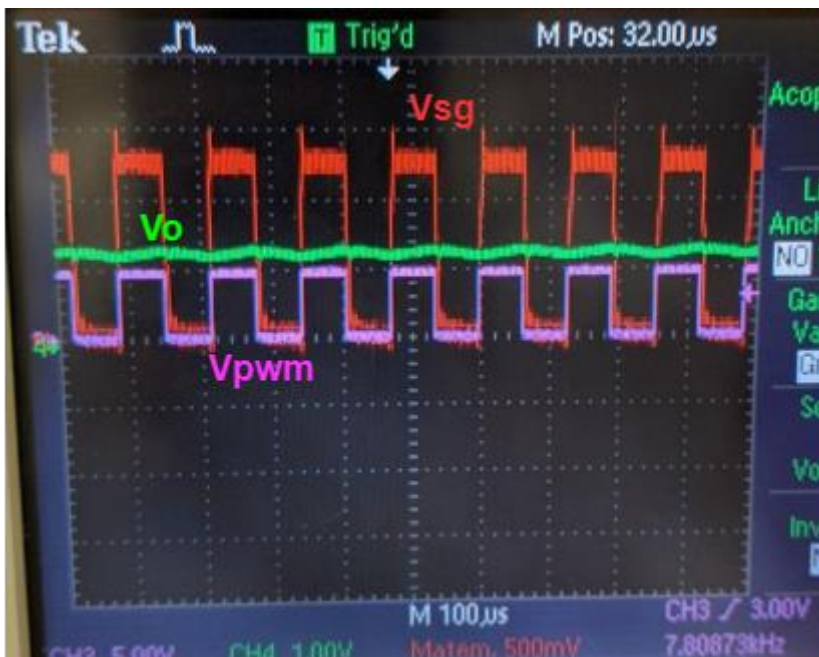


Figura 31-Rizado a la salida del buck con $D=0.5$

De las dos siguientes fotos se pueden obtener los tiempos de conmutación del estado corte a saturación, y del estado saturación a corte, respectivamente:

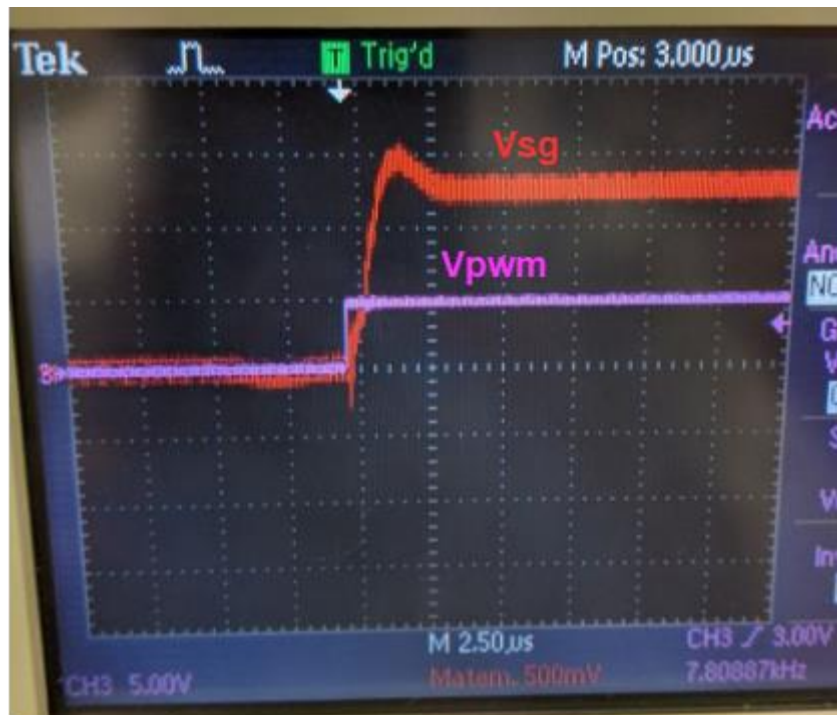


Figura 32-Conmutación de corte a saturación

En la Figura 32 se aprecia alrededor de 2 μ S hasta una saturación profunda.

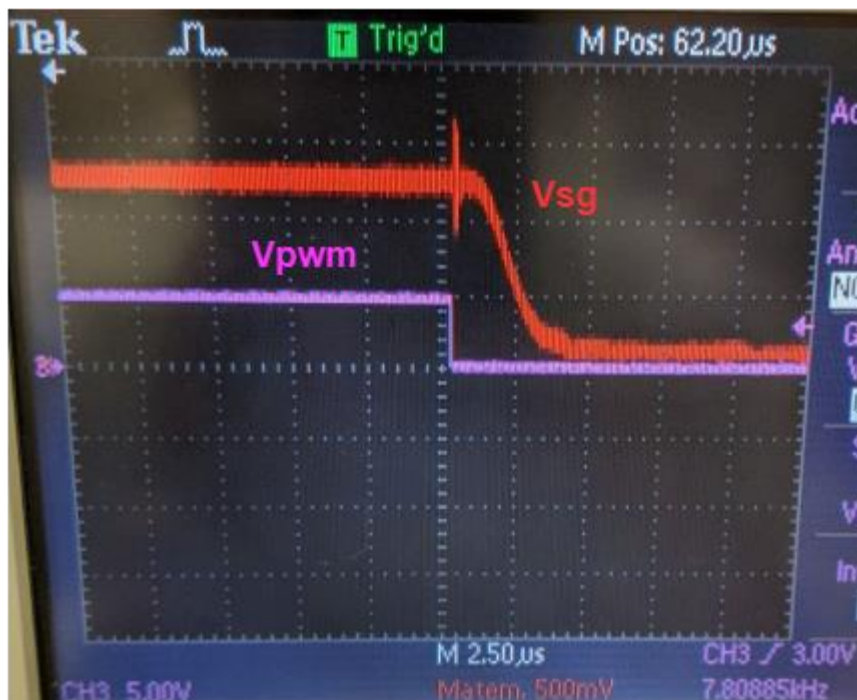


Figura 33-Conmutación de saturación a corte

Como cabría esperar la conmutación de saturación a corte es algo más lenta al tener que añadir el proceso inicial de salida de saturación, llegando en total a alrededor de 3 μ S, como se observa en la figura 33.

6. Implementación en LabVIEW.

En muchas ocasiones la conexión entre el microcontrolador y el PC para aplicaciones de instrumentación y control se haría programando una comunicación serie que se establecería por alguno de los puertos COM del ordenador, el cual se leerá posteriormente en la interfaz LabVIEW. Sin embargo, la implementación en Arduino me abre la puerta a una amplia gama de librerías que me fueron de utilidad tanto para aumentar la modularidad del equipo (de la otra forma sólo podría ejecutar aquello específico para lo que fue programado), como para otorgar una mayor integración entre LabVIEW y el microcontrolador. Teniendo en cuenta que el usuario que va a usar finalmente el equipo no es experto en programación de microcontroladores, se ha utilizado una librería que añadirá una capa de abstracción en el uso de Arduino haciendo que su programación sea de más alto nivel, esta es LINX.

6.1. Cómo Funciona LINX.

En esencia, LINX es una capa de abstracción de hardware que permite gestionar el uso de uno o varios dispositivos desde una misma interfaz LabVIEW, en mi caso la conexión será de forma remota. Tratándose de una conexión remota, como representa la Figura 34, LabVIEW se ejecuta en el PC mientras que son los módulos de LINX que utilizo en LabVIEW los encargados de enviar al microcontrolador los comandos que lee el firmware LINX que mientras tanto se está ejecutando en el Arduino.

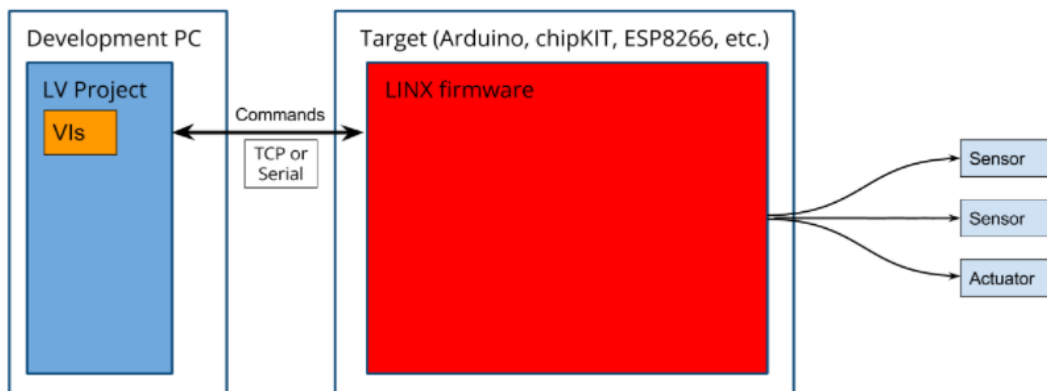


Figura 34-Esquema conexión remota. Fuente

Estos comandos comunican al firmware acciones predefinidas como leer una tensión de uno de los pines ADC, o establecer las salidas digitales tal como esté programado en LabVIEW, entre muchas otras. Mediante el uso de estos comandos he programado LabVIEW para mi aplicación creando un VI con los bloques predefinidos de LINX que leen las dos entradas analógicas correspondientes al termopar, ponen en alto o bajo dos salidas digitales de forma que se abren o cierran los dos relés, establecen el ciclo de servicio del PWM que controla el buck y mediante un bloque personalizado leo la temperatura del termómetro infrarrojo con funciones de la librería Adafruit-MLX90614-Library. Se establece una comunicación “serial” entre el firmware y el VI de LabVIEW, teniendo que configurar por qué puerto COM lee y envía los comandos.

[Instalación software LINX en LabVIEW](#)

6.1.1. Comunicación serial bluetooth y HC-05.

Se diseñaron dos posibilidades de interconexión entre el PC y el Arduino, una es directamente por el cable microUSB, que se utiliza también normalmente para programar el Arduino, y la otra posibilidad es una conexión bluetooth mediante el uso de un módulo HC-05, este módulo viene ya programado y simplemente conectando el pin RX de Arduino al TXD del HC-05, y el TX al RXD y alimentando correctamente el módulo fui capaz de establecer una conexión bluetooth con el portátil con una velocidad predeterminada de 9600 baudios. Esta conexión bluetooth puede ser más cómoda por su naturaleza inalámbrica, pero genera algunos problemas en caso de bloqueo o desconexión de la señal bluetooth con los dispositivos, por lo que en la programación trate de establecer un apagado de emergencia en caso de pérdida de conexión. Sin embargo, se ha considerado que esta opción no ofrece un marco 100% seguro para situaciones como las descritas. En ambos casos la conexión con Arduino aparece como un puerto COM en el ordenador, el usuario tan solo debe seleccionar en el VI a que puerto corresponde el Arduino y podrá empezar a enviar y recibir comandos con el firmware.

