

Proyecto Fin de Carrera

"Diseño de inversor de potencia para sistema electrónico de tratamiento de cáncer mediante electroporación irreversible"

Ingeniería Industrial con especialización en electrónica

Autor/es

Jorge David Iranzo Bartolomé

Director/es

Carlos Bernal Ruiz

José Miguel Burdío Pinilla

Escuela de Ingeniería y Arquitectura

Universidad de Zaragoza

Febrero 2016

Resumen

El presente trabajo está enmarcado en una línea de colaboración de la Universidad de Zaragoza con un grupo multidisciplinar (formado por cirujanos, veterinarios e ingenieros) de otras Universidades y centros de investigación.

Se colabora en la investigación del diseño de un sistema electrónico para tratamiento de cáncer mediante electroporación irreversible. El objetivo principal es verificar de manera experimental los rangos de aplicación de la electroporación y su viabilidad sin que la barrera tecnológica de pulso (10-100 μ s) y campo eléctrico (2500V/cm) sean limitantes. Es, por lo tanto, un proyecto de investigación donde se pretende acotar los límites de aplicación, la viabilidad, y los futuros pasos a seguir de una tecnología todavía no madura.

La electroporación es una técnica consistente en la exposición celular a campos eléctricos de alta intensidad, favoreciendo de este modo el aumento de la permeabilidad de sus membranas y permitiendo la circulación de iones y macromoléculas a través de esta. Este aumento de la permeabilidad está vinculado a la afectación de todo el contorno de la membrana celular.

En este proyecto se desarrolla la técnica de electroporación irreversible, la cual está caracterizada por la necesidad de aportar al tejido grandes tensiones y corrientes en pulsos estrechos. No es, por lo tanto, una técnica habitual.

La principal ventaja de la electroporación irreversible como método de muerte celular programada es que induce la muerte celular sin producir calentamiento del tejido circundante, evitando así sus efectos adversos en el resto de tejido sano.

Dentro de este contexto, en el presente trabajo de fin de carrera se presentará, en primer lugar, un planteamiento general de la arquitectura del equipo. Tras ello, la meta a superar será el diseño e implementación del Inversor de Potencia y de su sistema de control. Por último, se diseñará una placa de circuito impreso (PCB) que implemente de forma eficiente las funciones de control y seguridad del inversor. En conjunto, el sistema deberá cumplir las especificaciones necesarias, así como estar dotado de ciertos sistemas de seguridad y de una flexibilidad que permitan el estudio de posibles mejoras y añadidos en el futuro. Todo ello planteado como paso previo a un prototipo de sistema completo de electroporación.

Como objetivo final se plantea la verificación y la puesta en marcha del hardware de control desarrollado.

Contenido

1. Introducción y motivación	6
1.1. Concepto de la electroporación y antecedentes	7
1.2. Alcance del trabajo	9
1.3. Objetivos del trabajo de fin de carrera	10
2. Arquitectura del electroporador	12
2.1. Arquitecturas comunes en sistemas EP y selección	12
2.2. Esquema del equipo y salida objetivo	13
2.2.1.- Señal objetivo a la salida del puente inversor	14
3. Diseño del inversor y del desacoplo	16
3.1. Esquema y funcionamiento del inversor	16
3.2. Esquema y funcionamiento del bloque de desacoplo y descarga	17
3.3. Selección de elementos	19
3.3.1.- Selección de IGBT	19
3.3.2.- Selección de las pletinas de conexionado	21
3.3.3.- Selección del radiador	23
3.3.4.- Selección de relés	24
3.3.5.- Selección de condensadores de desacoplo	25
4. Diseño del hardware de control y del PCB	28
4.1. Driver de control	28
4.1.1.- I_{OUT} y selección del Driver de control	28
4.1.2.- Elementos de seguridad	30
4.1.3.- Resistencias de puerta (gate)	30
4.2. Diseño del PCB	33
4.2.1.- Funciones	33
4.2.2.- Arduino Due	34
4.2.3.- Detalles del Esquemático en Eagle	34
4.2.4.- Placa PCB	41
5. Implementación y verificación	45
6. Conclusiones	48

ANEXO 1. Topologías de sistemas EP	49
ANEXO 2. Generador de pulso <i>Scandinova</i>	51
ANEXO 3. Estudio y comparación entre Mosfet e IGBT	52
ANEXO 4. Tablas de comparación de IGBT's	54
ANEXO 5. Cálculo de E_{ON} y E_{OFF} a 25°C en los IGBT's en los que era desconocido	56
ANEXO 6. Tabla de <i>Clearance</i>	59
ANEXO 7. Cálculo aproximado de potencia disipada en el convertidor	60
ANEXO 8. Intensidad eficaz en los condensadores de desacoplo	63
ANEXO 9. Cálculo de Q_G del IGBT a partir del <i>Datasheet</i>	65
ANEXO 10. Elementos de seguridad del <i>Driver SKYPER 32PRO R</i>	66
ANEXO 11. Cálculo de los límites teóricos de la resistencia de puerta	69
ANEXO 12. Encendido secundario en IGBT: cálculo de variables.....	72
ANEXO 13. Esquema del control completo (ampliable).....	74
ANEXO 14. <i>Arduino Due Pinout</i>	75
ANEXO 15. Acondicionamiento para la comunicación <i>Driver-Arduino</i>	76
ANEXO 16. Imagen PCB (<i>Eagle</i>)	78
ANEXO 17. <i>Instrument Control Toolbox Software</i> para la toma de datos	79
ANEXO 18. Bibliografía	81

1. Introducción y motivación

El grupo de investigación de Electrónica de Potencia y Microelectrónica (GEPM) dentro del instituto de investigación I3A de la Universidad de Zaragoza, en colaboración con la Universidad Pompeu Fabra, el Hospital del Mar de Barcelona y otros socios de investigación, se encuentra desarrollando un sistema experimental para el análisis de las técnicas de electroporación irreversible aplicadas al tratamiento de tumores hepáticos.

En este capítulo se introducen los fundamentos científicos y aspectos principales de la electroporación (EP). Se orienta al objetivo final del proyecto del equipo: el estudio de un prototipo de experimentación con la forma de onda y niveles de tensión requeridos.

La electroporación [1] es una técnica consistente en la exposición celular a campos eléctricos de alta intensidad. Esto favorece el aumento de permeabilidad de las membranas, lo cual tiene un efecto directo en toda la membrana celular al favorecer la circulación de iones y macromoléculas a través de ella. El aumento de la permeabilidad está vinculado a la generación de pasos permeables a lo largo de la membrana. Este efecto se representa en la Figura 1.

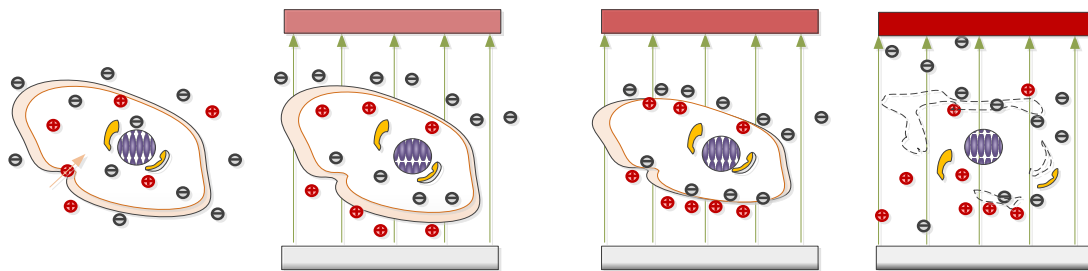


Figura 1. Electroporación de una célula

Existen dos tipos de electroporación según su efecto final en la membrana celular. En la llamada electroporación reversible, una vez suspendido el campo eléctrico, los mecanismos de auto-reparación permiten restablecer los poros generados recobrándose así la permeabilidad. En cambio, si la estimulación de la membrana es excesiva ésta puede sufrir una afectación no reversible, a este efecto se le denomina electroporación irreversible (EPI).

Las investigaciones en el campo de la electroporación han permitido considerar la técnica de electroporación irreversible como una posible alternativa al tratamiento de células cancerígenas o tumorales. La principal ventaja que presenta la EPI es que provoca la muerte celular instantánea sin producir el calentamiento del tejido tratado ni del circundante, evitando de este modo efectos adversos como la carbonización y afectando sólo al área tratada, favoreciendo el tiempo de recuperación post-tratamiento. Esto pasa a ser una ventaja muy útil en el caso de tratamientos cercanos a los vasos sanguíneos, los cuales no deben ser dañados.

Una desventaja es que, durante la aplicación del EPI, pueden producirse contracciones musculares tanto en zonas cercanas como alejadas. Se pueden mitigar en cierto modo con relajantes musculares. Además, son necesarias medidas preventivas para evitar contracciones involuntarias del miocardio.

1.1. Concepto de la electroporación y antecedentes

Para planificar y estimar la efectividad de los tratamientos se hace necesario conocer las características claves de la evolución del tejido durante la electroporación. Resulta de utilidad disponer de un modelo equivalente eléctrico sobre el que extrapolarlas. Esto nos permite estimar el rango de variabilidad de la carga equivalente durante el tratamiento y cómo puede influir.

Se va a utilizar un modelo de tejido (carga) desarrollado por miembros del equipo de investigación y presentado en [2]. En él, se tiene en cuenta que cada porción infinitesimal puede modelarse como resistencias (R_e y R_i), dado que su contenido está compuesto casi en su totalidad por iones. Del mismo modo, para caracterizar la membrana, se aproxima a una serie de capacidades infinitesimales en serie y paralelo, dando lugar a la capacidad equivalente de la membrana (C_m). El circuito que vemos en la Figura 2 equivale al visto desde los terminales de los electrodos.

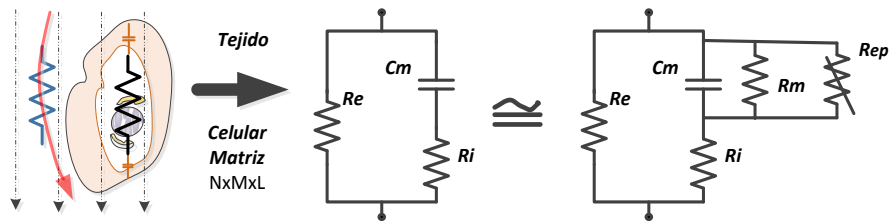


Figura 2. Circuito eléctrico equivalente del tejido [2]

Se caracterizan en él también los efectos de la electroporación sobre el carácter dieléctrico de la membrana. El efecto de conductividad residual que se manifiesta con la EP se representa mediante una resistencia variable (R_{ep}) y surge el deterioro del carácter dieléctrico. Una vez conseguida la permeabilidad en la membrana, se puede caracterizar como una resistencia R_m , aproximable a una baja impedancia.

Existen dos parámetros adicionales que afectan drásticamente a la impedancia equivalente del sistema: la frecuencia de estimulación y el estado de electroporación.

Ambos fenómenos pueden observarse en la figura 3. Para altas frecuencias, entre los [10,100] Mhz, la corriente es capaz de atravesar la membrana celular, reduciéndose enormemente la impedancia del conjunto.

Por otro lado, la electroporación provoca una caída considerable de la impedancia al aumentar la conducción total equivalente de la misma. Este efecto, aunque ocurre en todo el espectro de estimulación, se hace más significativo a bajas frecuencias.

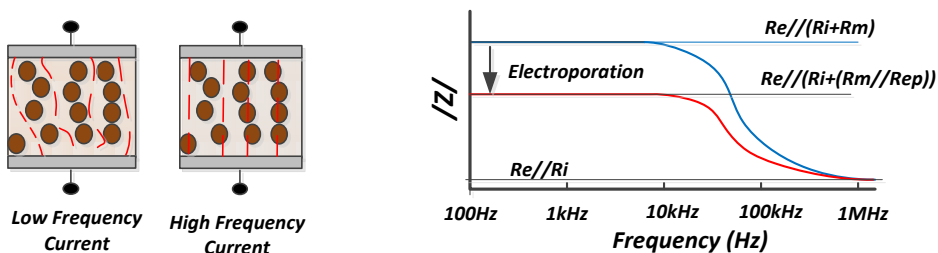


Figura 3. Afectación de la impedancia con la frecuencia y la electroporación [2]

Debido a esto, es posible inducir la muerte necrótica o apoptótica aunque se usen menores niveles de tensión a los considerados en la EPI, siempre que se mantenga un tiempo de exposición suficiente [3].

El uso de electroporación como método ablativo se puede dividir en dos casos:

- La microelectroporación
- La macroelectroporación

La microelectroporación se caracteriza por el uso de un electrodo de tipo aguja, con lo que el área a electroporar es pequeña y difícil de definir. No obstante, se ha demostrado su eficacia y seguridad en algunos estudios y aplicaciones que demuestran la seguridad de su uso incluso en hígados humanos.

La macroelectroporación, por el contrario, realiza el tratamiento en una zona más amplia gracias al uso de electrodos paralelos externos al hígado. En nuestro caso, éste es el método usado. Es, al menos en la bibliografía documentada sobre el tema, el primer intento de un uso ablativo de la electroporación para grandes áreas de tratamiento.

Realizar la electroporación de un hígado completo resulta inviable para los sistemas actuales dados los grandes niveles de tensión y corriente requeridos para cargar las grandes capacidades asociadas al tejido. Por ello, el tratamiento se aplica por segmentos. El modelo de carga de cada segmento a electroporar es aproximadamente un cilindro de tejido blando (hígado) definido por la superficie de contacto de dos electrodos circulares (5 cm de diámetro) con una separación entre ambos (6 cm) y una resistividad de 150 Ω /cm. El nivel de campo eléctrico debe establecerse en un rango superior a 2000 V/cm.

A través de varios estudios, como el realizado por Castollvi [4], se ha descubierto que, mediante la perfusión de suero salino en los tejidos sanos, es posible afectar regiones de tejido con tensiones menores a las originales. Si se realiza una simulación por elementos finitos de la macroelectroporación, es posible verificar la reducción significativa de la caída de tensión en los tejidos sanos. Esto es visible en las figuras 4 y 5.