6.2. Implementación del programa.

Describir todos los detalles de la programación de LabVIEW ocuparía demasiada parte de la memoria, es por esto que comentaré aquí las particularidades de haber utilizado los bloques preprogramados de LINX. El código completo lo muestro en el Anexo II. Asimismo, la descripción siguiente se centrará en los detalles de utilización de la interfaz del VI.

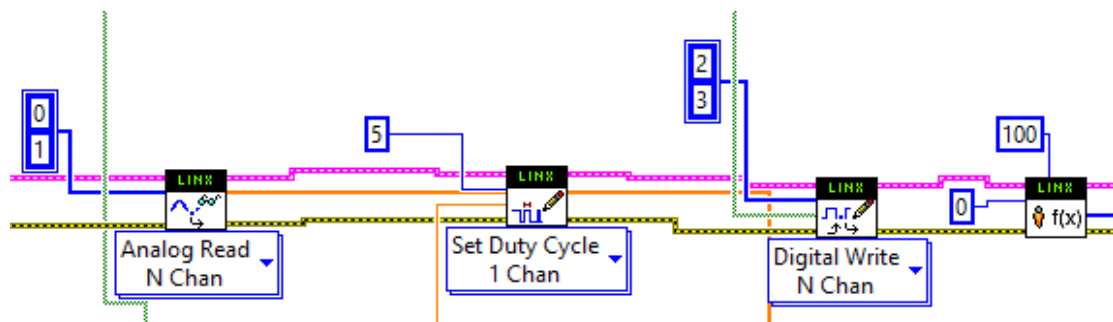


Figura 35-Bloques principales programación LabVIEW

La figura 35 muestra los bloques LINX principales que envían las órdenes y reciben los datos del Arduino:

- Analog Read N Chan lee los ADC 0 y 1, el output de este bloque es la señal leída ya transformada de vuelta en voltios, así que operó por la función que da la temperatura en función de la tensión obtenida en el apartado donde explicaba el uso del termopar y muestro la lectura por la interfaz.
- Set Duty Cycle 1 Chan establece por el pin 5 una señal PWM con el ciclo de servicio D que envío al input de este bloque.
- Digital Write N Chan permite configurar en alto o bajo los pines digitales 2 y 3, dependiendo del input que llega a este bloque. Estos pines están conectados al driver de disparo de los relés que accionan la bomba de agua y el aplicador de campos.

El último de los bloques de LINX es un "Custom Command" que ejecuta en el Arduino comandos exteriores a LINX programados manualmente, en mi caso ejecuta funciones de la librería Adafruit-MLX90614, obteniendo así la lectura de la temperatura por parte del termómetro infrarrojo en el output del bloque.

Como comentaba al principio de este apartado el programa dispone de muchas más funciones implementadas las cuales están reflejadas en las imágenes del documento Anexos apartado II, algunas de estas son:

- Promedio de las 5 últimas señales leídas de las tres temperaturas a modo de filtro.
- Establecimiento en bajo de todos los pines de salida en caso de error de comunicación.
- Configuración de PWM manual o automática.
- Selector de ventana de temperatura en la que se apaga o enciende el peltier.

La figura 36 muestra la función de cada parte de la interfaz del VI, es en esta donde trabaja el usuario final así que trate de hacer que fuera intuitiva para personal no familiarizado con la programación en LabVIEW. Para usarla basta con indicar el puerto COM donde está conectado el Arduino y ya queda establecida la comunicación con el VI, pudiendo seleccionar el ciclo de servicio, visualizar la temperatura de los 3 sensores y controlar la activación del aplicador de ondas y la bomba del circuito refrigerador.



Figura 36-Interfaz de uso del VI

7. Diseño PCB.

Para la fabricación del prototipo final diseñé dos PCB mediante el software [EasyEDA](#), una correspondiente a los circuitos del Arduino y los drivers de los módulos de lectura de los sensores y activación de los relés, y la otra al esquema completo del Buck, ambos interconectados por medio del optoacoplador, pero con alimentaciones y masas distintas. Tuve que poner especial atención al tamaño de las pistas del convertidor Buck puesto que tal como he descrito en apartados anteriores maneja importantes magnitudes de corriente, el ancho fue elegido teniendo como referencia las directrices de la norma [IPC-2221](#) en materia del cálculo de los parámetros de las pistas de cobre. Las PCB disponen de diversos conectores donde se interconectan los componentes exteriores a estas, los transmisores de temperatura, el termómetro infrarrojo, el módulo bluetooth HC-05, etc. El esquema de los GERBER generados y los esquemas circuitales finales están incluidos en el documento anexos apartado III. Estos GERBER fueron enviados al departamento de instrumentación electrónica perteneciente al servicio general de apoyo a la investigación (SAI) de UNIZAR para su fabricación, tras haber discutido con ellos los parámetros óptimos de un prototipo capaz de ser construido en sus instalaciones. (Las imágenes del PCB se muestra en el Anexo III)

8. Ensayo con el sistema completo: medición de los parámetros de control y sensado

A modo de ensayo operacional del dispositivo, se conectó la interfaz de control y sensado con el equipo aplicador de campos. Con el equipamiento funcionando, se registró la temperatura del intercambiador en la cara fría del peltier, almacenando los datos de temperatura del agua refrigerante de la bobina aplicadora de campo y vigilando con una cámara termográfica la temperatura alcanzada en este.

El motivo por el que no utilice el termómetro infrarrojo MLX90614 de mi equipo para medir la bobina es que el modelo del cual disponía en el laboratorio tenía un campo de visión ([FoV](#)) demasiado amplio y tendría que acercarlo demasiado, sin embargo, esta familia de termómetros infrarrojos dispone de varios modelos y el diseño está pensado realmente para uno con menor campo de visión. (El otro modelo de termómetro funciona exactamente igual excepto porque dispone de una lente que reduce su FOV).

Como se puede observar en la figura 37 la evolución de la temperatura durante el ensayo se compone de cinco etapas diferentes:

- (0s < t < 30s) Con el aplicador apagado la temperatura del líquido refrigerante se mantiene estable a la temperatura del laboratorio, T= 26 °C.
- (30s < t < 120s) Al encender el aplicador de campo el calentamiento del solenoide por efecto Joule hace subir la temperatura de forma abrupta.
- (120s < t < 1000s) Con el encendido de la refrigeración peltier produce una bajada inicial de la temperatura, pero con el paso de los segundos vuelve a elevarse a un ritmo significativamente menor que antes.
- (1000s < t < 1130s) Cuando el líquido hubo alcanzado unos 46.5 °C apagué el peltier para comprobar si el control de temperatura era significativo. Se puede constatar a partir de t = 1000s que sin dicho control con el peltier el líquido alcanza rápidamente una temperatura significativamente mayor, llegando hasta unos 52 °C.
- (t > 1130 s) Finalmente, al apagar el aplicador de ondas la temperatura del líquido comienza a reducirse por refrigeración natural con la temperatura del laboratorio

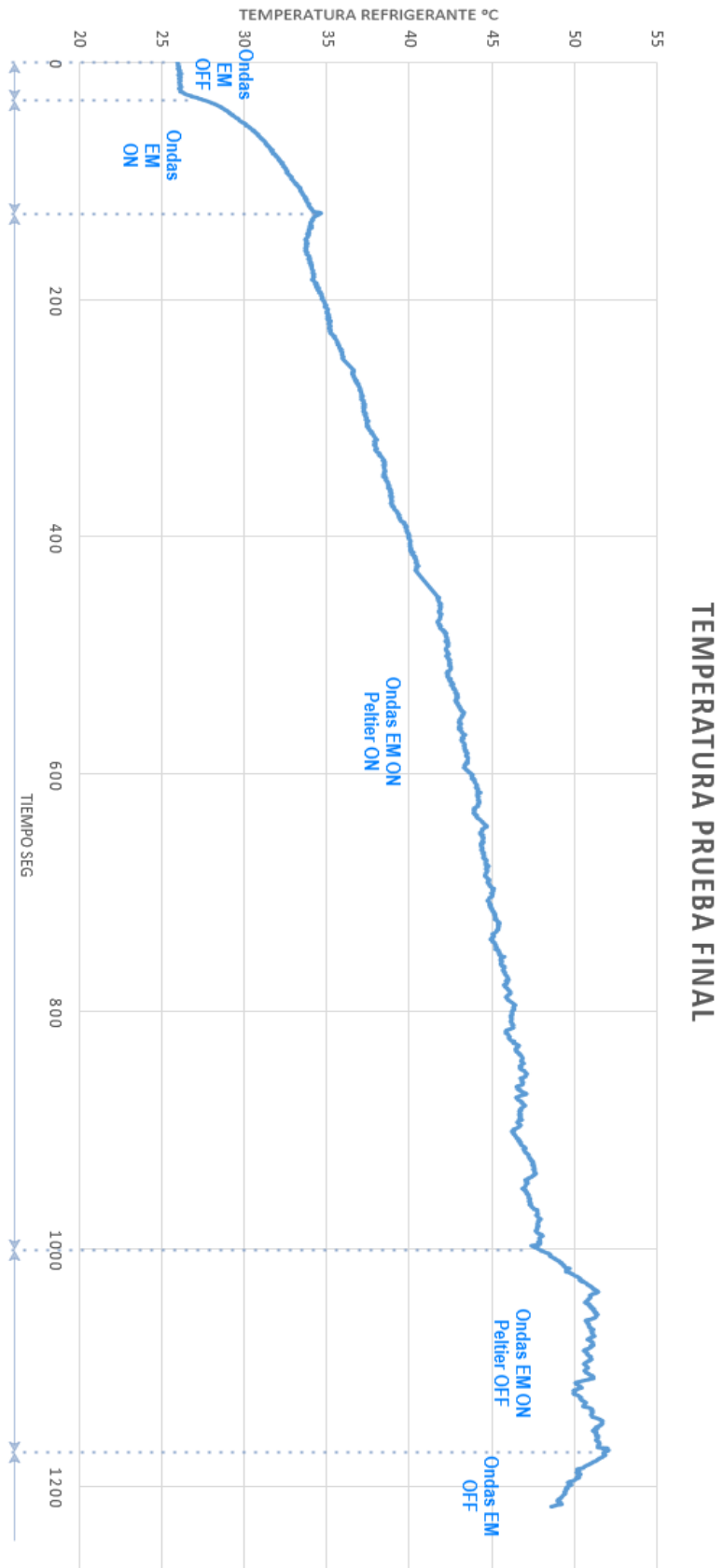


Figura 37-Temperatura líquido refrigerante en ensayo final

En la figura 38 se muestra la temperatura registrada en la bobina por la cámara termográfica en el momento en que el líquido refrigerante estaba a unos 46.5 °C, pudiendo comparar la temperatura de ambos y verificando la importancia de enfriar el agua del circuito refrigerante.

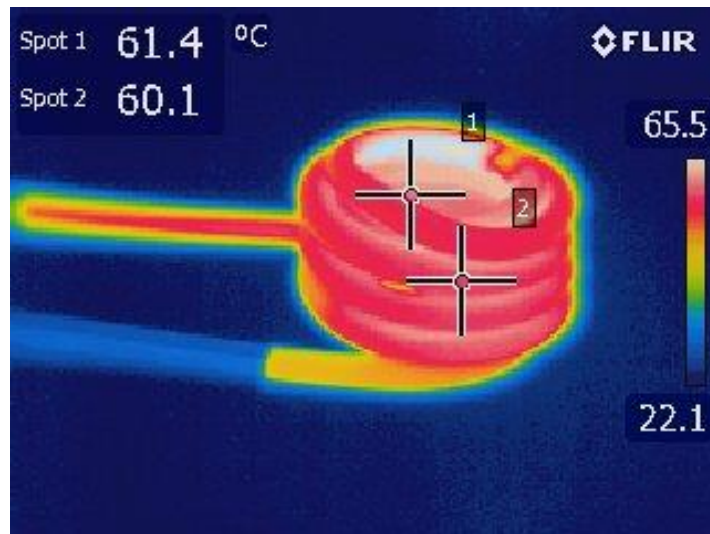


Figura 38-Temperatura en el aplicador de campo durante el ensayo final

9. Conclusiones.

Frente al problema de proporcionar un control de la refrigeración del aplicador de campos magnéticos, para hacerlo compatible con su utilización en biomedicina, se acometió la construcción de un dispositivo de control mediante refrigeración peltier, con la interfaz de usuario correspondiente. La estrategia de diseño y construcción responde tanto a los límites de operabilidad y portabilidad impuestos por la utilización posterior, como a la gestión y control de la potencia media/alta necesaria para generar los campos magnéticos adecuados. En cada etapa, la selección de los materiales y componentes electrónicos fue discutida con esta visión multidisciplinar.

El equipo construido es plenamente funcional, permite monitorizar la temperatura de los diferentes puntos térmicos problemáticos, controlar el enfriamiento de la placa peltier y activar o desactivar los otros dispositivos, todo desde una interfaz LabVIEW ejecutando el VI en un ordenador, capaz de conectarse al microcontrolador tanto por cable como por bluetooth. La solución implementada es satisfactoria desde el punto de vista térmico, pero insuficiente para el aplicador que he utilizado pues el calor generado en el tanque LC no pudo ser completamente refrigerado por un único módulo peltier. Sin embargo, la aproximación modular permite la expansión para alcanzar un control satisfactorio de la temperatura. Específicamente, y puesto que el dimensionamiento de los componentes del buck fue llevado a cabo de manera que su temperatura de funcionamiento no sobrepasara los 50 °C y bastante más de 15A, podría implementarse una segunda placa peltier en paralelo con la actual, con mayores disipadores y/o disipación forzada de aire, que permitieran la gestión de la temperatura de los componentes.

Para aplicadores que requieran mayores potencias de operación, sin embargo, convendría empezar a cuestionarse temas relativos a la eficiencia de esta estrategia, dada la baja eficiencia de los peltier como sistema refrigerador, que podría llegar a consumir más potencia que el propio dispositivo que refrigera. Si bien en un entorno industrial esto no supondría demasiado problema pues pueden implementarse sistemas de refrigeración de cualquier tamaño, en el entorno de laboratorios de investigación (donde se requiere un aplicador que funcione bajo el objetivo de un microscopio óptico, por ejemplo) la minimización del volumen del dispositivo es fundamental, y en este caso la solución con módulos peltier posiblemente seguiría siendo una de las más adecuadas.

A nivel personal el desarrollo de este proyecto tan multidisciplinar me llevó a enfrentarme a la implementación real de un dispositivo electrónico que suponía el uso de muchas de las asignaturas cursadas durante la carrera, resultó de mucho aprendizaje el tener que juntar los conocimientos adquiridos de todas ellas de manera que convergieran en una aplicación real. También fue enriquecedora la formación obtenida en el ámbito de trabajo en un laboratorio de investigación de nanopartículas, donde me familiaricé con las investigaciones relativas a “drug release”.

10. Bibliografía y Linkografía.

- [1] Orús Calvet, Pablo & Goya Rossetti, Gerardo F. (dir.), *Estudio de la liberación remota de fármacos mediante campos magnéticos alternos en polímeros termosensibles*. 1.1 Magnetismo [Repositorio ZAGUAN](#)
- [2] González Torrijo, Javier & Goya Rossetti, Gerardo F. (dir.), *Diseño y prueba de un sistema de soporte para liberación de fármacos bajo campos magnéticos alternos*. 1.3 ¿Cómo medimos la liberación de fármaco?
- [3] *How to fit a thermoelectric module in a system*, Guía instalación de módulos Peltier de la distribuidora RS. [How to fit a thermoelectric module in a system](#)
- [4] J.M. Burdio, Apuntes electrónica de potencia. Tema 3 Convertidores CC-CC.
- [5] Fernández Escartín, Vicente & Pérez Cebolla, Francisco José & Bernal Ruiz, Carlos, *Electrónica analógica: teoría, problemas y prácticas*. 3a. Filtro de paso bajo de segundo orden. ISBN 8496214532
- [6] Fernández Escartín, Vicente & Pérez Cebolla, Francisco José & Bernal Ruiz, Carlos, *Fundamentos de electrónica*. Tema 7. Transistores de efecto de campo (FET) ISBN 8496214540
- [7] Application note 90001, Nexperia B.V. 2017, *Designing in MOSFETs for safe and reliable gate-drive operation*. Rev. 1.0, [AN90001](#)

11. Tabla de Figuras

Figura 1-Campo magnético simulado en herramienta FEMM	9
Figura 2-Foto bobina aplacadora de campo	10
Figura 3-Corriente sinusoidal en la condición de resonancia del tanque LC, que atraviesa el solenoide aplicador de campo. El panel derecho muestra los valores de pico $V=162$ mV (que con la pinza amperimétrica utilizada corresponde a $I=162$ A) y la frecuencia $f=93.46$ kHz.	11
Figura 4-Eschema general conceptual	12
Figura 5-Fundamento efecto termoeléctrico. Fuente	13
Figura 6-Construcción placa peltier. Fuente	14
Figura 7-Eschema construcción modulo enfriador	14
Figura 8-Eschema interconexión relés.....	16
Figura 9-Eschema driver relé	16
Figura 10-Eschema termopar tipo K	17
Figura 11-Eschema montaje transmisor de temperatura	18
Figura 12-Grafica tensión e intensidad del peltier	19
Figura 13-Eschema básico reductor buck	20
Figura 14-Tensión y Corriente bobina en un buck. [4].....	20
Figura 15-Eschema primer circuito termopar.....	22
Figura 16-Temperatura medida con primer esquema termopar.....	23
Figura 17-Estructura Sallen-Key	23
Figura 18-Modulo y fase en simulación	24
Figura 19-Eschema circuito final termopar.....	24
Figura 20-Lectura temperatura con y sin filtro	25

Figura 21-Eschema general perdidas en conmutación [4]	26
Figura 22-Perdidas en conmutación	26
Figura 23-Eschema primer circuito buck	27
Figura 24-Perdidas por conmutación en simulación.....	27
Figura 25-Solucion perdidas por conmutación en simulación	28
Figura 26-Montaje pruebas reductor buck	28
Figura 27-Eschema circuito final buck	30
Figura 28-Tensiones en el buck con $D=0.25$	31
Figura 29-Tensiones en el buck con $D=0.5$	31
Figura 30-Tensiones en el buck con $D=0.75$	32
Figura 31-Rizado a la salida del buck con $D=0.5$	32
Figura 32-Conmutación de corte a saturación.....	33
Figura 33-Conmutación de saturación a corte.....	33
Figura 34-Eschema conexión remota. Fuente	34
Figura 35-Bloques principales programación LabVIEW	35
Figura 36-Interfaz de uso del VI	36
Figura 37-Temperatura liquido refrigerante en ensayo final.....	38
Figura 38-Temperatura en el aplicador de campo durante el ensayo final.....	38

ANEXOS

Figura I1-Montaje circuito pruebas Arduino en placa protoboard.....	38
Figura I2-Montaje driver buck de pruebas en protoboard.	38
Figura I3-Interior del ZVS 1kW	38
Figura I4-Cámara termográfica ZVS	38
Figura I5-Temperatura peltier después experimento.....	38
Figura I6-Temperatura peltier antes experimento	38
Figura I7-Problema calentamiento Buck.....	38
Figura II8-SubVI conversión tensión-temperatura.....	38
Figura II10-SubVI Biestable	38
Figura II9-SubVI promedio últimos 5 valores	38
Figura II11-Programa LabVIEW Completo.....	38
Figura III12-Eschema interconexión conectores	38
Figura III13-Plano esquemático circuitos Buck	38
Figura III14--Plano esquemático circuitos Arduino	38
Figura III15-Plano de serigrafía en la cara TOP de la PCB buck.....	38
Figura III16-Plano de serigrafía en la cara BOT de la PCB buck.....	38
Figura III18-Plano de serigrafía en la cara TOP de la PCB Arduino.....	38
Figura III17-Plano de serigrafía en la cara BOT de la PCB Arduino.....	38

ANEXOS

Índice Anexos

I. Fotografías equipo	44
II. Firmware del dispositivo y programación del VI.	47
III. Diseño PCB	51

I. Fotografías equipo

Durante la memoria hablé mucho sobre como construí circuitos de prueba en placas protoboard, en este apartado pretendo mostrar algunas fotografías de los equipos electrónicos utilizados y construidos para su mejor entendimiento.