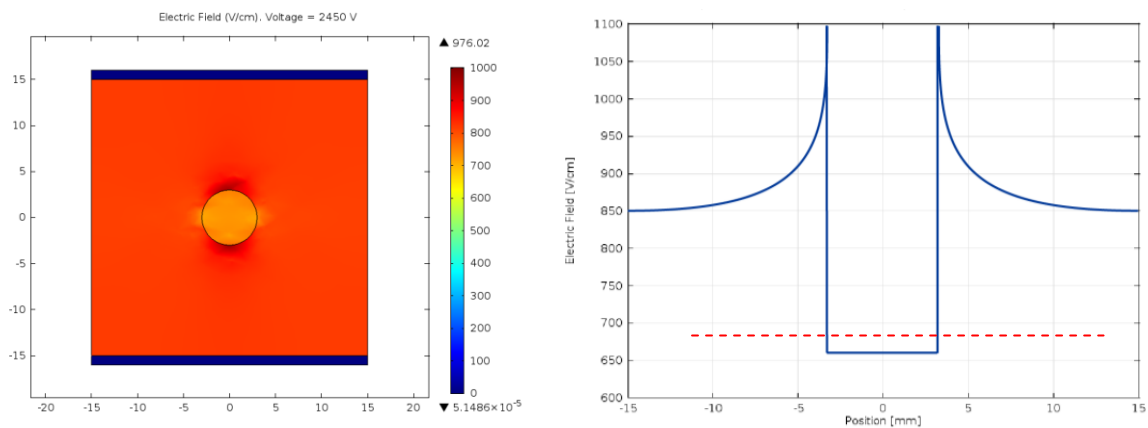


Figura 4. Niveles de campo eléctrico sobre un tejido sin perfusión salina tras aplicar 2450V [4]

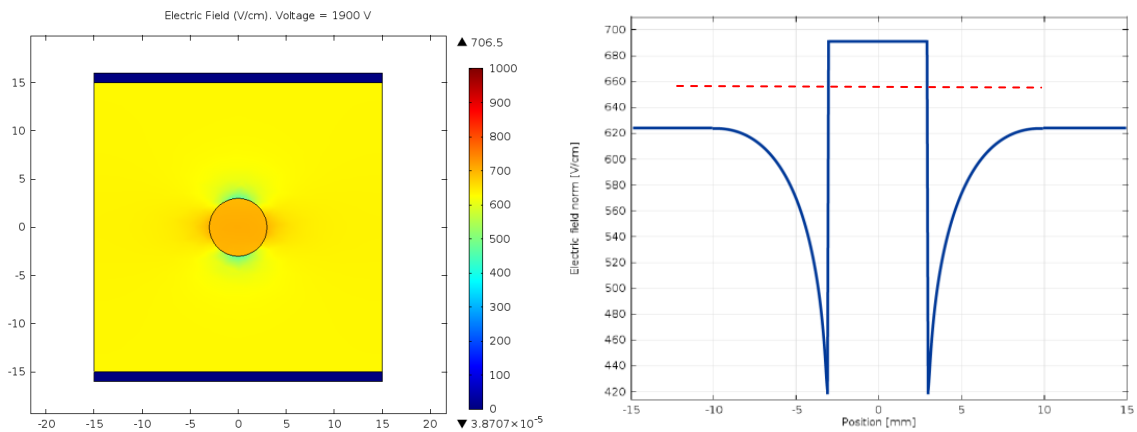


Figura 5. Niveles de campo E en un tejido perfundido con solución salina tras aplicar 1900V [4]

Como se observa en las figuras, gracias al uso del suero salino se puede conseguir una electroporación selectiva que reduce el deterioro del tejido sano por el aumento de conductividad de éste.

A raíz de los resultados, se realizaron estudios preliminares por el equipo disciplinar sobre la macroelectroporación de tumores hepáticos [5]. El trabajo a nivel experimental se realizó en ratones (figura 6). Los resultados más importantes fueron los siguientes:

- Poco se conoce todavía de los efectos y la acción de EPI cuando grandes áreas han de ser tratadas.
- Sin duda, una monitorización intensiva del paciente, la carga, y los electrodos es necesaria para compensar los problemas que la EPI puede implicar.
- Para grandes áreas de tratamiento, y según sus resultados, la ausencia de efectos dañinos del método no puede todavía ser asegurada.



Figura 6. Tratamiento del cáncer mediante electroporación en ratones [5]

1.2. Alcance del trabajo

Como se mostró en el apartado anterior, la EPI se basa en la aplicación de altas intensidades de campo eléctrico. Para obtener mejores resultados durante el tratamiento no es tan importante el tipo de onda de estimulación, sino más bien los niveles de tensión máximos aplicados (decenas de kV), su carácter bipolar, la verticalidad de sus flancos, y el tiempo de mantenimiento sobre el tejido, estas son las claves para obtener mejores resultados durante el tratamiento. Por tanto, el objetivo del proyecto en grupo es un equipo de electrónica de

potencia, versátil y capaz, que permita evaluar la afectación de la variación de dichos parámetros en el tratamiento. No se han encontrado sistemas similares actualmente comerciales o descritos en la literatura.

Los estudios previos realizados por el grupo de desarrollo establecen unos valores deseados aproximados de:

- Que una intensidad de campo de 1900-2000 V/cm en tejido hipersalino puede ser suficiente para la macroelectropolación selectiva. Sin embargo, se pretende obtener una intensidad de campo de 2500 V/cm para nuevas pruebas. Dado que la longitud del cilindro de aplicación propuesto es de 6 cm, el equipo debe ser capaz de administrar **pulsos bipolares de 15 kV con un consumo máximo de varios cientos de amperios (400A si consideramos el objetivo final)**. Esta tensión además de ser regulable, debe poseer una tolerancia inferior al 5% en todo el rango de cargas consideradas.

Para poder proporcionar una herramienta en la investigación biomédica, la duración de los **pulsos debe ser variable entre 10 y 100 μ s**, serán de carácter bipolar y ciclo de trabajo simétrico. La secuencia debe ser repetitiva cada segundo y síncrona con ECG. Además el tiempo de transición en los flancos debería corresponder con un máximo del 10% del periodo. Puede también ser necesario el trabajo en régimen de tren de pulsos, con 10 pulsos consecutivos bipolares y largo periodo de descanso.

La impedancia equivalente en el peor de los casos, correspondiente con la poración, es de $R_e // R_i \cong 50 \Omega$, y las tensiones rondan los kV. Estas magnitudes implican corrientes de centenares de amperios (para decenas de kV) que se traducen en potencias instantáneas del orden de algunas unidades de MW.

Este trabajo se completa con otros que se están desarrollando en paralelo respecto al acoplamiento de la carga mediante transformador [6], y al acondicionamiento de la señal de pulso y al desarrollo del software de control [7].

1.3. *Objetivos del trabajo de fin de carrera*

Los objetivos a cumplir a lo largo del presente trabajo de fin de carrera son los siguientes:

- Estudio de una estructura de Electrónica de Potencia que dé solución a las barreras tecnológicas impuestas por la exigencia del tratamiento de EPI. Dicha propuesta debe contrastarse a partir de una revisión bibliográfica de las topologías de EPI actuales.
- Establecimiento de una metodología de diseño para dicha estructura. El uso de herramientas analíticas, combinada con la simulación, permite alcanzar un modelo de conocimiento orientado a futuras mejoras del circuito.
- Diseño, simulación e implementación, a través de una metodología de diseño de una forma clara y sencilla, del inversor de potencia del electroporador, así como de un

sistema hardware para su control. Desarrollo de las herramientas necesarias para favorecer posteriores diseños de optimización.

- Construcción física de un prototipo sencillo para el inversor y su verificación experimental, que incluirá la puesta a punto y la extracción de conclusiones iniciales con algunas cargas de laboratorio. No se pretende obtener en este sentido un prototipo de la potencia definitiva (6MW), sino acercar lo más posible las especificaciones para obtener conclusiones útiles para un rediseño posterior.
- Diseño en PCB del control con vistas a la experimentación en ámbito real del prototipo.
- Obtención de conclusiones y viabilidad del equipo en la aplicación real basada en los resultados del prototipo desarrollado. De no ajustarse a las especificaciones propuestas, extraer las posibles causas de la desviación a la respuesta esperada y proponer una serie de mejoras que puedan dar lugar a su viabilidad.

2. Arquitectura del electroporador

El gran número de arquitecturas posibles y la falta de madurez de los sistemas de EP dejan la puerta abierta a un sinfín de posibilidades. En este apartado se exponen las principales tipologías disponibles así como sus ventajas y puntos en contra. Tras ello, se presenta justificadamente el tipo de arquitectura por el que se optó para nuestro sistema electroporador.

2.1. Arquitecturas comunes en sistemas EP y selección

La limitación más evidente de los sistemas EP es disponer de los dispositivos electrónicos que soporten el régimen de trabajo: alta frecuencia, alta amplitud de señal, y gran potencia instantánea.

Existen ya una gran variedad de propuestas en el campo de la micro-electroporación, muchas de ellas resumidas en [8]. En general las propuestas se pueden dividir en 3 grupos diferentes según su tipología:

- Tipologías multi-nivel.
- Tipologías resonantes.
- Tipologías basadas en transformador.

A modo de resumen se presenta una tabla con las diferentes características de cada uno de los tres tipos de tipología. En el anexo 1 se exploran en más detalle.

Topología Característica	Topologías basadas en transformador	Topologías multi- nivel	Topologías resonantes
Amplitud y potencia de pulso	Normal	Bien	Normal
Control del pulso	Normal	Bien	Mal
Aislamiento	Muy bueno	Mal	Mal
Seguridad	Bien	Mal	Bien
Fiabilidad	Bien	Bien	Bien
Independencia con la carga	Normal	Bien	Mal

Figura 7. Tabla resumen de tipos de topologías para sistemas EP

Se ha de escoger la topología más apropiada en base a las necesidades del proyecto. Al tratarse de un sistema de uso médico, es lógico descartar la topología multi-nivel debido a la falta de seguridad y aislamiento que implica. La topología resonante tiene mucha fiabilidad y seguridad pero no posee aislamiento galvánico implícito y, sobre todo, necesita de una carga conocida y poco variable para no desintonizarse. Ambas quedan descartadas por estos motivos.

Finalmente, la tipología seleccionada fue de tipo indirecto basada en transformador, como se muestra en la figura 8. La selección de esta arquitectura viene determinada por su sencillez conceptual, robustez, aislamiento galvánico, y posibilidad de hacerse multicelular.

No obstante, el gran stress que los dispositivos sufren en este tipo de arquitectura nos llevó a **reducir el área de aplicación respecto a la propuesta inicial** para reducir la corriente / potencia necesaria del sistema.

Como el equipo debe ser capaz de generar señales cuadradas de alta magnitud y alta frecuencia, será necesario realizar una doble conversión. La energía inicial de carácter alterno que procede de la red eléctrica de baja frecuencia (50Hz) se almacenará en un bus de continua (conversión AC-DC) y posteriormente será invertida (conversión DC/AC) para obtener la señal de alta frecuencia deseada.

La estructura conceptual que se propone se compone de cuatro unidades diferenciadas: un rectificador (AC/DC), un elevador/reductor (DC/DC'), un inversor (DC'/AC) y un acoplamiento magnético elevador de tensión. Además, disponer de una estructura modular permite poder diseñar y optimizar cada etapa con independencia del resto de la arquitectura.

El estudio magnético del transformador de acoplamiento se está llevando a cabo en [6] en paralelo al desarrollo de este proyecto.

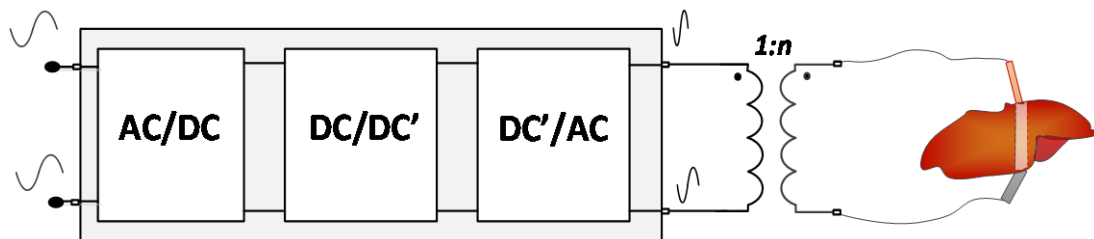


Figura 8. Esquema de la estructura de electrónica de potencia del sistema de EPI

2.2. Esquema del equipo y salida objetivo

El diagrama de bloques del prototipo electroporador se presenta en la figura 9 de la página siguiente. Los bloques de color verde han sido desarrollados e implementados por el equipo y su desarrollo no forma parte de este trabajo. Por el contrario, los bloques azules son aquellos de los que se ocupa este proyecto. El transformador fue desarrollado y optimizado por un compañero en un proyecto previo de fin de Master [6]. Además, recientemente, una compañera desarrolló el Medidor-Acoplador a la salida del sistema así como la interfaz para el control de la señal por parte del equipo médico [7].

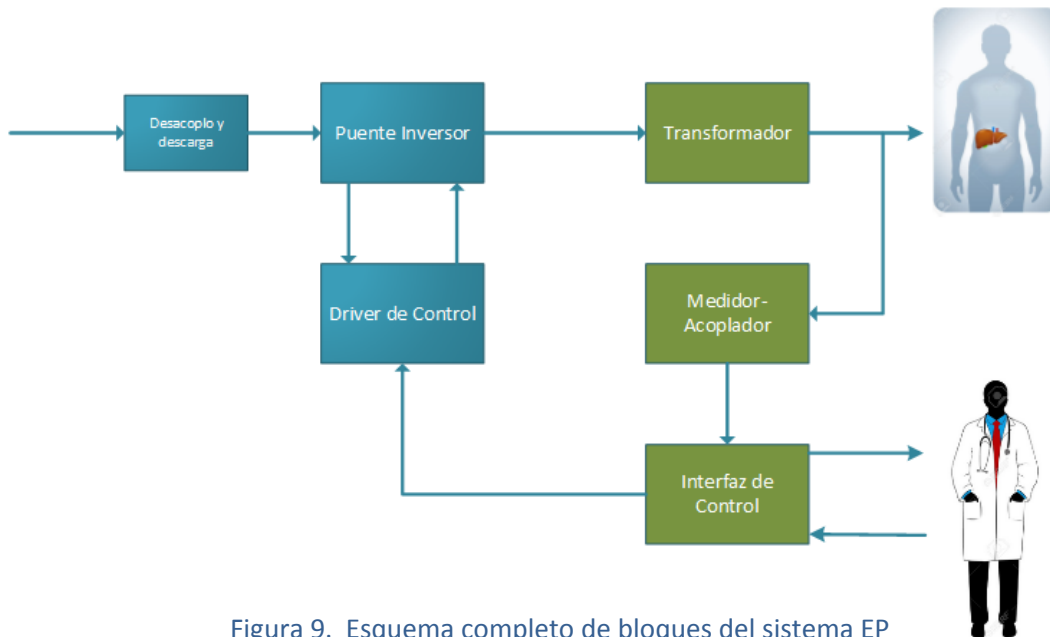


Figura 9. Esquema completo de bloques del sistema EP

No se ha incluido el diseño de un rectificador. Para este prototipo la entrada será la tensión de bus proveniente de una fuente de alimentación que alcance una tensión rectificada máxima de alrededor de 1000V. Se planteará la necesidad de un rectificador diseñado específicamente para el sistema a partir de los resultados experimentales. No obstante la mayoría de elementos importantes se seleccionarán con vistas a pruebas futuras de hasta 1200V.

2.2.1.- Señal objetivo a la salida del puente inversor

La salida del puente ha de ser una señal bipolar de al menos 1000 V, con un periodo de 1 segundo y tiempo de pulso entre [10,100 μ s]. A continuación se presentan los pulsos de salida objetivo simulados mediante un simulador de circuitos con carga ideal. El tiempo de pulso en estos ejemplos se ha establecido en 100 μ s.