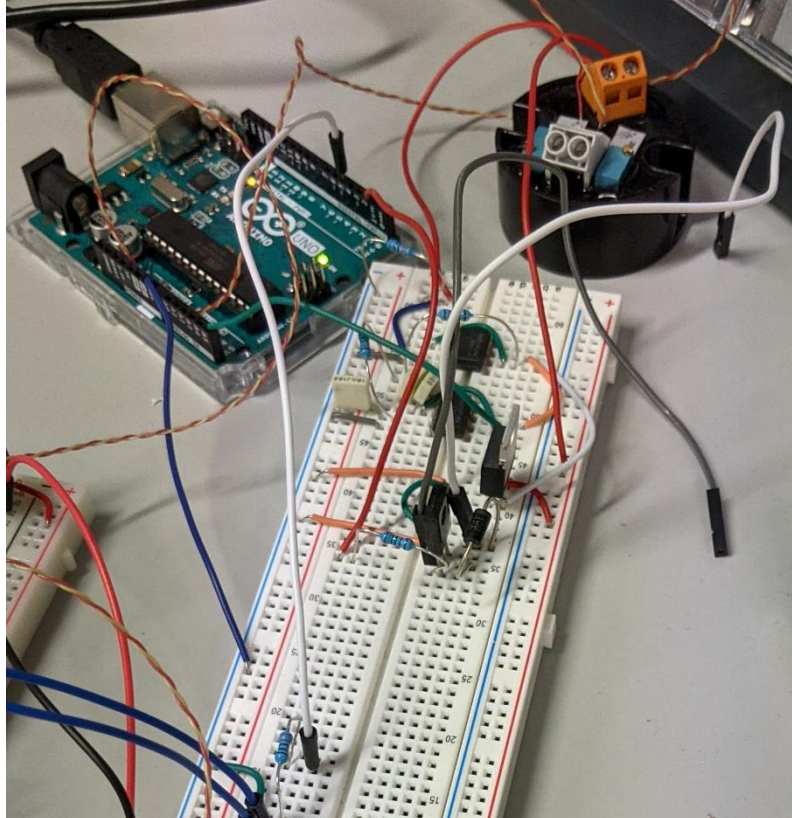


Figura I1-Montaje circuito pruebas Arduino en placa protoboard

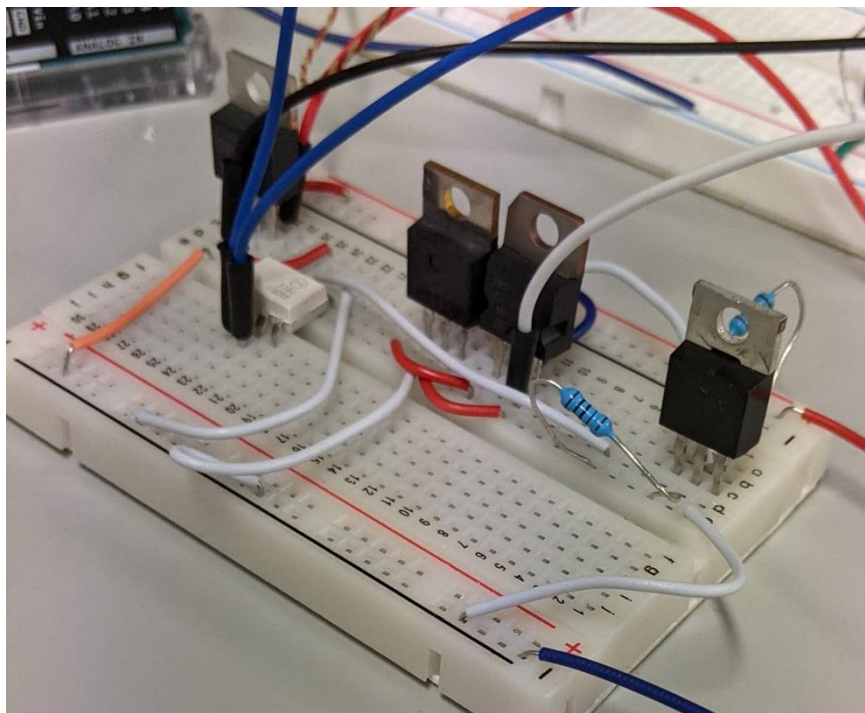


Figura I2-Montaje driver buck de pruebas en protoboard.

Puesto que circuitalmente el diseño del módulo Arduino y el módulo reductor Buck están separados por un optoacoplador, estos también poseen alimentaciones y masas distintas, por lo que durante las pruebas de funcionamiento y verificación de correcta operación, dividí sus montajes en dos placas protoboard diferentes como se puede ver en la Figura I1 y la Figura I2.

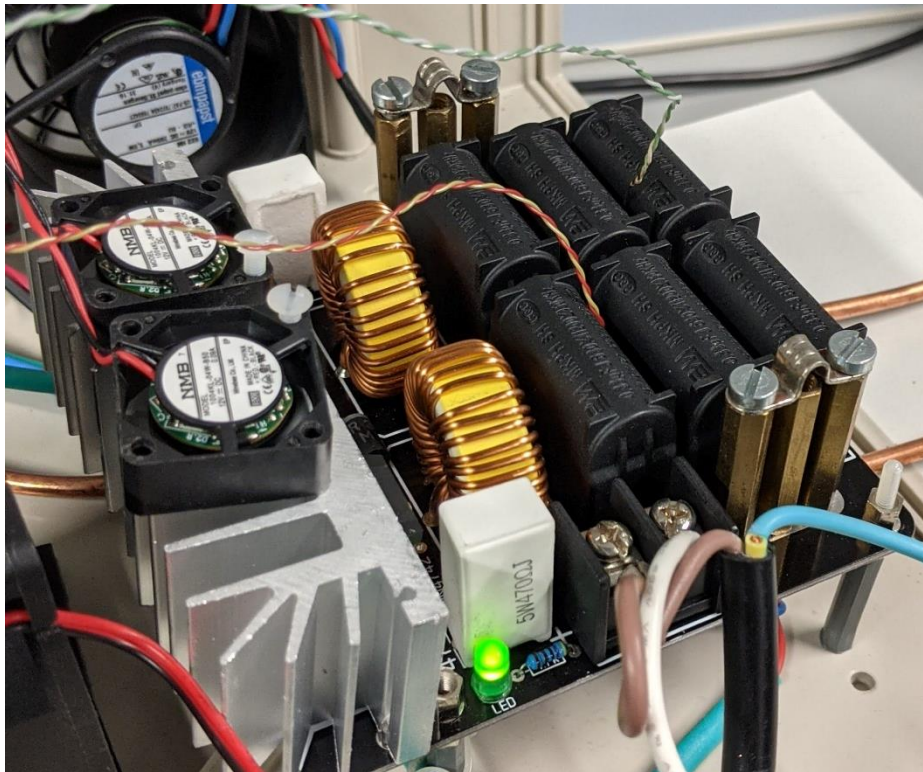


Figura I39-Interior del ZVS 1kW

En la figura I3 muestro una fotografía del ZVS utilizado, entre los condensadores se distingue el sensor de unos termopares, esta fotografía corresponde al experimento de medición de temperatura en los puntos críticos del ZVS que explique en el apartado 5.1 de la memoria. Por otro lado, en la figura I4 podemos ver una fotografía de la cámara termográfica durante el experimento.



Figura I40-Cámara termográfica ZVS

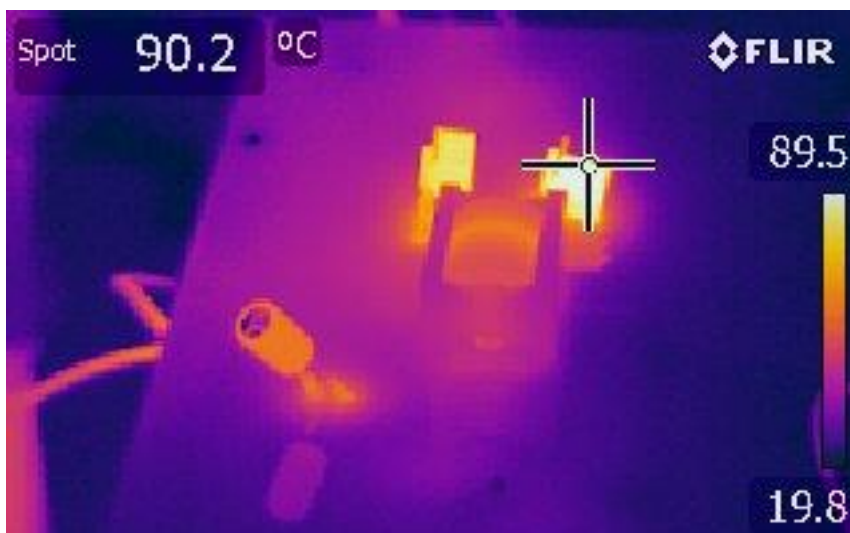


Figura I43-Problema calentamiento Buck

La fotografía de la cámara termográfica que muestro en la figura I7 evidencia el problema de calentamiento que tenía en el MOSFET del que hablaba en el apartado 5.2 de la Memoria, este se solucionó al mejorar el diseño del driver de disparo, colocando disipadores y ventilación, y con la inclusión de varios MOSFET en paralelo tal y como se describió en el mencionado apartado.

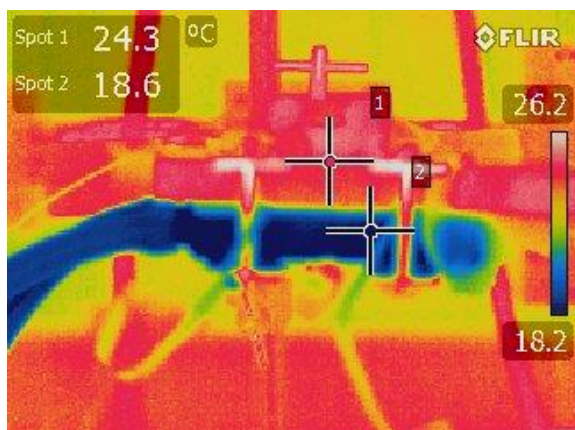


Figura I42-Temperatura peltier antes experimento

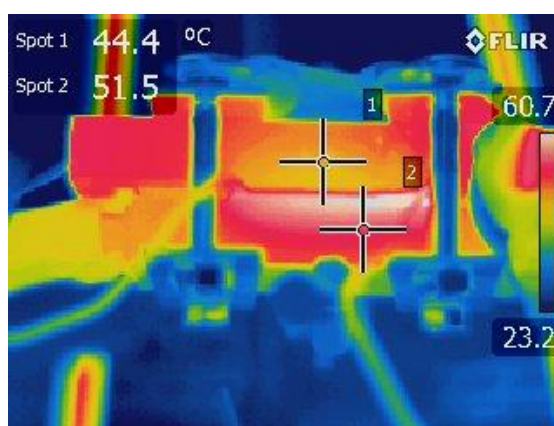


Figura I41-Temperatura peltier después experimento

Las figuras I5 e I6 muestran las temperaturas medidas con la cámara termográfica antes y después del experimento detallado en el apartado 8 de lo memoria. Para este experimento se utilizó el esquema de otro intercambiador de calor para refrigerar la cara caliente del peltier. Se puede ver cómo tras alrededor de 20 minutos que duró el experimento, ambos circuitos intercambiadores se habían calentado significativamente, 20 °C en el caso de la cara fría y 30 °C en la cara caliente. Con estas fotografías también quedaba evidenciada la necesidad de una correcta disipación del calor en la cara caliente.

II. Firmware del dispositivo y programación del VI.

El programa implementado en LabVIEW se muestra en la figura II11, el funcionamiento de este se basa en el uso de los bloques preprogramados de LINX de los cuales hablé en el apartado 6.2 de la Memoria. Para iniciar y cerrar la vinculación entre el VI y Arduino utilizo los dos bloques que se observan a la entrada y a la salida del bucle while, de forma que mientras no accionemos el botón de parada de emergencia o se detecte un fallo en la comunicación el VI ejecutara cíclicamente los bloques que se encuentran dentro del bucle while. El funcionamiento general del programa ya fue descrito con anterioridad así que explicare ahora la función de los SubVI implementados.

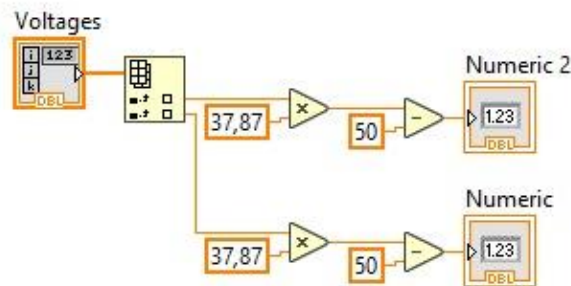


Figura II44-SubVI conversión tensión-temperatura

La figura II8 muestra cómo funciona el bloque de conversión de tensión a temperatura, que, basándose en la ecuación obtenida en el apartado 4.4 de la Memoria, convierte la tensión medida en los ADC a la temperatura equivalente que mide el termopar.

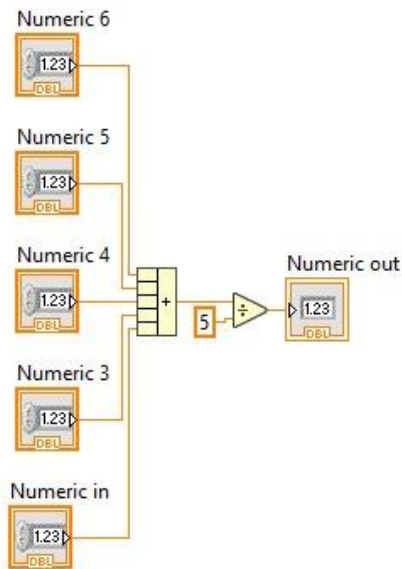


Figura II46-SubVI promedio últimos 5 valores

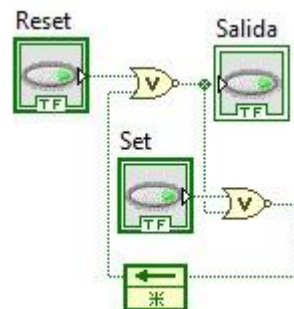
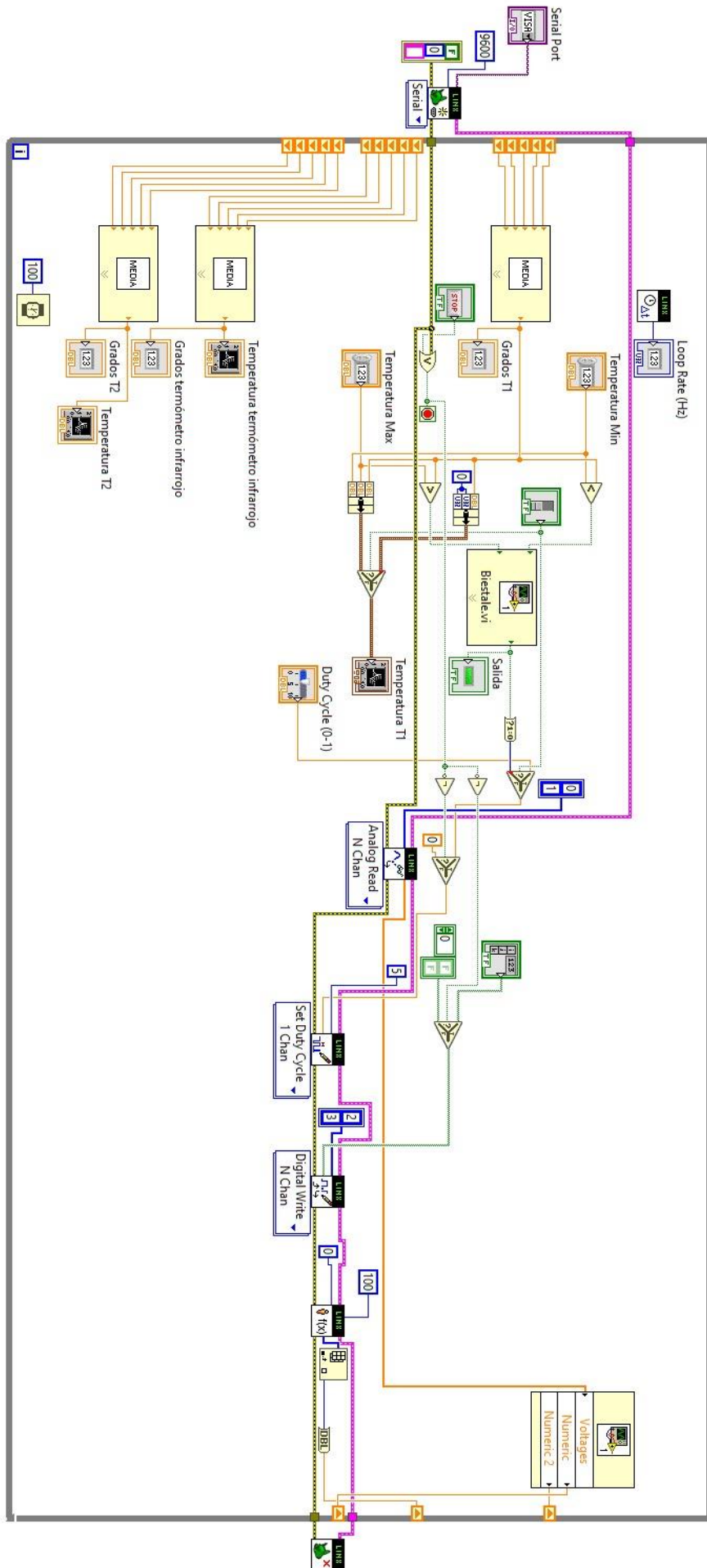


Figura II45-SubVI Biestable

En la figura II9 vemos el SubVI que recoge los 5 últimos valores medidos y devuelve el promedio de estos, este subVI se repite 3 veces en el esquema completo para filtrar la temperatura de los 2 termopares y la obtenida por el sensor infrarrojo. El ultimo SubVI que observamos en la figura II10 corresponde al esquema de un biestable, utilizado para establecer un Set y Reset en el control ON-OFF de ventana.

Figura II47-Programa LabVIEW Completo



Añado a partir de aquí todo el código que debe estar implementado en el Arduino Nano, este incluye el uso de diferentes librerías:

- SPI, Wire, EEPROM y Servo siendo todas estas librerías ampliamente utilizadas en cualquier implementación con Arduino y estando disponibles en el [Arduino IDE](#).
- Adafruit_MLX90614 librería instalable desde el Arduino IDE que permite un uso sencillo de la familia de sensores MLX90614.
- LinxArduinoNano328 y LinxSerialListener son las encargadas de recibir y enviar las órdenes a LabVIEW, y se encuentran disponibles en el software de uso público de [MakerHub](#).

```

/*****

```

```

** For more information see:    www.labviewmakerhub.com/linx

```

```

** For support visit the forums at:  www.labviewmakerhub.com/forums/linx

```

```

** Written By Sam Kristoff

```

```

** Edited By Nicolas Roman

```

```

** BSD2 License.

```

```

*****/

```

```

//Include All Peripheral Libraries Used By LINX

```

```

#include <SPI.h>

```

```

#include <Wire.h>

```

```

#include <EEPROM.h>

```

```

#include <Servo.h>

```

```

#include <Adafruit_MLX90614.h>

```

```

//Include Device Specific Header From Sketch>>Import Library (In This Case LinxArduinoNano328.h)

```

```

//Also Include Desired LINX Listener From Sketch>>Import Library (In This Case LinxSerialListener.h)

```

```

#include <LinxArduinoNano328.h>

```

```

#include <LinxSerialListener.h>

```

```

//Create A Pointer To The LINX Device Object We Instantiate In Setup()

```

```

LinxArduinoNano328* LinxDevice;

```

```

//Initialize LINX Device And Listener

```

```

int myCustomCommand();

```

```

Adafruit_MLX90614 mlx = Adafruit_MLX90614();

```

```

void setup()
{
    //Configure timer 0 preescaler to go faster
    TCCR0B = (TCCR0B & 0b1111000) | 0x02 ;
    //Instantiate The LINX Device
    LinxDevice = new LinxArduinoNano328();

    //The LINXT Listener Is Pre Instantiated, Call Start And Pass A Pointer To The LINX Device And The UART Channel To
    Listen On
    LinxSerialConnection.Start(LinxDevice, 0);
    LinxSerialConnection.AttachCustomCommand(0, myCustomCommand);

    //Enable communication with MLX sensor
    mlx.begin();
}

void loop()
{
    //Listen For New Packets From LabVIEW
    LinxSerialConnection.CheckForCommands();
}

int myCustomCommand(unsigned char numInputBytes, unsigned char* input, unsigned char* numResponseBytes,
unsigned char* response)
{
    *response=mlx.readObjectTempC();
    *numResponseBytes = 1;
}

```

III. Diseño PCB

En este apartado de Anexos adjunto el diseño de las dos placas PCB mencionadas en el apartado 7 de la memoria, además de otros esquemas relevantes para la comprensión del funcionamiento de los diseños finales de las PCB.

La figura II12 muestra un esquema conceptual de como deberán ir interconectados cada uno de los conectores que tienen las PCB a elementos fuera de estas, como los relés, el HC-05 y demás módulos.

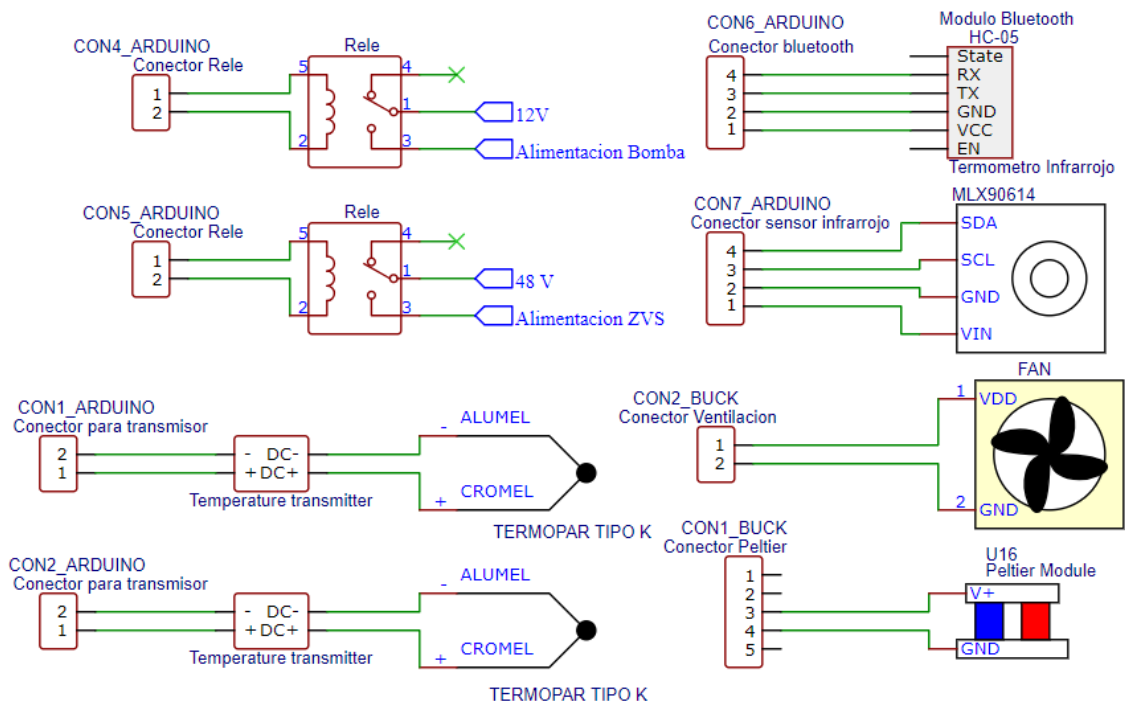


Figura III48-Esquema interconexionado conectores

Las siguientes paginas contienen los planos esquemáticos de las PCB, y sus planos de serigrafia en las caras TOP y BOTTOM. Tras estos incluyo además la primera página de los datasheets de los componentes más relevantes del diseño.