Señal objetivo: Régimen normal

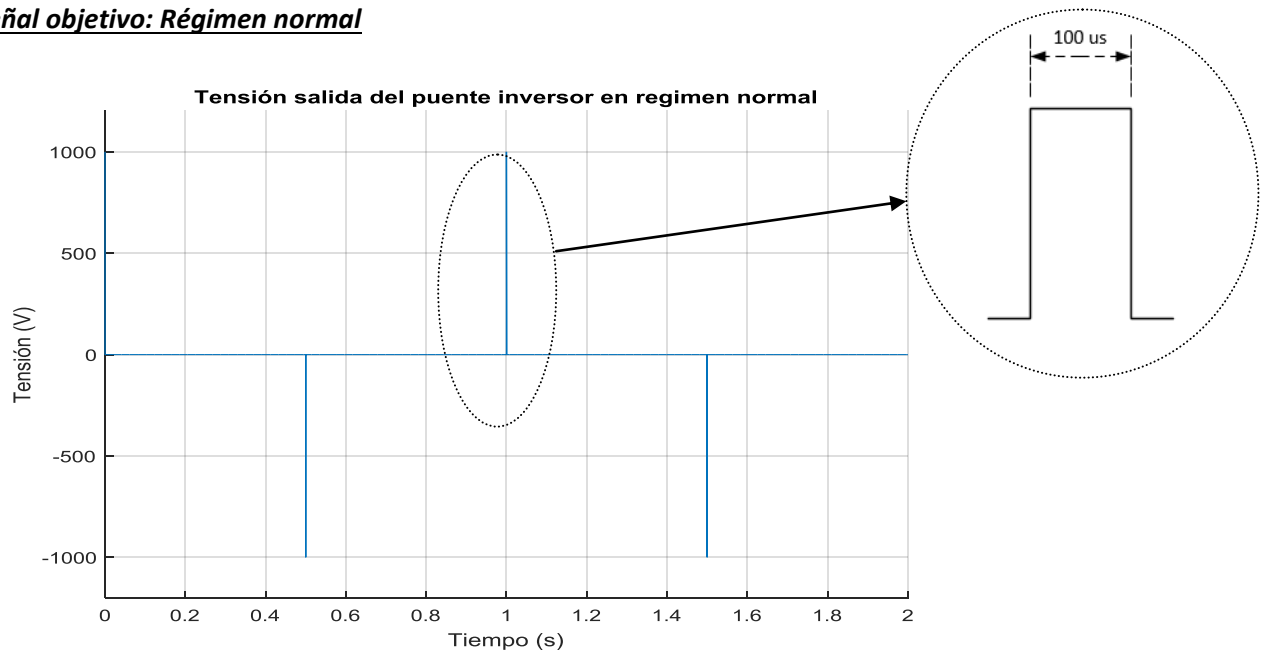


Figura 10. Tensión de salida del puente inversor en régimen normal

Señal objetivo: Régimen de tren de pulsos

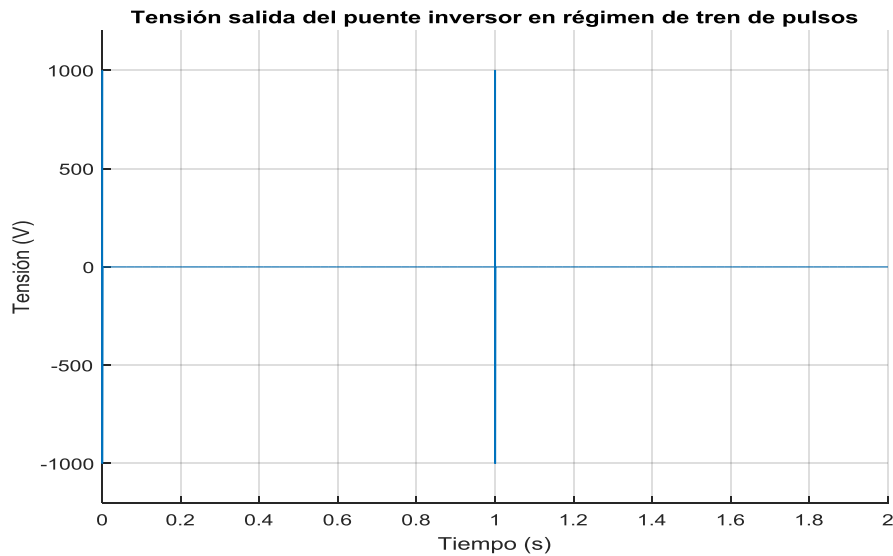


Figura 11. Tensión de salida del puente inversor en régimen de tren de pulsos

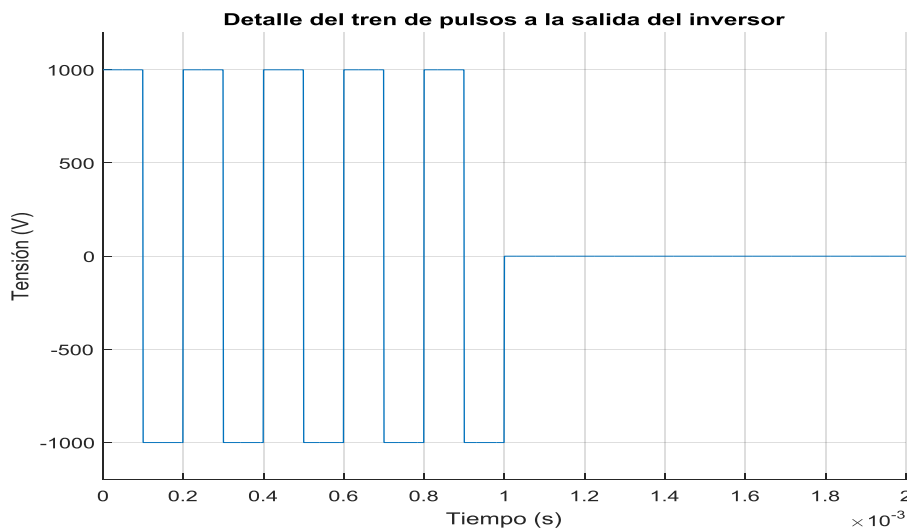


Figura 12. Detalle del tren de pulsos a la salida del inversor

A continuación se va a proceder a explicar el diseño de los bloques del sistema de los que se ocupa este trabajo y la implementación de éstos. En primer lugar, se explicarán en detalle el diseño del puente inversor y el sistema de desacoplo. Tras ello, se detallará el proceso de diseño del *hardware* de control para, por último, presentar la implementación del conjunto en una placa PCB. Los resultados experimentales y conclusiones de éstos se mostrarán en último lugar.

3. Diseño del inversor y del desacoplo.

En este apartado se muestran los esquemas y funcionamiento de los bloques del puente inversor y de su desacoplo, así como el proceso de selección de todos los elementos asociados a ellos.

3.1. Esquema y funcionamiento del inversor

El puente inversor es el bloque más importante del sistema en un sentido muy claro: es en el que van a quedar definidos los límites técnicos del electroproporador. Estos límites vienen acotados, principalmente, por las características de los transistores de potencia: su corriente máxima admisible, tensión de ruptura y velocidad de conmutación definen los niveles máximos de intensidad, tensión y frecuencia en la carga.

En este caso, se optó por una arquitectura de puente completo con tecnología IGBT. Esta tecnología es suficiente para tensiones de 650-1000 V y frecuencias de 100 kHz, resultando una tecnología madura. En el anexo 3 se puede observar el proceso de comparación entre MOSFET e IGBT que dio lugar a la decisión de usar los segundos.

Si, en última instancia, la relación de transformación debiera degradarse y, por tanto, elevarse la tensión con la que conmutar, tecnologías emergentes como el carburo de silicio serían las idóneas, pero su investigación se escapa a los objetivos de este proyecto.

La modulación utilizada en el puente es SW (*Square Wave*), asegurando la simetría bipolar de la tensión de tratamiento al tratarse de un puente completo. Los diagramas de los modos de conducción se muestran en la figura 13.

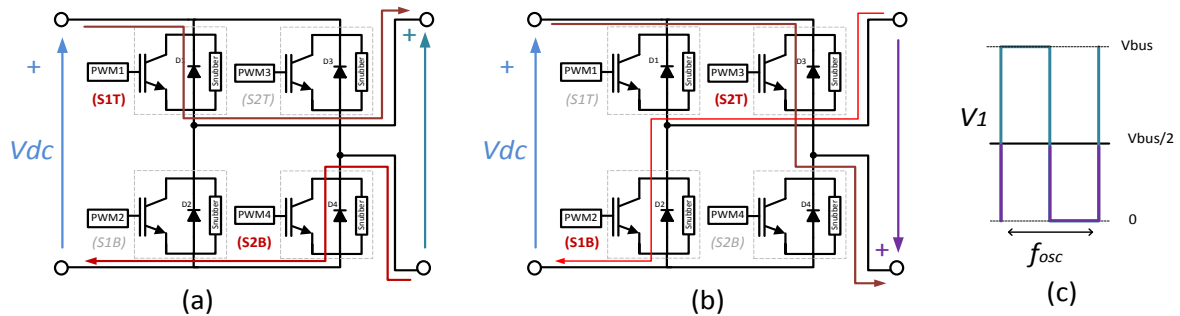


Figura 13. Secuencia de disparo (a) (b) y salida (c) de un puente completo

3.2. Esquema y funcionamiento del bloque de desacoplo y descarga

Este bloque incluye los condensadores de desacoplo del inversor y un sistema de descarga de éstos mediante un relé. Además, se implementan relés adicionales que añaden medidas de seguridad para aislar la alimentación del sistema en caso de fallo. Se presenta el esquema del bloque en la figura 14.

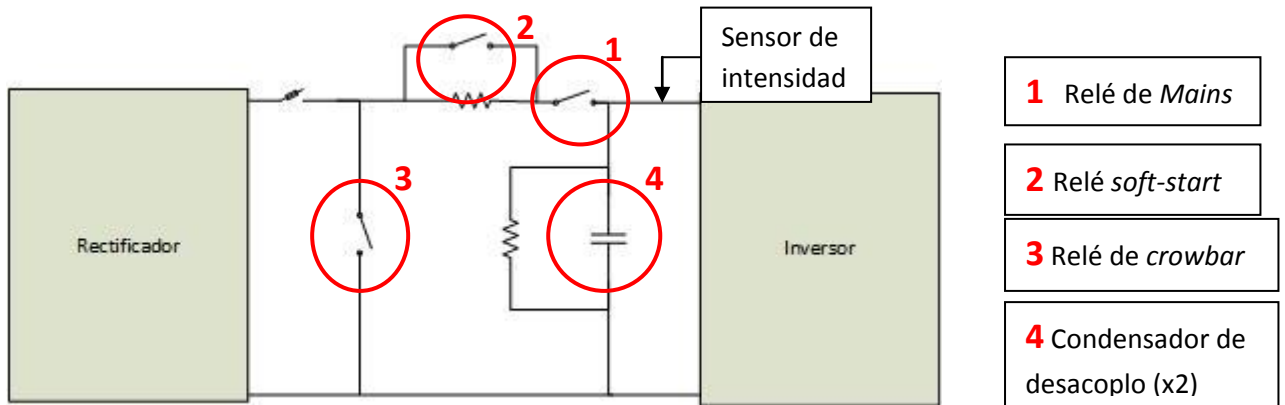


Figura 14. Esquema del desacoplo y descarga del sistema EP

Se optó por el uso de dos condensadores, uno a cada lado del inversor. De esa manera el sistema es simétrico y se consiguen disminuir los parásitos así como facilitar el camino de las corrientes de fuga. Por otra parte, las fuertes especificaciones de seguridad del ámbito sanitario nos llevaron a implementar dos relés extra aparte del relé necesario de precarga del condensador. Éstos son los relés de *Mains* y de *Crowbar*.

El relé de *Mains* aísla el inversor de la alimentación en caso de aumento peligroso de la intensidad. Se utiliza para ello la lectura de un sensor de intensidad acoplado a la rama de entrada al inversor.

El relé de *Crowbar* es el sistema de seguridad instalado de último orden. Sólo será necesario su uso en caso de fallo del relé de *Mains* y nos asegura el aislamiento entre alimentación e inversor si se produce un aumento excesivo de la corriente. Su funcionamiento es muy simple y se presenta esquematizado en la figura 15 seguido de una explicación en la página siguiente.

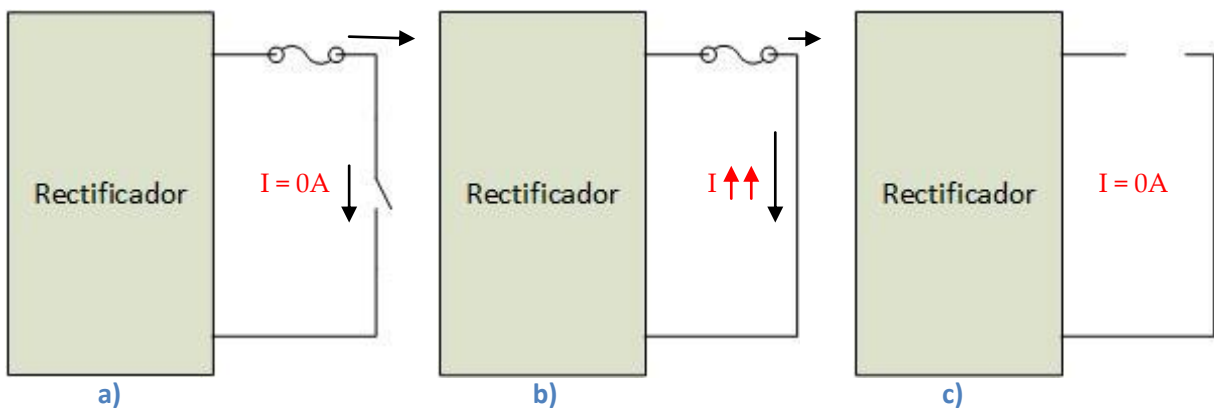


Figura 15. Funcionamiento del relé crowbar

En caso de fallo del relé de *Mains* tras un aumento de intensidad excesiva (a), el relé de *crowbar* se cerraría mediante una orden de software y cortocircuitaría alimentación y tierra (b). El aumento de intensidad producido haría saltar el fusible. Esto aislaría de forma definitiva el inversor de la alimentación y protegería al paciente y operarios (c).

Por último, el relé de *Soft-start* se ocupa de controlar la intensidad en los condensadores de forma que no se produzcan picos demasiado elevados en las corrientes de carga. Se permite la carga del condensador a través de la resistencia durante un cierto tiempo, aproximadamente hasta llegar al 60% de la carga, para entonces cerrar el relé y permitir la carga completa. La simulación de la intensidad por la resistencia hasta cierre del relé se observa en la siguiente figura. Se han tomado como valores objetivo: $V = 1000V$, $R = 60\Omega$, $t_{cierre} = 0.15s$.

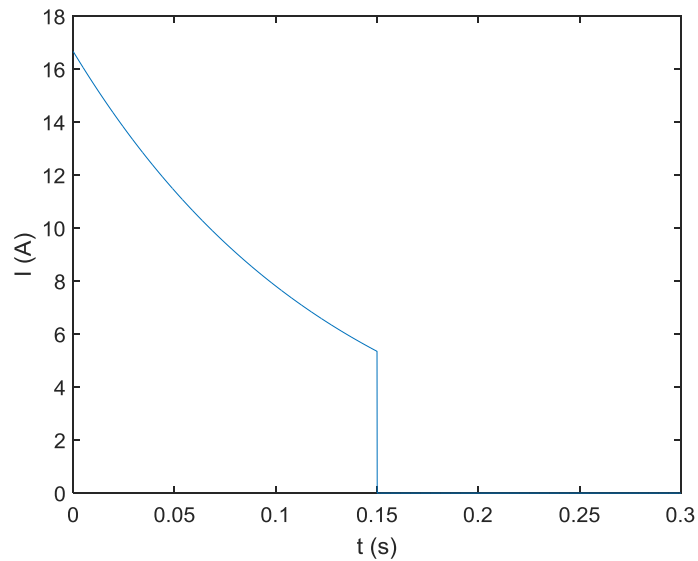


Figura 16. Intensidad por la resistencia durante el periodo de carga controlada

3.3. Selección de elementos

Una vez definidas las funciones del sistema y su funcionamiento, es muy importante elegir cuidadosamente los elementos y dispositivos adecuados. Se realizó una cuidadosa selección de éstos con vistas a la construcción de un sistema robusto y que cumpla con los objetivos planteados.

A continuación se explica el proceso de selección de los diversos elementos que constituyen el puente inversor y el sistema de desacoplo. El bloque al que pertenecen se presenta de forma esquemática en la figura 17.

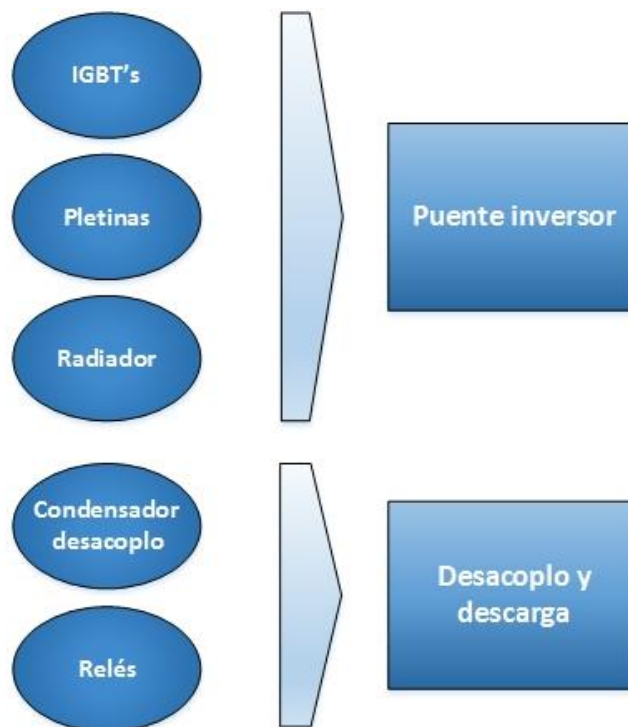


Figura 17. Elementos y dispositivos de bloques del inversor y desacoplo

3.3.1.- Selección de IGBT

Dada la gran variedad de IGBT's que se pueden encontrar en el mercado, es conveniente hacer un estudio detallado de éstos para poder escoger el más apropiado de cuantos hay disponibles.

Es importante partir de los requisitos conocidos de tensión de ruptura e intensidad de colector. Estos valores de IGBT son suficientes para cumplir con las especificaciones:

$$I_c \geq 300A$$

$$V_{ce} \geq 1200V$$

Dada la gran cantidad de IGBT's disponibles que cumplen estos requisitos, se realizó una selección más fina. Se optó por escoger, en esta primera fase experimental, una tensión de

ruptura de 1200 V_{CE} y no mayor. Esto es debido a la necesidad de hacer pruebas con ese nivel de tensión para contrastar hipótesis que nos harían averiguar si es necesaria más tensión o no.

Debido al gran número de opciones disponibles de IGBT's con 1200 V_{CE} , se optó por buscar los mejores IGBT para el diseño dentro de un rango de intensidades muy variables. Finalmente se hizo una lista de 22 IGBT's cuyo rango de intensidad de colector variaba entre 295 y 800 Amperios. La tabla resultante puede observarse en el anexo 4. Además, se presenta una explicación detallada de la selección de estos IGBT y la extrapolación de datos para su comparación en el anexo 5.

Mediante esa tabla se realizó la siguiente figura de mérito de " I_c VS E_{off} ". Resulta muy representativa ya que nos permite discernir los dispositivos con menor E_{off} de entre sus competidores de intensidades similares. Aparece, además, un "outlier" en la gráfica que corresponde al IGBT con mejores prestaciones.

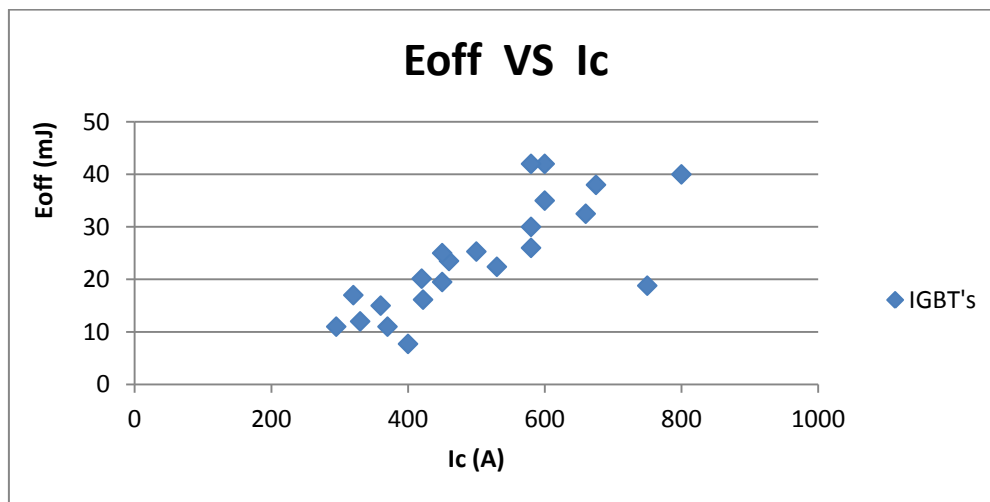


Figura 18. Figura de mérito "Eoff VS Ic" de los IGBT's seleccionados

Hay que tener en cuenta que el hecho de encontrar IGBT's claramente mejores que los otros no implica que esos sean finalmente los usados para el diseño. El último paso es buscar en las páginas web oficiales así como en los distintos distribuidores (*Farnell, Digikey...*) los IGBT's más apropiados para comparar precios y stock. Esto muchas veces conlleva complicaciones por falta de stock o por encontrarse los IGBT, especialmente las nuevas versiones, en fase de producción.

Finalmente el IGBT seleccionado fue el "*SKM300GB12T4*", cuyas características pueden verse en la figura 22 de la página siguiente. El IGBT que destacaba de tal manera con respecto a los demás estaba fuera de stock. No obstante, no se descarta su uso para futuros prototipos y experimentaciones si fuera necesaria más potencia en el sistema.



IGBT				
V_{CES}	$T_j = 25\text{ °C}$		1200	V
I_C	$T_j = 175\text{ °C}$	$T_{case} = 25\text{ °C}$	420	A
		$T_{case} = 80\text{ °C}$	325	A
I_{CRM}	$I_{CRM} = 3 \times I_{CNOM}$		900	A

Figura 19. IGBT seleccionado y características

3.3.2.- Selección de las pletinas de conexionado

En el diseño de pletinas son dos los factores principales a considerar: las medidas de las pletinas y la distancia entre éstas.

Medidas de las pletinas

Para pulsos tan estrechos como el nuestro, con armónicos de alta frecuencia que necesitan de buenos caminos de propagación, el factor más importante a tener en cuenta para el dimensionado es el efecto pelicular en el cobre para señales de alta frecuencia.

Debido a la disminución en la amplitud de la señal para cada armónico más elevado y a la relación de esa amplitud con la resistencia equivalente en la pletina, se considera el efecto pelicular sólo hasta el armónico 5, suponiéndose el resto de armónicos no relevantes para definir la pletina. La frecuencia de los tres primeros armónicos de nuestra onda y el efecto pelicular en el cobre asociado a ellas pueden verse a continuación.

$$\begin{aligned}
 f_1 &= \frac{1}{2 \cdot T} \Rightarrow f_1 = \frac{1}{2 \cdot 10 \mu s} = 50 \text{kHz} \\
 f_3 &= 3f_1 \Rightarrow f_3 = 150 \text{kHz} \\
 f_5 &= 5f_1 \Rightarrow f_5 = 250 \text{kHz}
 \end{aligned}
 \left. \vphantom{\begin{aligned} f_1 \\ f_3 \\ f_5 \end{aligned}} \right\}
 \begin{aligned}
 \delta_{cu1} &= 0.292 \text{mm} \\
 \delta_{cu3} &= 0.18 \text{mm} \\
 \delta_{cu5} &= 0.15 \text{mm}
 \end{aligned}$$

Distancia entre pletinas

La distancia entre pletinas ha de ser suficiente para crear aislamiento entre ellas. Entre las pletinas habrá, principalmente, sólo aire (*clearance*). En las zonas de contacto entre pletinas e IGBT se han de cumplir las distancias de *creepage*.

Respecto al esto último, el fabricante del IGBT se asegura de cumplir estas distancias entre los terminales para el peor caso en el que la tensión de trabajo sea la V_{CE} máxima del IGBT.

La distancia de *clearance* necesaria puede adquirirse de la tabla del anexo 6. Para nuestras tensiones de trabajo esta distancia es muy baja (0.8 mm) incluso en el caso extremo de alta polución en el aire.

Medidas y distancia definitivas

Las medidas finales por las que se optó fueron: 3 mm de espesor y una anchura de 2.5 cm como máximo. La anchura de 2.5 cm implica que la distancia en aire entre pletinas de dos terminales consecutivos del IGBT es 0.3mm, lo que cumple con la distancia de *clearance* anterior. Por lo tanto, ambas medidas cumplen con las especificaciones vistas más arriba. Pueden observarse un par de pletinas del electroporador en la figura 20.

El espesor de 3 mm es mucho mayor que el efecto pelicular en el cobre (con una espesor de 1 mm hubiera sido suficiente) pero, de esta forma, la pletina tiene una mayor resistencia mecánica que puede ser útil frente al peso de los condensadores que van colocados en los extremos o frente a otros esfuerzos mecánicos.

La anchura de las pletinas define la distancia en aire que habrá entre ellas (*clearance*) debido a que las distancias entre terminales del IGBT son fijas y es donde las pletinas han de ir colocadas. Se optó por utilizar dos anchuras, de 2.5 cm y de 1.5cm. Siendo la pletina de en medio (tierra) la de mayor anchura. De esta forma la distancia entre pletinas es aún mayor (8 mm) para evitar que el esfuerzo mecánico en las barras por el pulso o los condensadores las haga saltar.

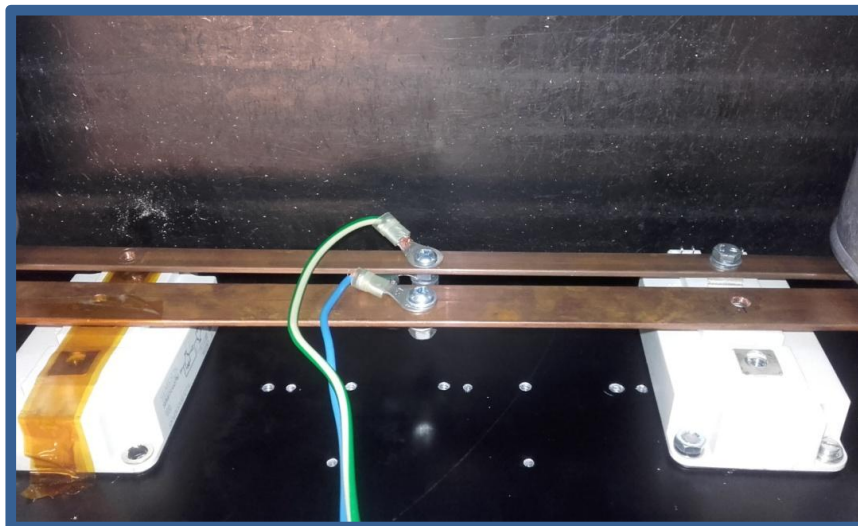


Figura 20. Detalle de las pletinas de conexionado durante el montaje

3.3.3.- Selección del radiador

El radiador deberá cumplir 2 características:

- 1- Tener la capacidad de disipar la potencia perdida del circuito.
- 2- Ser una base estable desde el punto de vista de sólido rígido. Esto es, tener una relación de anchura – altura > 1 .

Cálculo de potencia entregada

Lo primero es calcular la potencia perdida, considerando tanto la eficiencia aproximada como las potencias entregadas a la carga. Se realiza esta aproximación en cada uno de los dos regímenes de trabajo posibles: régimen normal y tren de pulsos. Se muestra un cálculo detallado de ambos en el anexo 7. Los resultados del proceso de cálculo que se presentan en ese anexo se resumen en la siguiente tabla.

Régimen normal	Régimen de tren de pulsos
150W	750W

Figura 21. Potencia a disipar por el convertidor según régimen de trabajo

Debido a lo estrecho de los pulsos y la moderada frecuencia de repetición, la temperatura del radiador no es uno de los problemas más acentuados de este sistema. Las potencias a disipar son bajas comparadas con lo normal en este tipo de dispositivos y la frecuencia de repetición también baja comparada con la constante de tiempo térmica de un radiador tan grande.

Diseño del radiador

El tipo de radiador por el que se optó fue de perfil extrusionado de aluminio. Las ventajas que presenta esta construcción es que sirve simultáneamente de base para la fijación de los componentes (IGBTs, condensadores...) y permite conseguir un buen plano de masa. Teníamos un radiador disponible en el laboratorio que era suficiente para nuestro sistema ya que, como hemos visto, las temperaturas son muy bajas y cualquier disipador básico cumple con las especificaciones. Presenta unas medidas exteriores de 200x40-335 mm y una separación entre aletas de 0.8mm.

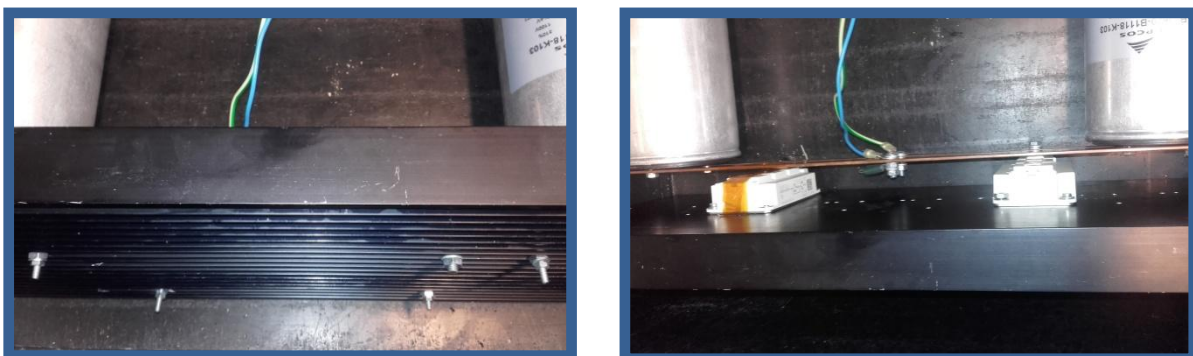


Figura 22. Detalle del radiador durante el montaje

3.3.4.- Selección de relés

Hay dos tipos de relés principales: electromagnéticos y de estado sólido. Los primeros se caracterizan por su funcionamiento mecánico mientras que los segundos se constituyen de forma electrónica

En nuestro caso se optó por el uso de relés de estado sólido. Dos son las ventajas principales [9] de estos relés para nuestro sistema:

- Los relés de estado sólido son más fiables que los electromagnéticos al carecer de partes mecánicas y móviles. Por supuesto, no están exento de posibles fallos electrónicos. No obstante, en términos generales, este tipo de relés tienen menos posibilidad de fallo que los electromagnéticos.
- El poder de apertura de estos relés, para buses de DC, es superior al que proporciona el otro tipo de relés.

Respecto a la selección definitiva de los relés, un relé ha de cumplir dos características: que conduzca correctamente y que no haya problemas en la apertura. El único relé a dimensionar cuidadosamente es el relé de *Mains*. El relé de *Crowbar* actúa en cierre y es de un solo uso, como se observa en el esquema mostrado antes. El relé de *Soft-start* no sufre cargas excesivas y cualquier relé normal cumplirá la función.

Por el contrario, el relé de *Mains* ha de dimensionarse cuidadosamente por su importancia en la seguridad del sistema y por las tensiones e intensidades que actúan sobre él. Se ha de escoger un relé cuya I_{MAX} sea menor que la Intensidad eficaz del circuito y con una $V_{APERTURA}$ de 1000 V en DC. Se ha elegido una tensión DC de 1000 voltios debido a que es la tensión prevista para las primeras experimentaciones, el resto de dispositivos más complejos (IGBT, condensadores...) se sobredimensiona a 1200V para futuras pruebas en más tensión.

Se limitará la intensidad mediante una resistencia de 60Ω . Por lo tanto:

$$I_{m\acute{a}x} = \frac{1000V}{60\Omega} = 16.6A$$

El relé tendrá que soportar una intensidad de 16.6A y poseer una $V_{APERTURA}$ de 1000 V en DC. El relé seleccionado fue el *SSC100-25-24*, el cual cumplía con las especificaciones, tal como se comprueba en la figura 23.