Figura III49-Plano esquemático circuitos Buck

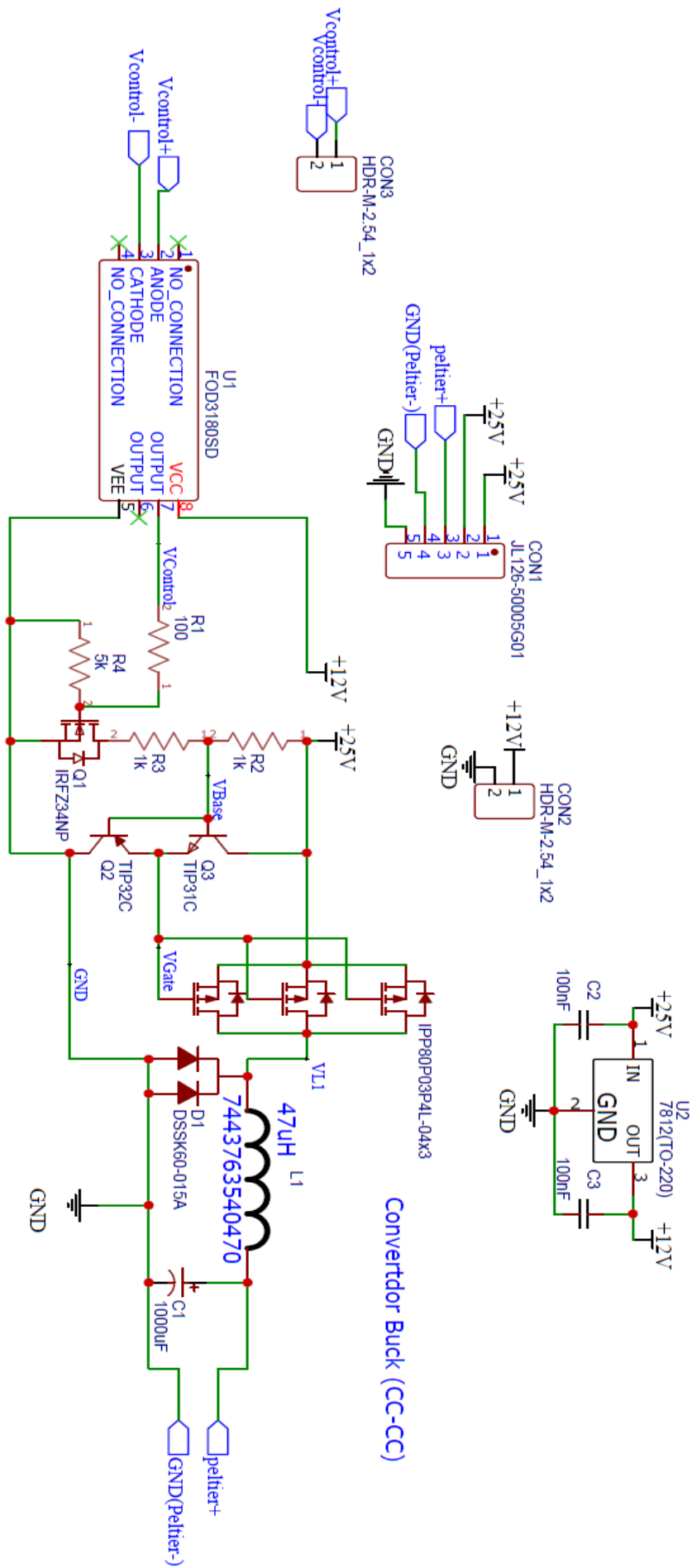
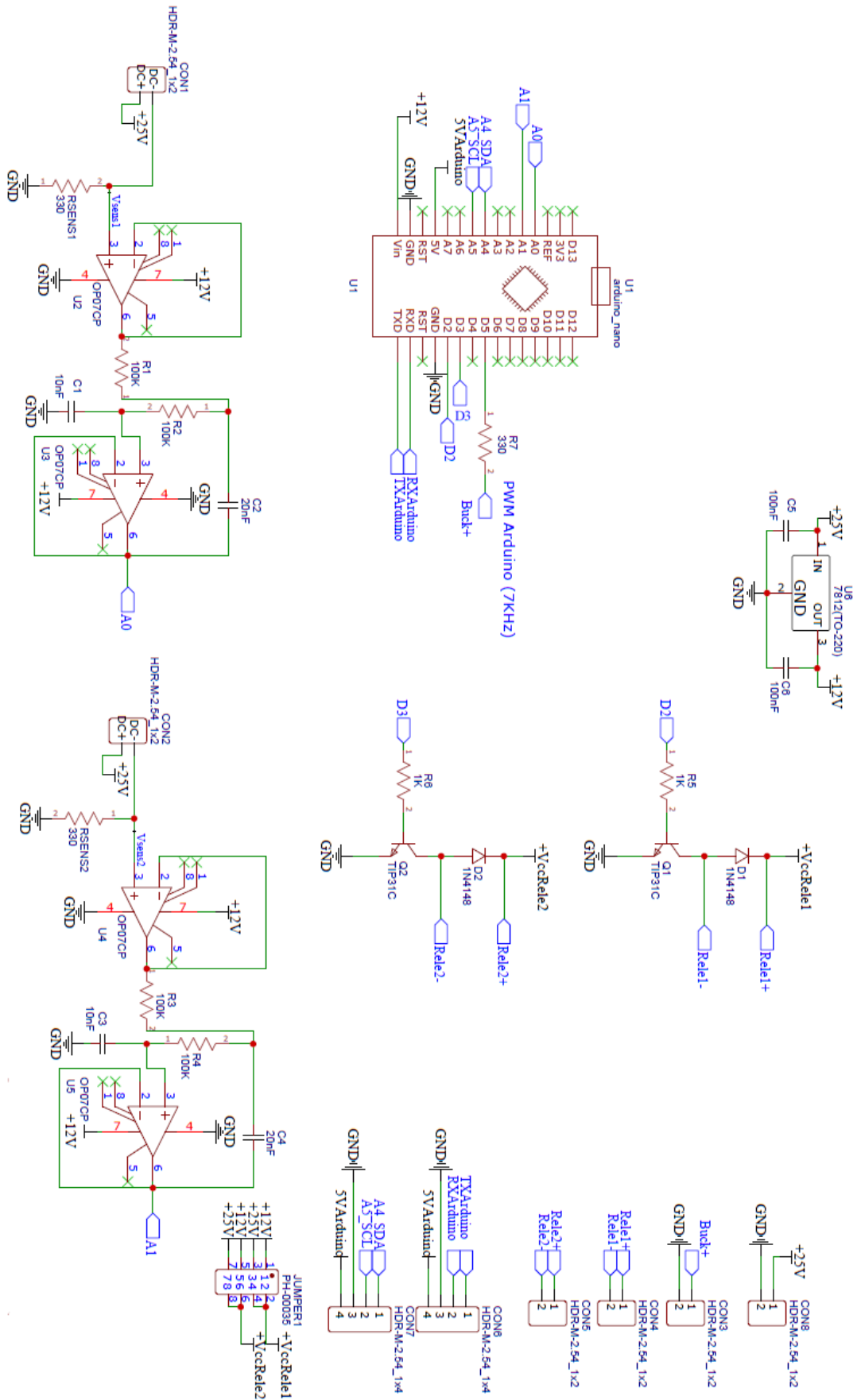


Figura III50--Plano esquemático circuitos Arduino



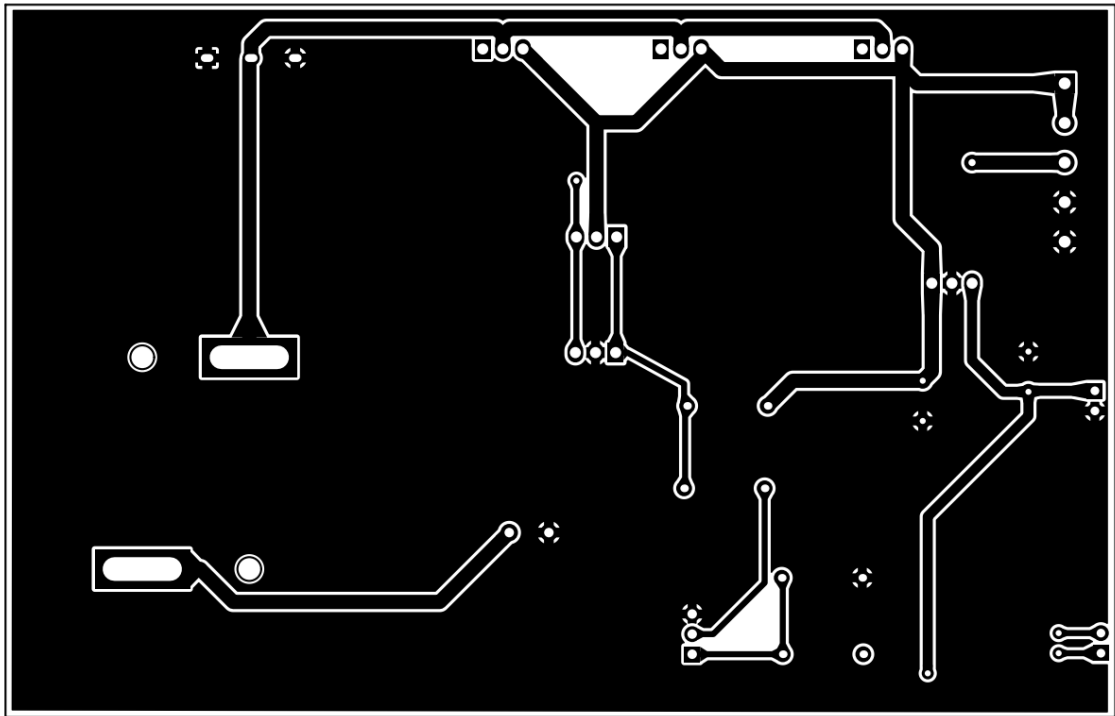


Figura III52-Plano de serigrafía en la cara BOT de la PCB buck

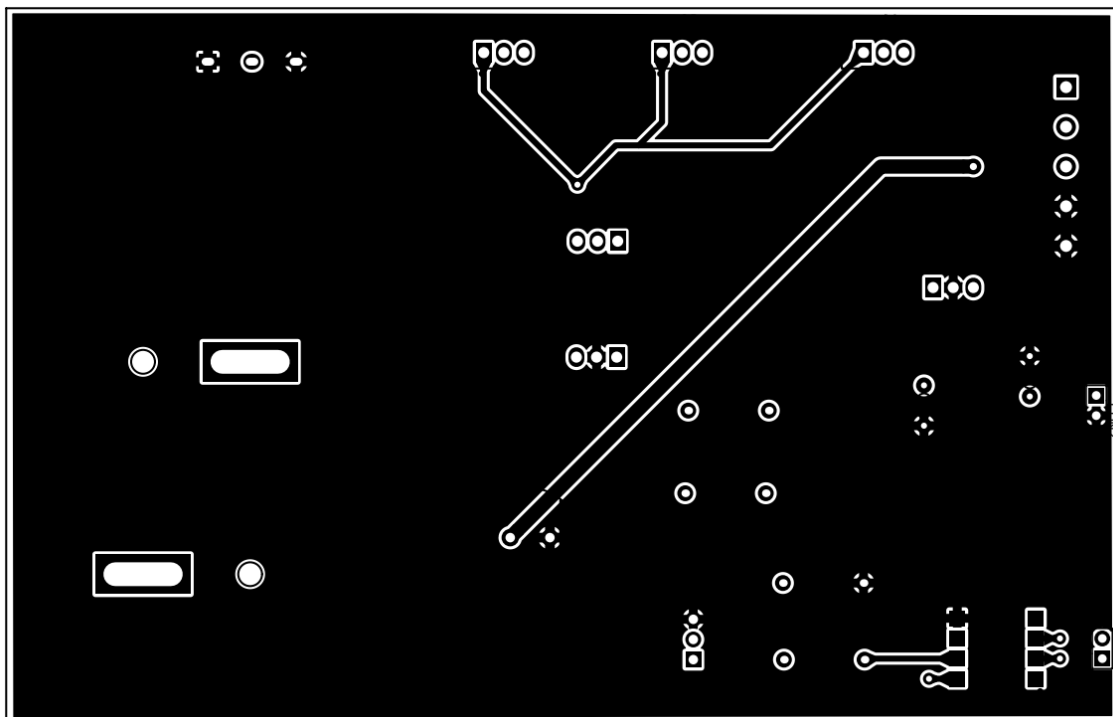


Figura III51-Plano de serigrafía en la cara TOP de la PCB buck

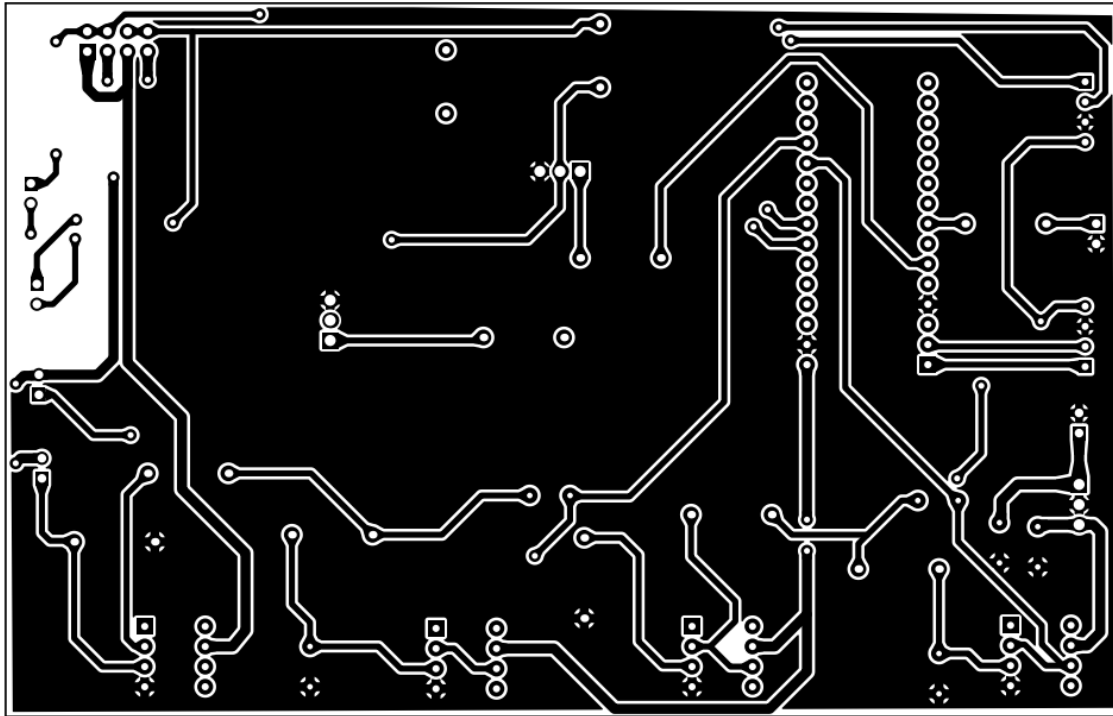


Figura III54-Plano de serigrafía en la cara BOT de la PCB Arduino

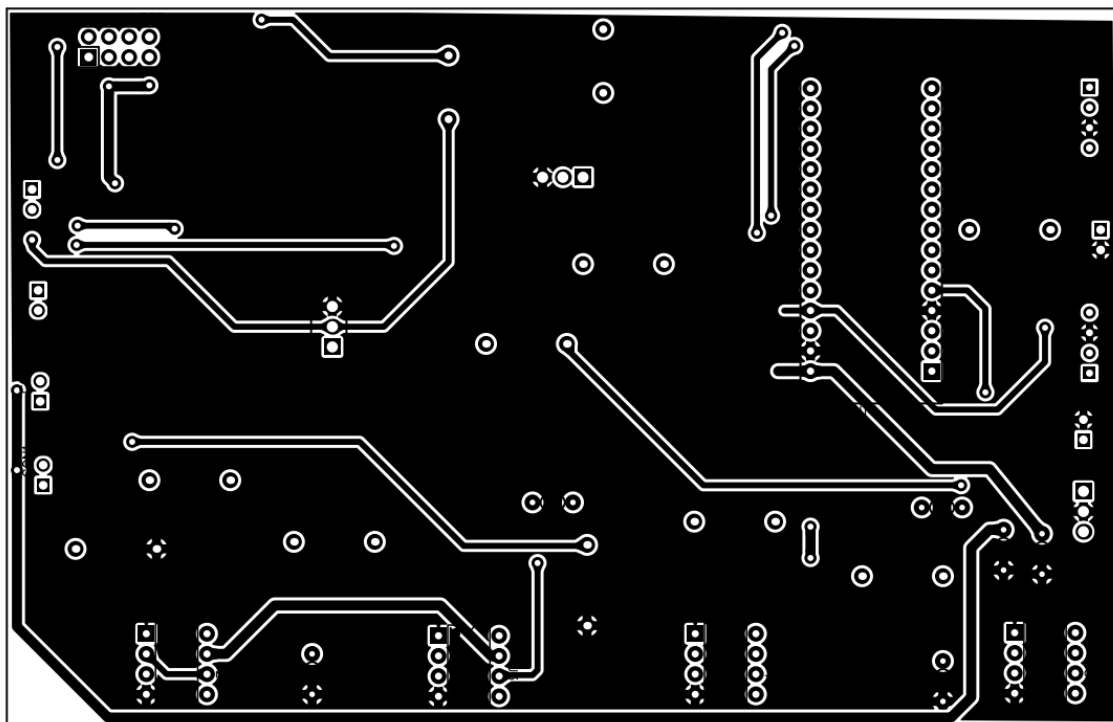


Figura III53-Plano de serigrafía en la cara TOP de la PCB Arduino

ETC-200-14-06-E

Peltier cooler module

Data sheet



Imax	[A]	15.4
Vmax	[Vdc]	24.8
Pc max	[W]	232
ΔTmax	[°C]	68
A	[mm]	40
Al	[mm]	44
B	[mm]	40
H	[mm]	3.3
L	[mm]	100
Wire	AWG	n/a

- Optimised for long operation under cycling conditions
- Epoxy sealed
- (At hot side temperature $T_h = 25^\circ\text{C} / 298\text{K}$, under dry N_2)
- $P_c \text{ max} =$ Cooling power at $\Delta T = 0$ and $I = I_{\text{max}}$
- $\Delta T_{\text{max}} =$ Temperature difference at $I = I_{\text{max}}$ and $P_c = 0$
- Max hot side temperature $T_h = 90^\circ\text{C}$ for best long term performance
- Max mounting pressure: 1.5MPa
- Wires: UL-style 1569, 105°C (Unstripped)

OptiMOS[®] -P2 Power-Transistor



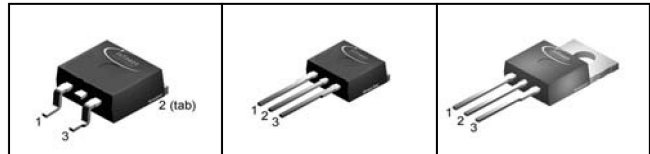
Product Summary

V_{DS}	-30	V
$R_{DS(on)}$ (SMD Version)	4.1	m Ω
I_D	-80	A

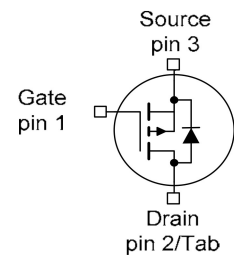
Features

- P-channel - Logic Level - Enhancement mode
- AEC qualified
- MSL1 up to 260°C peak reflow
- 175°C operating temperature
- Green package (RoHS compliant)
- 100% Avalanche tested
- Intended for reverse battery protection

PG-TO263-3-2 PG-TO262-3-1 PG-TO220-3-1



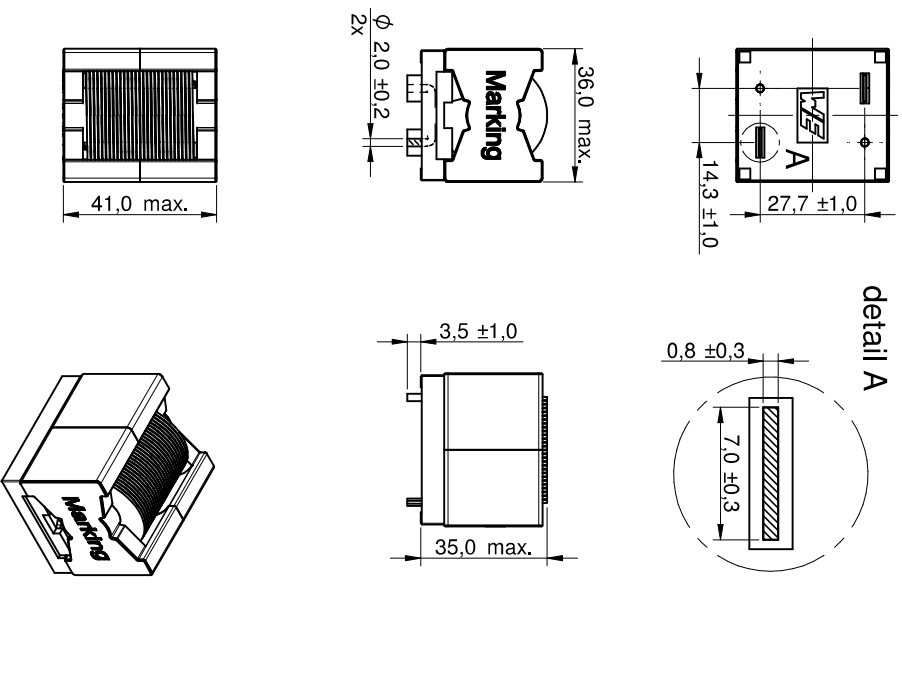
Type	Package	Marking
IPB80P03P4L-04	PG-TO263-3-2	4P03L04
IPI80P03P4L-04	PG-TO262-3-1	4P03L04
IPP80P03P4L-04	PG-TO220-3-1	4P03L04