SSC Series

- Ratings up to 25A @ 1000VDC
- IGBT output
- CE Compliant to EN60950-1
- Improved SEMS screw and washer
- Redesigned housing with anti-rotation barriers

Figura 23. Relé de *Mains* seleccionado

3.3.5.- Selección de los condensadores de desacoplo

La selección de los condensadores de desacoplo tiene dos planos diferenciados: El valor nominal y los parásitos. Además, una vez seleccionado el condensador, ha de comprobarse teóricamente que las especificaciones de intensidad permisibles son suficientes para su uso en nuestro sistema.

El valor nominal se calcula con la especificación del decremento de tensión máximo a la salida. De esta forma se asegura que en el mejor caso de los parásitos el sistema cumple con las especificaciones.

Los parásitos se optimizan de dos formas: mediante la correcta selección tecnológica y mediante el montaje y agrupamiento de condensadores.

Valor nominal

El criterio de valor nominal se selecciona para no perder tensión en Bus. La especificación total es del 5% de la tensión. Por lo tanto, para cumplir con las especificaciones es necesario seleccionar una capacidad nominal que implique una disminución en la tensión menor que ese 5% del total.

$$\Delta V \leq 5\%V_{bus} \rightarrow \Delta V \leq 60V$$

$$C = \frac{I_c \cdot (t_{pulsos})_{m\acute{a}x}}{\Delta V} \rightarrow C = \frac{I_c \cdot 100\mu s}{60V}$$

La intensidad dependerá de cuántos condensadores principales pongamos en paralelo, como se muestra en la figura 24.

Condensadores	1 Condensador	2 Condensadores	3 condensadores	4 condensadores
Características				
Intensidad por condensador	900A	450A	300A	225A
Capacidad	1500μF	750μF	500μF	373μF

Figura 24. Intensidad y capacidad según número de condensadores en paralelo

Debido a la simetría del sistema, se optó por utilizar dos condensadores en paralelo, uno a cada lado del puente. De esta forma, se optimizan los parásitos al hacer simétrico el sistema completo y facilitar el movimiento de la corriente. Por lo tanto, el condensador elegido ha de ser de, por lo menos, $750 \mu F$.

Selección tecnológica

Existen muchos tipos de condensadores en el mercado, cada uno con características propias y distintas que consiguen que todos ellos sean útiles dependiendo del tipo de aplicación y objetivos.

A continuación se presenta una tabla resumen con los principales tipos de condensadores y sus características.

Tipo/Característica	Capacidad (densidad)	ESR	Leakage	Tensión	Precio
Cerámicos	Baja	Bajo	Medio	Muy Alta	Baratos
Film (Plástico)	Media	Medio	Medio	Muy Alta	Baratos
Electrolíticos	Alta	Alto	Medio	Normal	Muy baratos
Mica	-----	Bajo	Bajo	Baja	Caros
Doble capa (CAEV)	-----	Muy alto	-----	Muy Baja	-----

Figura 25. Tipos de condensadores y características

Debido a la tensión, los de mica y doble capa se descartan de forma inmediata. Los más convenientes para este sistema son los *film*. Los cerámicos tienen muy poca densidad de capacidad por lo que haría falta mucho material para alcanzar los $750 \mu F$ deseados. Los electrolíticos tienen mucha densidad de capacidad pero sus parásitos son mayores que en los cerámicos o *film*. El punto intermedio lo ocuparían los estos últimos, los cuales poseen unos parásitos razonablemente bajos y una densidad de capacidad que permite el uso de condensadores de un tamaño razonable. Por todas estas razones, los condensadores de tipo *film* parecen los más apropiados para nuestros objetivos.

Selección del condensador y cumplimiento de especificaciones

Finalmente, se seleccionó un *EPCOS B25620B1118K103*, condensador de tipo *film*, $1100 \mu F$ y un máximo de $1100V$. La alta capacidad de cada uno de los condensadores nos asegura con mucho margen la especificación del valor nominal. Al ser condensador de tipo *MKP*, nos aseguramos su buen funcionamiento frente a pulsos de alta potencia y bajas pérdidas.

Se ha de comprobar, además, que el condensador elegido soporta las especificaciones de la intensidad a la salida. En la figura 26 de la siguiente página puede verse el condensador seleccionado y sus intensidades máximas.



I_{MAX} : Corriente máxima eficaz en operación continua
 I_s : Intensidad de sobrecarga
 I_p : Intensidad de pico

C_R μF	I_{MAX} A	I_s kA	I_p kA	R_S m Ω	L_{self} nH	R_{TH} K/W	D mm	H mm	Weight kg	Fig.	Ordering code
1100	80	30.8	10.3	0.8	≤ 100	1.3	116	223	2.56	4	B25620B1118K103

Figura 26. Condensador de desacoplo elegido y características de corriente

La Intensidad máxima, definida como “*corriente máxima eficaz en operación continua*”, es la única que no se comprueba de forma inmediata. Tanto la intensidad permisible de sobrecarga como la de pico son muy elevadas en relación a las intensidades que actuarán en nuestros condensadores de desacoplo.

Por lo tanto, se ha de comprobar que la corriente eficaz por los condensadores para ambos regímenes de trabajo de nuestro convertidor no supera la especificada de 80A. El cálculo y la comprobación se presentan de forma detallada en el anexo 8. A continuación se muestran los resultados adquiridos en ese anexo.

Régimen normal	Régimen de tren de pulsos
6,36A<80A	14,23A<80A

Figura 27. Intensidad eficaz equivalente en los condensadores para cada régimen

El condensador se puede utilizar sin problemas en el sistema EP ya que ninguna de las intensidades supera las especificadas por el fabricante.

Agrupamiento de condensadores

Debido a la singularidad de este sistema y, por lo tanto, a la necesidad de realizar mejoras mediante experimentación, se optó por adquirir resultados experimentales solamente con los condensadores nominales. De esta forma, si se comprueba un mal funcionamiento frente a parásitos, se realizarán las mejoras necesarias para optimizarlo en la medida de lo posible.

4. Diseño del *hardware* de control y del PCB

Una vez finalizado el diseño del inversor y el desacoplo, se ha de proceder diseñando el control del sistema. En este apartado se va a explicar el proceso de selección del Driver de control justificando los motivos, tanto de especificaciones como de seguridad, por los que se ha escogido. Tras ello, se muestra el diseño del PCB en el cual se ha implementado el sistema de control y seguridad del electroporador. El software de control y comunicación con el PC no va a ser objetivo de este PFC, por tratarse en un trabajo final de grado que se desarrolla en paralelo [7].

4.1. Driver de control

El *Driver* de control de puerta es un amplificador electrónico que nos permite aplicar una intensidad suficiente a los terminales de puerta de los IGBT a partir de señales de control pequeñas. Es un dispositivo muy importante ya que es el encargado de cargar y descargar el condensador de entrada de *Driver* y, por lo tanto, de permitir que este pase a *on/off* a la velocidad requerida

En este apartado se presenta el proceso de selección del *Driver* mediante el cálculo de la I_{OUT} necesaria para nuestros IGBT's. Después se examinan los sistemas de seguridad del Driver seleccionado por ser estos una gran ventaja respecto a otros Drivers y de gran importancia para nuestra aplicación clínica. Por último, se definirá totalmente la unión *Driver*-IGBT realizando el cálculo de las resistencias de puerta entre el control y los semiconductores.

4.1.1.- I_{OUT} y selección del Driver de control

El *driver* ha de ser capaz de cargar y descargar el condensador de entrada del IGBT en el tiempo necesario. Por ello, hay un requisito mínimo de intensidad. A mayor intensidad, mayor velocidad de carga y descarga del condensador, por lo que el IGBT podría pasar a *on/off* antes.

En este sentido, la característica más importante del *Driver* será su Intensidad máxima de salida, que tiene que ser suficiente para aportar la carga necesaria al condensador en el tiempo necesario. Hay dos formas diferentes de realizar el cálculo, una aproximada y otra más exacta [10]:

Mediante referencia aproximada (aconsejada) por el fabricante

La tensión de puerta (V_{Gate}) se especifica en las hojas del IGBT, en concreto se observa que a partir de una cierta tensión (15V) las pérdidas de conducción no mejoran, el transistor está saturado en el sentido de la máxima capacidad de conducción.

Usando los datos del fabricante de IGBT de R_{Gate} en *on* (1.5Ω) y sabiendo que nuestro $\Delta V_{Gate} = [-15,+15]$ V, la I_{out} necesaria es de 20 A. No obstante, este método no considera más que la R_G sin tener en cuenta las otras resistencias. La intensidad real necesaria será menor.

Mediante el cálculo de las relaciones Q_G vs. V_{GE} del fabricante

A veces se presenta en el *Datasheet* del IGBT una gráfica indicando la variación típica de carga de puerta con la V_{GE} . Cuando la gráfica está presente, se puede calcular muchas veces el Q_G de forma exacta. En nuestro caso, la gráfica correspondiente no abarca el rango de tensiones de puerta [-15,+15] V. Para obtener Q_G se ha de extrapolar la gráfica. Puede verse todo el proceso en el anexo 9.

$$\left. \begin{array}{l} Q_G \text{ (datasheet)} = 2200 \text{ nC} \\ t_{\text{conmutación}} = 1\mu\text{s} \end{array} \right\} I_{OUT} = \frac{Q_G}{t_{\text{conmutación}}} \Rightarrow I_{OUT} = 2.2\text{A}$$

Selección de Driver

Se buscaron *Drivers* con un valor de intensidad de salida que se encontrara entre esos valores críticos de [2.2, 20] A. Se escogió el *Driver SKYPER 32 PRO R*, de *Semikron* (figura 28). Su intensidad máxima de salida de 15A nos asegura cumplir con los tiempos de *on/off* sin problema y está preparado para trabajar con IGBT's de hasta 1700V de tensión entre emisor y colector. La frecuencia, de 50 kHz, es más que suficiente para nuestra aplicación. Es, por lo tanto, un Driver cuyas especificaciones técnicas cumplen correctamente.



Absolute Maximum Ratings			
Symbol	Conditions	Values	Unit
V_s	Supply voltage primary	16	V
V_{IH}	Input signal voltage (HIGH)	$V_s + 0.3$	V
V_{IL}	Input signal voltage (LOW)	$GND - 0.3$	V
$I_{outPEAK}$	Output peak current	15	A
$I_{outAVmax}$	Output average current	50	mA
f_{max}	Max. switching frequency	50	kHz
V_{CE}	Collector emitter voltage sense across the IGBT	1700	V
dv/dt	Rate of rise and fall of voltage secondary to primary side	50	kV/ μ s
V_{isolIO}	Isolation test voltage input - output (AC, rms, 2s)	4000	V
V_{isolPD}	Partial discharge extinction voltage, rms, $Q_{PD} \leq 10pC$	1500	V
V_{isol12}	Isolation test voltage output 1 - output 2 (AC, rms, 2s)	1500	V
$R_{Gon\ min}$	Minimum rating for external R_{Gon}	1.5	Ω
$R_{Goff\ min}$	Minimum rating for external R_{Goff}	1.5	Ω
$Q_{out/pulse}$	Max. rating for output charge per pulse	6.3	μ C
T_{op}	Operating temperature	-40 ... 85	$^{\circ}$ C
T_{stg}	Storage temperature	-40 ... 85	$^{\circ}$ C

Figura 28. Driver seleccionado y características técnicas

Además, otra razón de que fuera seleccionado para nuestra aplicación fue debido a la gran cantidad de sistemas de seguridad que incluye. A continuación justificaremos su elección en relación a ello.

4.1.2.- Elementos de seguridad

Como se ha comentado más arriba, una de las características que más dificulta el uso de la electroporación como método ablativo es la falta de seguridad que conlleva. Por ello, uno de los factores que hemos tenido más en cuenta a la hora de elegir un *Driver* han sido los sistemas de seguridad. En la siguiente tabla se hace un resumen de los principales elementos y funciones de seguridad que el *Driver* elegido posee. Se presenta un análisis y explicación detallada de éstos en el Anexo 10.

Elemento de seguridad	Funcionamiento	Aplicación
Aislamiento	Transformadores magnéticos aíslan lado primario y secundario.	Fuente extra de aislamiento galvánico entre alimentación y paciente/médicos.
Supresión de pulso corto	El <i>Driver</i> suprime automáticamente pulsos cuyo tiempo de <i>on/off</i> no supere los 750ns.	Protección anti-ruido.
Señales lógicas Halt	Señales que controlan el núcleo del <i>Driver</i> consistente en una señal de entrada <i>enable</i> y otra de salida <i>error</i> .	Posibilidad de uso de software a través de esas señales para control realimentado del sistema.
Tiempo muerto ajustable	Ajustabilidad del tiempo muerto mediante 4 pines del <i>Driver</i> .	Pulsos salida adaptables y menor posibilidad de cortocircuito.
DSCP (Dynamic short circuit protection)	Protección dinámica para cortocircuito. Asegura que el IGBT trabaje siempre en el estado de saturación.	Protección extra frente a cortocircuito.

Figura 29. Elementos de seguridad del *Driver* seleccionado

Un buen uso, control, y optimización de estos elementos de seguridad puede permitirnos la adaptabilidad del *Driver* a los problemas que implica trabajar con una carga tan variable y en un ambiente sanitario.

4.1.3.- Resistencias de puerta (*gate*)

La resistencia total influye enormemente en la respuesta y pérdidas del sistema [11]. Esta resistencia está definida tanto por la resistencia interna de puerta del propio IGBT como por las resistencias externas de puerta, estas últimas seleccionadas por nosotros. El *Driver* tendrá también una impedancia interna asociada pero se diseña para que su valor sea muy bajo y, por lo tanto, no afecta al conjunto de forma relevante (Figura 30).

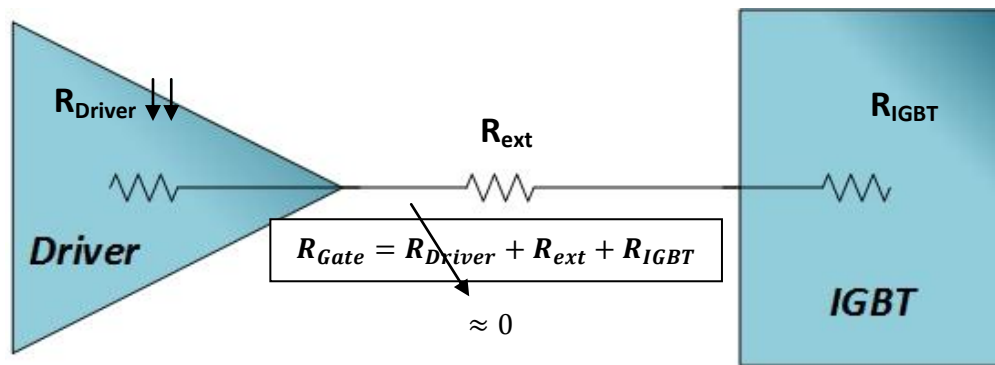


Figura 30. Resistencia total de gate

La siguiente tabla indica el tipo de relación (directa o inversa) de la resistencia de puerta con distintos parámetros del sistema de conmutación. Se comprueba su influencia en diversas variables del conjunto y, por lo tanto, su importancia para un óptimo funcionamiento.

Rating / Characteristics	$R_G \uparrow$	$R_G \downarrow$
t_{on}	\uparrow	\downarrow
t_{off}	\uparrow	\downarrow
E_{on}	\uparrow	\downarrow
E_{off}	\uparrow	\downarrow
Turn-on peak current	\downarrow	\uparrow
Turn-off peak current diode	\downarrow	\uparrow
dv/dt	\downarrow	\uparrow
di/dt	\downarrow	\uparrow
Voltage spike	\downarrow	\uparrow
EMI noise	\downarrow	\uparrow

Figura 31. Influencia de la R_G [11]

Una característica muy importante de la resistencia de puerta es que permite modificar el tiempo muerto en la conmutación. Un cuidadoso estudio de la resistencia nos permitirá hacer un ajuste más fino de los tiempos que el que nos permite el *Driver* con su sistema de control de tiempo muerto (*interlock*), en caso de que este ajuste fino sea necesario. Por supuesto, no se puede dar cualquier valor a la resistencia de puerta si queremos esperar una respuesta aceptable.

La resistencia de puerta está acotada superior e inferiormente debido a tres fenómenos [12] y, por lo tanto, cualquier valor de la resistencia debe encontrarse entre esas cotas. Dos de ellos se calculan teóricamente mientras que el tercero ha de usarse para adaptar la resistencia de forma experimental:

- Encendido secundario $\rightarrow R_{Gmax}$ (cálculo teórico)
- Intensidad máxima del *Driver* $\rightarrow R_{Gmin}$ (cálculo teórico)
- Circuito equivalente RLC $\rightarrow R_{Gmin}$ (cálculo experimental)

Respecto al primer fenómeno, con una resistencia demasiado alta la rama del puente se podría cortocircuitar al producirse un encendido repentino del IGBT en paso a *off* debido a los altos dv/dt sufridos. A este fenómeno se le conoce comúnmente como “encendido secundario”.

Si la resistencia fuera demasiado baja, podrían darse los otros dos fenómenos problemáticos. Por un lado, si la resistencia es muy pequeña podría necesitarse más intensidad que la que la que puede ceder el Driver para poder cargar y descargar el condensador en los límites de tensión deseados. Por otro lado, el circuito equivalente de la conexión *Driver*-IGBT es un circuito RLC serie que puede causar gran sobre-oscilación en la respuesta si la resistencia del sistema no es lo suficiente elevada.

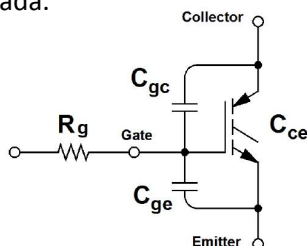


Figura 32. Sistema equivalente Driver-IGBT [15]

La inductancia parásita presente está causada en todo el camino eléctrico que va desde el *Driver* al IGBT así como del IGBT a tierra. Es difícil conocer la resistencia mínima necesaria para evitar la oscilación ya que es difícil conocer esa inductancia parásita. La mejor opción es optimizar el camino eléctrico en el que se producen los parásitos evitando giros bruscos en el cableado o las pistas, así como haciendo el camino tan corto como sea posible.

La influencia del circuito RLC serie en nuestro caso será considerada de forma experimental. Se optimizará el *Layout*, tanto como sea posible, para disminuir impedancias y se juzgará la necesidad de aumentar la resistencia o disminuirla una vez se observen los resultados reales y la permisibilidad o no de la oscilación presentada en esos resultados.

Los cálculos teóricos para el cálculo de estos límites de R_G se encuentran en el anexo 11. A continuación se presenta una tabla resumen:

Resistencia \ Fenómeno	Encendido Secundario	$I_{O_{MAX}}$ Driver	Circuito RLC serie
R_G total	$R_G < 10\Omega$	$R_G > 2\Omega$	$R_G > \text{¿?}$ (experimental)
R_G externa (- R_{IGBT})	$R_{Gext} < 7.5\Omega$	$R_{Gext} > 0$	$R_{Gext} > \text{¿?}$ (experimental)

Figura 33. Valores límite de la resistencia de gate total y externa del conjunto Driver-IGBT

Tiempos de retraso

La R_G influye en los tiempos de retraso de la conmutación. No es necesario un cálculo exhaustivo debido a que son retrasos fijos y se pueden compensar en el momento de la experimentación. Lo más importante es mantener la R_G en un valor dentro de los límites calculados ya comentados. No obstante, como se ha comentado, se plantea su uso para un ajuste más fino de los tiempos de forma experimental.

4.2. Diseño del PCB

En vistas de las posibles mejoras del sistema en el futuro y la necesidad de seguridad y robustez del electroporador, se integró todo el sistema de control y seguridad en una placa de circuito impreso (*PCB*). Además, se añadió el sistema *Arduino Due* (Cortex M3) para aprovecharnos de la libertad funcional y las posibilidades que este tipo de microcontroladores puede aportar al sistema. Los objetivos fueron desde el principio claros: diseñar una *PCB* en la que se implementaran óptimamente los sistemas de seguridad y control pensados hasta el momento pero, al mismo tiempo, ser suficientemente flexible como para permitir una modificación posterior para futuras mejoras.

4.2.1.- Funciones

El esquemático completo del circuito en Eagle se puede ver en el anexo 13. Como se observa, los principales elementos de la placa son el *Arduino* y los dos *Drivers* de control. Todas las funciones y elementos van a estar, de alguna forma, relacionados con uno o ambos. El conjunto *PCB* presenta una serie de funciones bien definidas presentadas en la tabla y esquema siguientes.

Función	Objetivo
Visualización	Visualización mediante LED's de señales como <i>error</i> o <i>alive</i>
Control Potencia	Control de las señales de <i>on/off</i> de los IGBT's y del <i>enable</i>
Protección	Control de los distintos relés
Comunicación	Conexión mediante comunicación serie
Error	Procesamiento de la señal de salida <i>error</i> del <i>Driver</i> .
Seguridad	Pulsador de parada del sistema
Medidas de Control	Lectura y procesamiento de intensidad y tensión en la carga

Figura 34. Funciones implementadas en la PCB

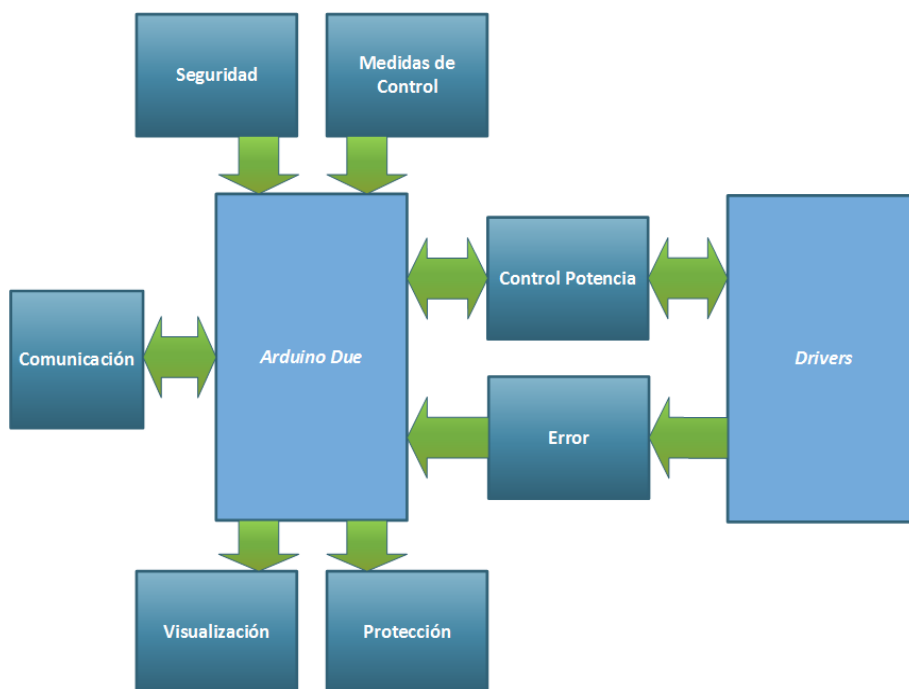


Figura 35. Esquema de funciones implementadas en PCB

4.2.2.- Arduino Due

El *Arduino Due* se ocupa de controlar de forma computacional algunas de las señales del conjunto (*error, enable...*). Con esto se consigue un conjunto mucho más seguro, robusto y, sobre todo, muy flexible para futuras mejoras.

El *Arduino Due* posee en total 54 entradas/salidas digitales. El carácter de entrada o salida se ha de definir de forma muy sencilla en el entorno de programación de la plataforma. 12 de esos pines digitales pueden actuar de forma analógica. Por lo tanto, es muy importante definir claramente los pines a usar así como el tipo de salida/entrada necesario. A continuación se presenta una lista de los pines usados, la función de la que forman parte y el tipo de señal presente. Las distintas entradas y salidas del *Arduino Due*, así como diversas de sus características, se pueden observar en el diagrama *pinout* del anexo 14.

Función	Pines	Señal
Visualización	31, 33, 35, 37	Digital
Control Potencia	48, 49, 50, 51, 52, 53	Digital (con acondicionamiento)
Protección	23, 25, 27	Digital (con ULN2003)
Comunicación	0(RX), 1(TX), 14(TX3), 15(RX3)	Digital
Error	38, 40	Digital (pre-acondicionada)
Seguridad	V _{IN} , GND, 3.3V	Digital
Medidas control	A8, A9	Analógicas de entrada

Figura 36. Pines y señales en uso con *Arduino Due*

Otro tema importante a tener en cuenta es la tensión de trabajo de la placa *Arduino*. En el caso del *Arduino Due*, esta tensión no ha de ser mayor a 3.3V en ninguno de los pines. Sobrepasar ese límite puede llegar incluso a destruir el procesador *ARM*.

Debido a ello, muchas de las señales introducidas en *Arduino* deberán ser previamente acondicionadas de forma que se adapten a las condiciones de trabajo de éste. Se usarán amplificadores operacionales *LM385* para el acondicionamiento. En el anexo 15 pueden verse los distintos tipos de acondicionamiento usados y sus funciones de transferencia.

4.2.3.- Detalles del Esquemático en Eagle

A continuación se van a proceder a explicar todas las funciones del *PCB* y su correspondiente lugar en el esquemático que, como se comenta más arriba, puede verse en el anexo 13. Se muestran detalles a mayor escala de ese esquema y se dan explicaciones y cálculos analíticos de cada parte.

Función PCB: Visualización

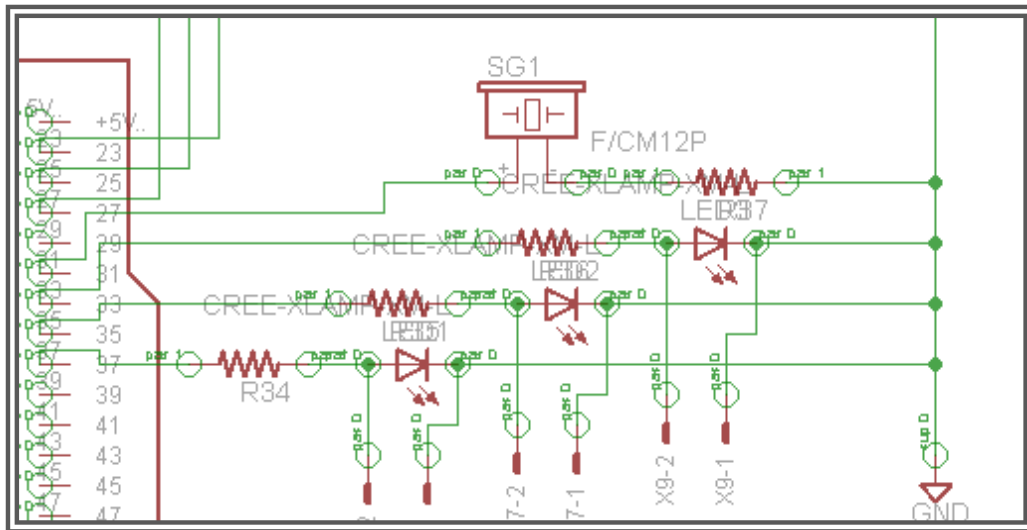
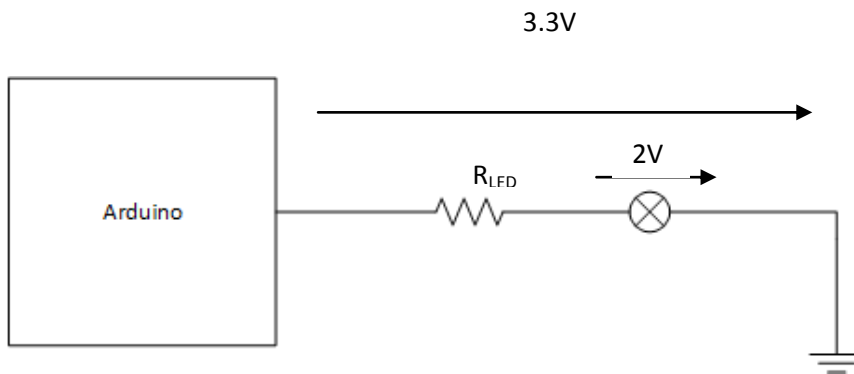


Figura 37. Detalle esquema Eagle de la función “Visualización”

El PCB contiene tres LED's en placa y conectores MALOX KK para posibilitar también el uso de LED's externos al PCB. La indicación luminosa permitirá visualizar el estado de ciertas señales como la de *error*, el *alive* o *enable*. El circuito de cada LED va conectado a un pin digital de la placa Arduino cuya salida se definirá computacionalmente.

El circuito de cada uno de los Led's es:



La resistencia ha de calcularse asegurando que $I_{Led} \geq 1mA$:

$$\frac{3.3V - 2V}{R_{Led}} \geq 1mA \Rightarrow R_{Led} \leq \frac{1.2V}{1mA} \Rightarrow R_{Led} \leq 1k2\Omega$$

Por lo tanto, tomando un valor característico menor que $1k2\Omega$: $R_{Led} = 1k$.

Control Potencia

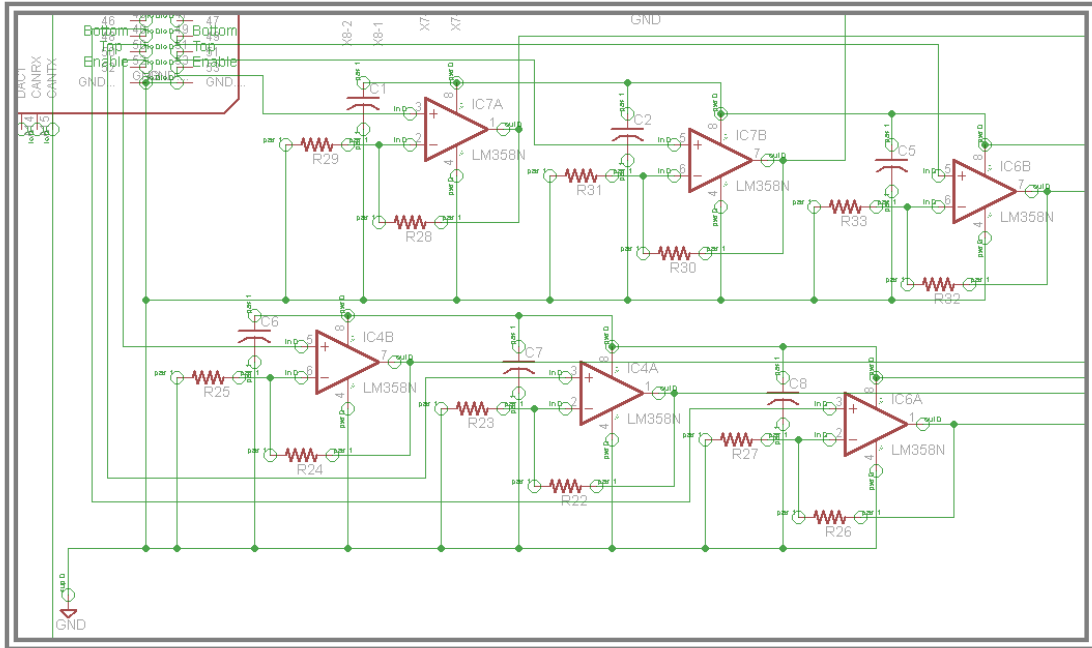
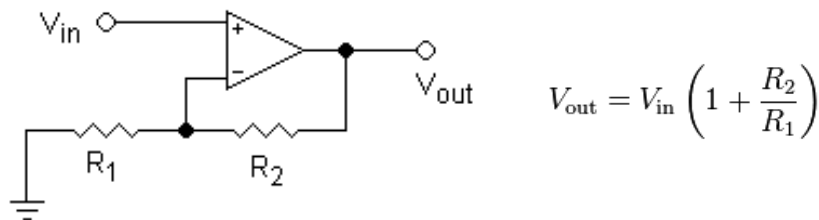


Figura 38. Detalle esquema Eagle de la función "Control Potencia"

Control de las señales de *on* y *off* en el primario de los drivers así como de la señal *enable/disable* de éstos. La señal se controla desde el *Arduino Due*. Es posible definir la frecuencia y duración de las señales *on/off* y su parada o inicio ante factores externos mediante el *enable/disable*. Todo esto ha de programarse en software.