Maximum ratings, at $T_j=25\text{ °C}$, unless otherwise specified

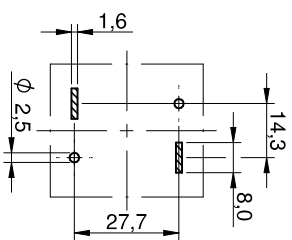
Parameter	Symbol	Conditions	Value	Unit
Continuous drain current ¹⁾	I_D	$T_C=25\text{ °C}$, $V_{GS}=-10\text{V}$	-80	A
		$T_C=100\text{ °C}$, $V_{GS}=-10\text{V}^{2)}$	-80	
Pulsed drain current ²⁾	$I_{D,pulse}$	$T_C=25\text{ °C}$	-320	
Avalanche energy, single pulse	E_{AS}	$I_D=-40\text{A}$	410	mJ
Avalanche current, single pulse	I_{AS}	-	-80	A
Gate source voltage	V_{GS}	-	+5/-16	V
Power dissipation	P_{tot}	$T_C=25\text{ °C}$	137	W
Operating and storage temperature	T_j, T_{stg}	-	-55 ... +175	°C
IEC climatic category; DIN IEC 68-1	-	-	55/175/56	

Dimensions: [mm]



Marking	7443763540470
Marking - Date Code	(YYYY)

Recommended Land Pattern: [mm]



Scale 1:2

Schematic:



Electrical Properties:

Properties	Test conditions	Value	Unit	Tol.
Inductance	L	100 KHZ/ 10 mA	μH	±20%
Rated Current	I_R	$\Delta T = 50 K$	A	max.
Saturation Current	I_{SAT}	$I_{\Delta V/I} < 30 \%$	A	typ.
DC Resistance	R_{DC}	@ 20 °C	mΩ	typ.
DC Resistance	R_{DC}	@ 20 °C	mΩ	max.
Self Resonant Frequency	f_{SR}		MHz	typ.

Certification:

RoHS Approval	Compliant [2011/65/EU&2015/863]
REACH Approval	Conform or declared [(Eo)1907/2006]
Halogen Free	Conform [JEDC JS709B]
Halogen Free	Conform [IEC 61249-2-21]

General Properties:

It is recommended that the temperature of the component does not exceed +125 °C under worst case conditions

Ambient Temperature (referring to I_R)	-40 up to +75 °C
Operating Temperature	-40 up to +125 °C
Storage Conditions (in original packaging)	< 40 °C ; < 75 % RH
Moisture Sensitivity Level (MSL)	1

Test conditions of Electrical Properties: +20 °C, 33 % RH if not specified differently

Würth Elektronik eSSS GmbH & Co. KG
 EMC & Inductive Solutions
 Max-Eyth-Str. 1
 74638 Weilending
 Germany
 Tel. +49 (0) 79 42 945 - 0
 www.wue-online.com
 eSales@wue-online.com

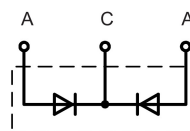
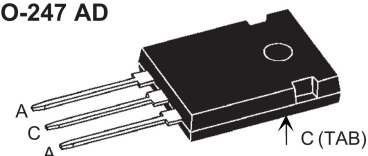
CHECKED	REVISION	DATE (YYYYMMDD)	GENERAL TOLERANCE	PROJECTION METHOD
ERCa	001,001	2019-03-29	DIN ISO 2768-1m	
DESCRIPTION		ORDER CODE		
WE-HGFT Flat Wire THT High Current Inductor		7443763540470		
SIZE/TYPE	BUSINESS UNIT	STATUS	PAGE	
3540	eSSoS	Valid	1/7	

This electronic component has been designed and developed for usage in general electronic equipment only. This product is not authorized for use in equipment where a higher safety standard and reliability standard is especially required or where a failure of the product is reasonably expected to cause severe personal injury or death, unless the parties have executed an agreement specifically governing such use. Moreover, Würth Elektronik eSSS GmbH & Co KG products are neither designed nor intended for use in areas such as military, aerospace, aviation, nuclear, defense, submarine, transportation (air/road/rail control, train control, ship control), transportation (air/road/rail control, train control), transportation signal, consumer prevention, medical, public information network etc... Würth Elektronik eSSS GmbH & Co KG must be informed about the intent of such usage before the design stage. In addition, sufficient reliability evaluation checks for safety must be performed on every electronic component which is used in special areas that require high safety and reliability functions or performance.

Power Schottky Rectifier with common cathode

$I_{FAV} = 2 \times 30 \text{ A}$
 $V_{RRM} = 45 \text{ V}$
 $V_F = 0.44 \text{ V}$

V_{RSM}	V_{RRM}	Type
V	V	
45	45	DSSK 60-0045B


TO-247 AD


A = Anode, C = Cathode, TAB = Cathode

Symbol	Conditions	Maximum Ratings	
I_{FRMS}		70	A
I_{FAV}	$T_C = 120^\circ\text{C}$; rectangular, $d = 0.5$	30	A
I_{FAV}	$T_C = 120^\circ\text{C}$; rectangular, $d = 0.5$; per device	60	A
I_{FSM}	$T_{VJ} = 45^\circ\text{C}$; $t_p = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine	650	A
E_{AS}	$I_{AS} = 18 \text{ A}$; $L = 180 \mu\text{H}$; $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$; non repetitive	46	mJ
I_{AR}	$V_A = 1.5 \cdot V_{RRM}$ typ.; $f = 10 \text{ kHz}$; repetitive	1.8	A
$(dv/dt)_{cr}$		1000	V/ μs
T_{VJ}		-55...+150	$^\circ\text{C}$
T_{VJM}		150	$^\circ\text{C}$
T_{stg}		-55...+150	$^\circ\text{C}$
P_{tot}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	115	W
M_d	mounting torque	0.8...1.2	Nm
Weight	typical	6	g

Features

- International standard package
- Very low V_F
- Extremely low switching losses
- Low I_{RM} -values
- Epoxy meets UL 94V-0

Applications

- Rectifiers in switch mode power supplies (SMPS)
- Free wheeling diode in low voltage converters

Advantages

- High reliability circuit operation
- Low voltage peaks for reduced protection circuits
- Low noise switching
- Low losses

Dimensions see pages D2 - 87-88

Symbol	Conditions	Characteristic Values	
		typ.	max.
I_R ①	$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$ $V_R = V_{RRM}$ $T_{VJ} = 100^\circ\text{C}$ $V_R = V_{RRM}$		20 mA 200 mA
V_F	$I_F = 30 \text{ A}$; $T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$ $I_F = 30 \text{ A}$; $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$ $I_F = 60 \text{ A}$; $T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$		0.44 V 0.50 V 0.68 V
R_{thJC}			1.1 K/W
R_{thCH}		0.25	K/W

Pulse test: ① Pulse Width = 5 ms, Duty Cycle < 2.0 %
Data according to IEC 60747 and per diode unless otherwise specified

IXYS reserves the right to change limits, Conditions and dimensions.



August 2008

FOD3180 2A Output Current, High Speed MOSFET Gate Driver Optocoupler

Features

- Guaranteed operating temperature range of -40°C to +100°C
- 2A minimum peak output current
- High speed response: 200ns max propagation delay over temperature range
- 250kHz maximum switching speed
- 30ns typ pulse width distortion
- Wide V_{CC} operating range: 10V to 20V
- 5000Vrms, 1 minute isolation
- Under voltage lockout protection (UVLO) with hysteresis
- Minimum creepage distance of 7.0mm
- Minimum clearance distance of 7.0mm
- C-UL, UL and VDE* approved
- R_{DS(ON)} of 1.5Ω (typ.) offers lower power dissipation
- 15kV/μs minimum common mode rejection

Applications

- Plasma Display Panel
- High performance DC/DC convertor
- High performance switch mode power supply
- High performance uninterruptible power supply
- Isolated Power MOSFET gate drive

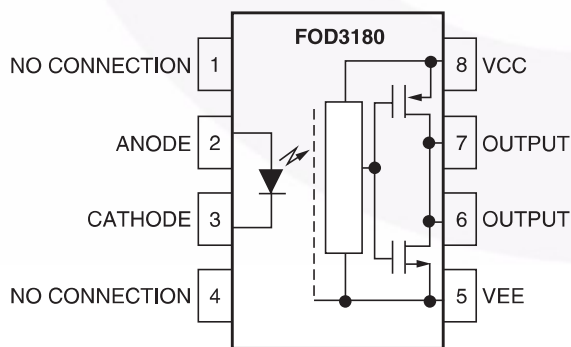
*Requires 'V' ordering option

Description

The FOD3180 is a 2A Output Current, High Speed MOSFET Gate Drive Optocoupler. It consists of a aluminium gallium arsenide (AlGaAs) light emitting diode optically coupled to a CMOS detector with PMOS and NMOS output power transistors integrated circuit power stage. It is ideally suited for high frequency driving of power MOSFETs used in Plasma Display Panels (PDPs), motor control inverter applications and high performance DC/DC converters.

The device is packaged in an 8-pin dual in-line housing compatible with 260°C reflow processes for lead free solder compliance.

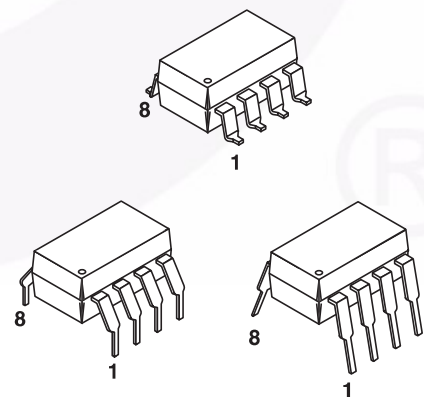
Functional Block Diagram



Note:

A 0.1μF bypass capacitor must be connected between pins 5 and 8.

Package Outlines



FOD3180 — 2A Output Current, High Speed MOSFET Gate Driver Optocoupler