En el esquema de Eagle se pueden ver los 6 amplificadores operaciones que se ocupan del acondicionamiento. Tres para el acondicionamiento de la señal *on/off/enable* de uno de los *Drivers* y los otros tres para el otro *Driver*.

Como el *Arduino* admite salidas digitales de [0,3.3V] y el *Driver* funciona a [0,15V], el acondicionamiento es muy simple y se puede resolver con un simple amplificador operacional no inversor.



El acondicionamiento ha de hacerse de tal forma que:

$$V_{in} = 0V \Rightarrow V_{out} = 0V$$

$$V_{in} = 3.3V \Rightarrow V_{out} = 15V$$

Por lo tanto:

$$0 = 0 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} \text{ puede tomar cualquier valor}$$

$$15V = 3.3V \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = \frac{15V}{3.3V} - 1$$

Los valores finalmente seleccionados son: $R_1 = 20k$ y $R_2 = 68k$

Protección

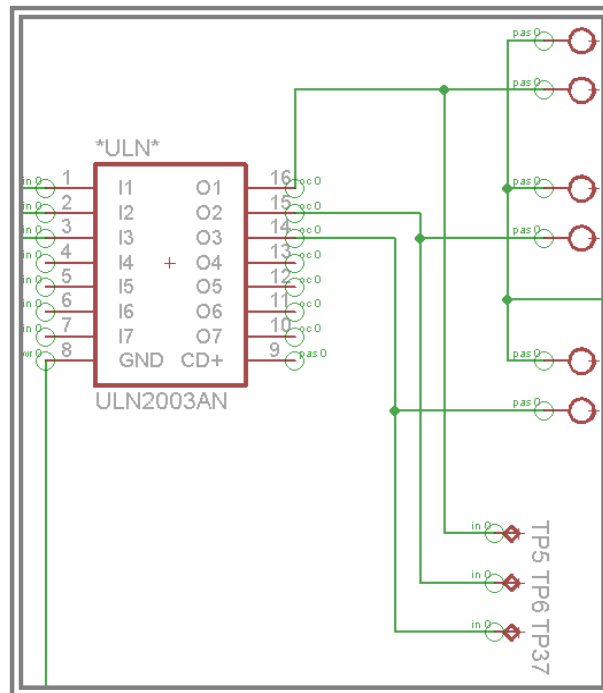


Figura 39. Detalle esquema Eagle de la función "Protección"

Control de los distintos tipos de relés explicados con anterioridad. El control se realizará a través del "relay driver" ULN2003 conectado directamente a las señales digitales del Arduino. De esta forma se consigue, a partir de una señal digital de poca intensidad, la suficiente intensidad y potencia para activar los relés y asegurar su correcto funcionamiento.

Comunicación

Conectores desde los pines COMMS del Arduino para posibilitar la comunicación en serie con un ordenador u otros dispositivos cuando sea necesario. Puede verse la imagen del detalle en Eagle en la figura 40 de la página siguiente.

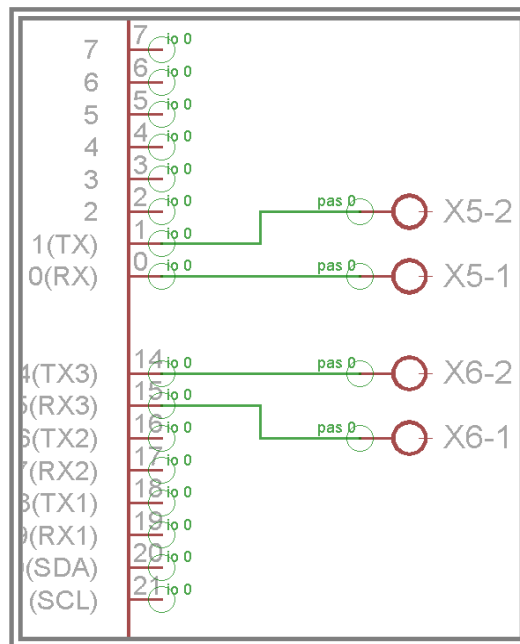


Figura 40. Detalle esquema Eagle de la función “Comunicación”

Seguridad

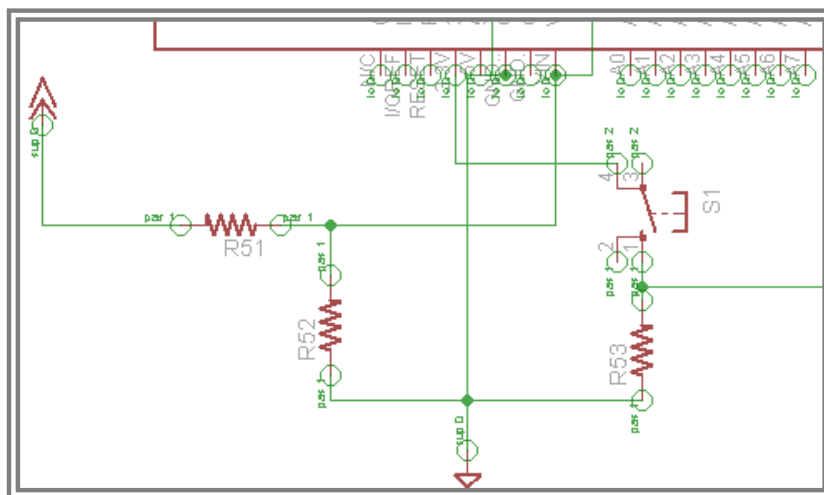


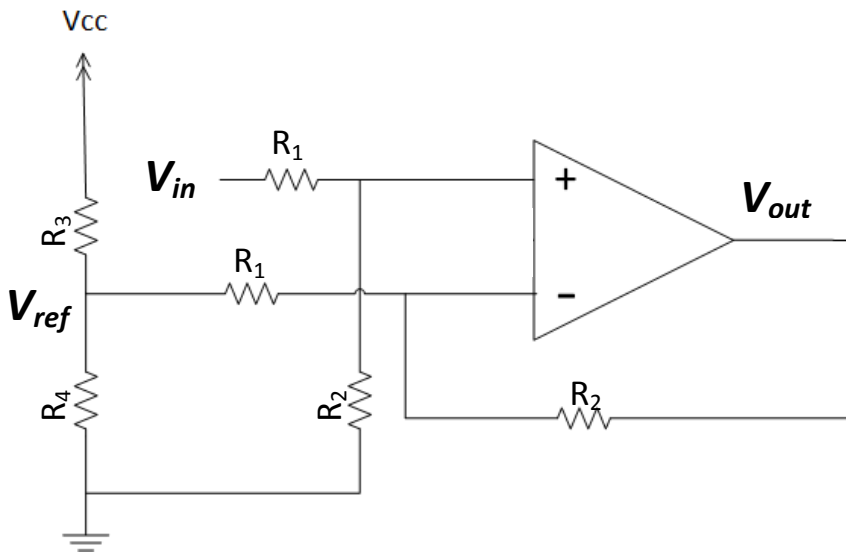
Figura 41. Detalle esquema Eagle de la función “Seguridad”

La función de seguridad consiste en un interruptor en PCB que nos permite, por métodos computacionales, parar el sistema *Arduino* cuando éste detecta la señal del pulsador. El pulsador comunica la salida de 3.3V del propio *Arduino* a una entrada digital del mismo que puede ser utilizada en la programación de la forma deseada.

Error

La señal *error* proveniente del sistema de seguridad del *Driver* se realimenta hacia el *Arduino*. Esa señal puede entonces ser implementada en el código de forma que el sistema modifique su actuación de la forma deseada.

Como se ha visto más atrás, para transmitir una señal del *Arduino* al *Driver*, o viceversa, es necesario acondicionar la señal. En este caso, al contrario que en el anterior, el acondicionamiento es de una señal digital [0,15V] a una señal [0,3.3V]. Para ello se hace uso de un amplificador operacional restador inversor con dos de sus resistencias iguales:



$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} (V_{in} - V_{ref})$$

Sustituyendo V_{ref} :

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} \left(V_{in} - \frac{V_{cc} \cdot R_4}{R_3 + R_4} \right)$$

En este acondicionamiento es necesario que:

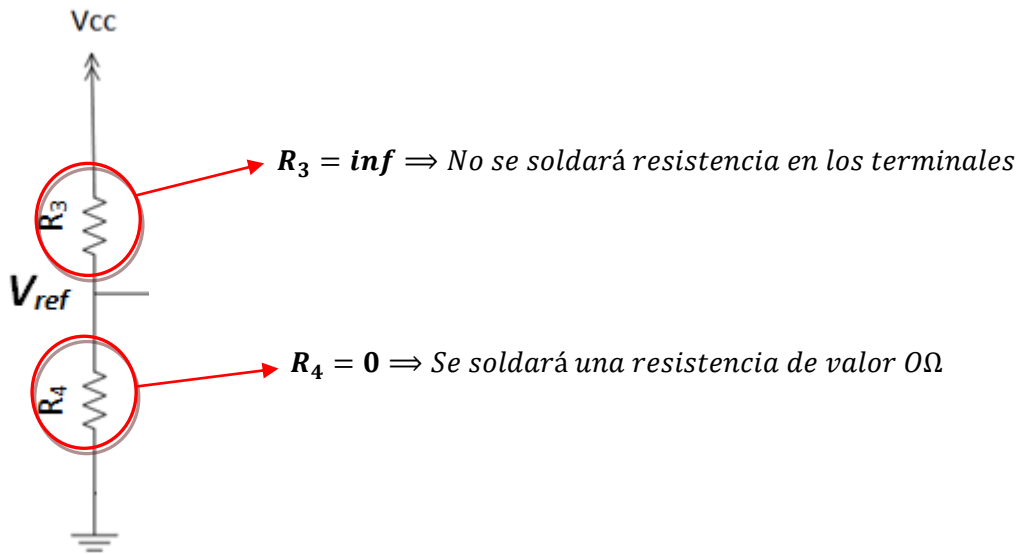
$$V_{in} = 0V \Rightarrow V_{out} = 0V$$

$$V_{in} = 15V \Rightarrow V_{out} = 3.3V$$

Por lo tanto, haciendo uso de la primera condición:

$$0 = \frac{R_2}{R_1} (0 - V_{ref}) \Rightarrow V_{ref} = 0$$

Lo primero es adaptar las resistencias R_3 y R_4 para que $V_{ref} = 0$. Para ello, como se observa en la siguiente figura, los valores que hay que dar a las resistencias son inmediatos:



Una vez establecido que $V_{ref} = 0$, se pueden calcular el resto de resistencias haciendo uso de la segunda condición:

$$3.3 = \frac{R_2}{R_1} (15 - 0) \Rightarrow \frac{R_1}{R_2} = \frac{15}{3.3}$$

Los valores finalmente seleccionados son $R_1 = 15k$ y $R_2 = 68k$.

A continuación se presenta el acondicionamiento en el esquema de Eagle.

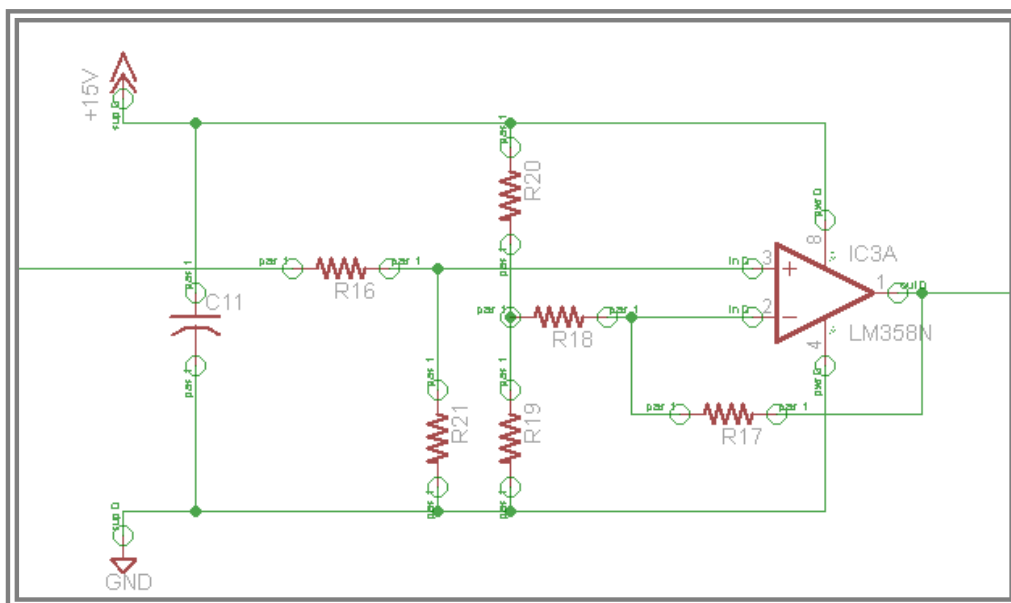


Figura 42. Detalle esquema Eagle de la función "error"

Medidas de control

Para la captura del valor de pico del pulso, ha sido desarrollado por una compañera del proyecto de investigación [7], y de forma complementaria a este trabajo, un sistema ecualizador para la atenuación del valor máximo de 15kV a un valor inferior adecuado a la analógica, incorporándose en el circuito el detector de valor de pico. El diseño permite una atenuación de amplitud de factor 1000, logrando una distorsión muy baja y respuesta plana en la mayor parte de la banda frecuencial.

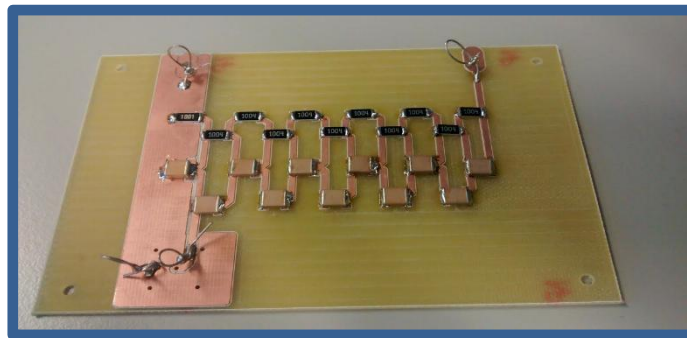


Figura 43. Acoplador/atenuador para la realimentación de tensión desde la carga

4.2.4.- Placa PCB

En el PCB se ha pretendido organizar los dispositivos y las áreas en bloques funcionales. A continuación se explica más detalladamente algunos de estos bloques y el diseño del PCB. Durante la explicación se añaden vistas más cercanas del PCB para la mejor observación de algunos aspectos de éste. En el anexo 17 se presenta la imagen *PCB* a partir de la cual se realizó la placa en formato físico.

Como se observa en esa imagen de los anexos, la placa se ha organizado en tres zonas bien diferenciadas: Zona del *Arduino*, acondicionamiento de las señales y zona de los *Driver*. De forma esquemática el PCB se presenta como sigue:



Figura 44. Esquema de las zonas principales del PCB

Se han colocado “*test-points*” por toda la placa para poder medir las distintas señales con un osciloscopio y así ganar robustez y facilidad de identificación y resolución de errores.

Se explicarán las tres zonas del PCB de forma diferenciada para un seguimiento más sencillo.

Zona de Microcontrolador

Esta zona contiene el límite físico del *Arduino* así como todas las funciones que necesitan de éste pero no del *Driver* para su funcionamiento. Esto incluye las funciones de visualización mediante LED, la de aviso acústico con un zumbador, el reset externo, la comunicación en serie y el control de los relés (externos a la placa PCB). Esta zona también contiene el conector de alimentación y tierra.

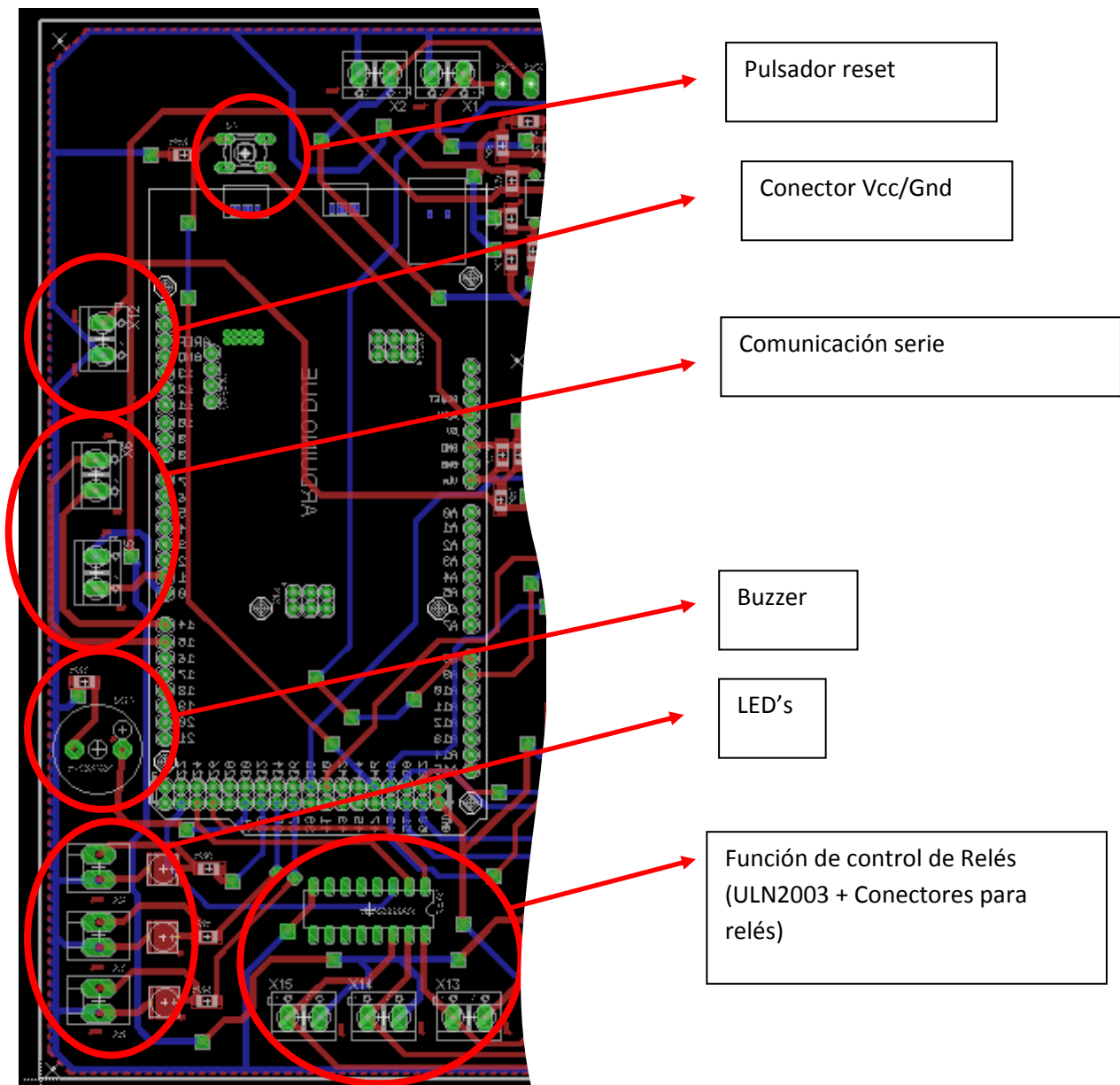


Figura 45. Zona del microcontrolador del PCB

Zona de Acondicionamiento

Es la zona a través de la cual se comunican ambos extremos de la placa. En esta zona se hayan presentes todos los amplificadores operacionales que acondicionan las señales, ya vayan éstas en una dirección (Microcontrolador-*Driver*) o en la otra (*Driver*-Microcontrolador).

Además, se pueden observar una serie de *jumpers* al lado de cada *Driver*. Estos *jumpers* controlan el tiempo muerto de la señal de salida del *Driver*. Como se ha comentado antes, el tiempo muerto del *Driver* se define mediante cuatro pines binarios y el valor digital que adquieren (Vcc/Gnd) define el tiempo muerto de la señal.

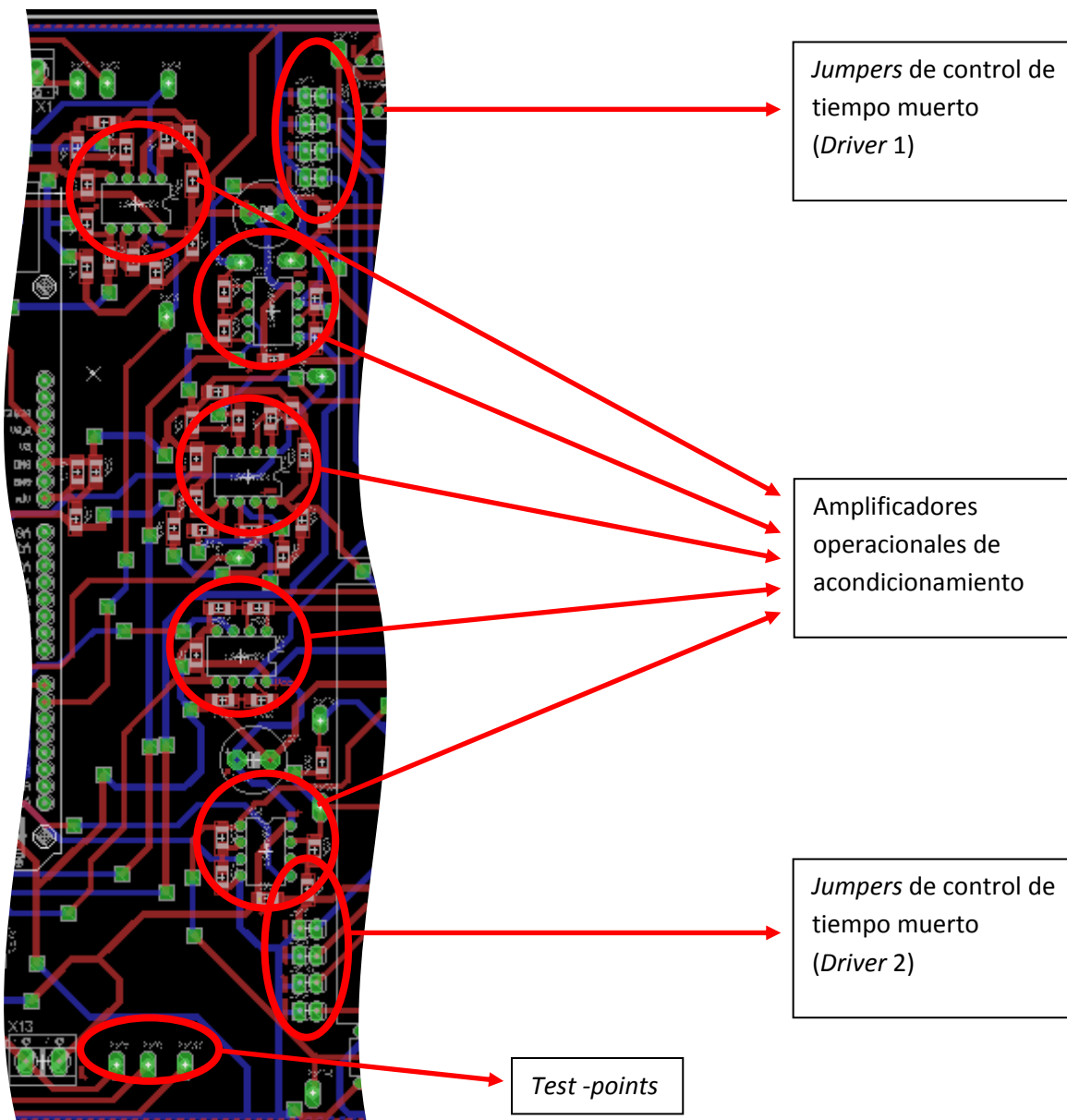


Figura 46. Zona de Acondicionamiento del PCB

Zona de los Drivers

La última sección del PCB contiene los dos *Drivers* de control. Se encuentran en este extremo de la placa las salidas a los IGBT. Es muy importante conservar ese aislamiento entre primario y secundario que el Driver concede. Por esa razón, hay una zona en la que se ha intentado no situar pista alguna, de esta forma la salida de la placa está aislada de la entrada.

También se pueden observar los BNC que transmiten la señal de *on/off* a los IGBT desde un generador de ondas externa. En principio esto se realizará mediante el *Arduino*, pero se añadió un circuito adicional de entrada por si se deseara controlar los *Drivers* directamente desde una señal cuadrada proveniente de un generador de ondas.

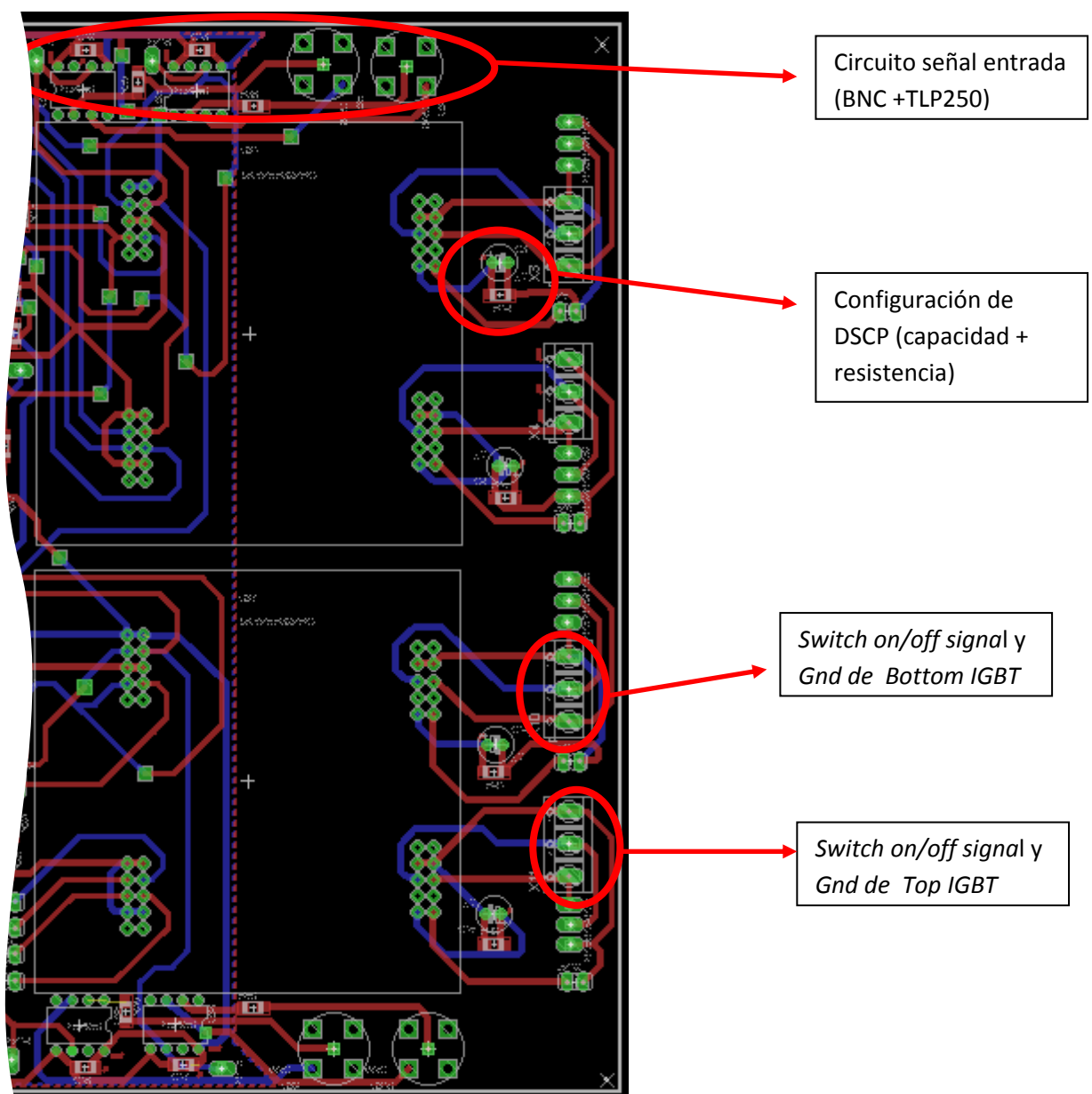


Figura 47. Zona de los Drivers del PCB

5. Implementación y verificación

Como paso previo a los ensayos en alta tensión del sistema de control, y como objetivo de este PFC, este sistema se ha construido, soldado y depurado. En las figuras siguientes se muestran los circuitos en las fases de prototipado con cableado (foto del prototipo con cables), diseño de PCB (prototipo sin máscara de soldadura), y sistema montado (destacando el sistema *Arduino* de control y el circuito de driver).

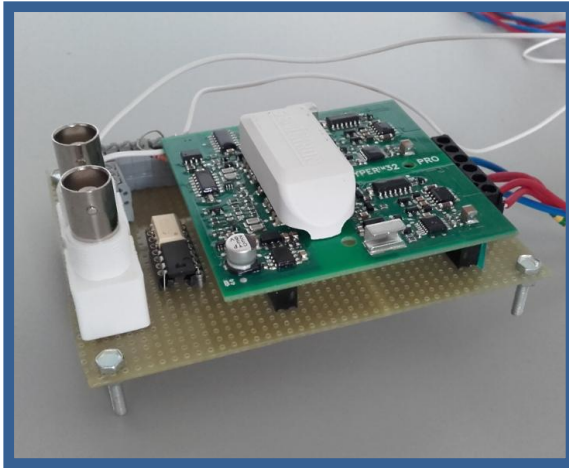


Figura 48. Fase de prototipado con cableado

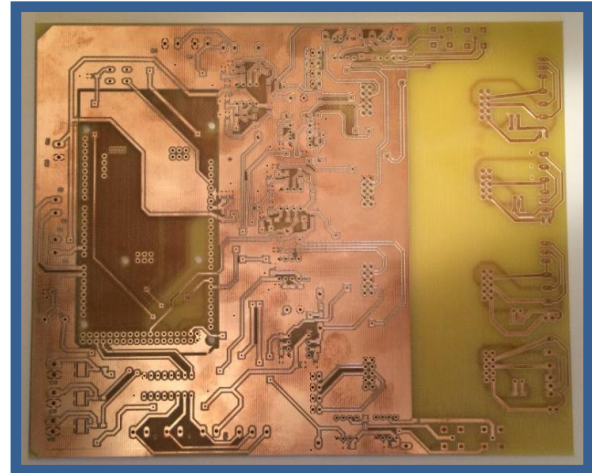


Figura 49. Placa PCB

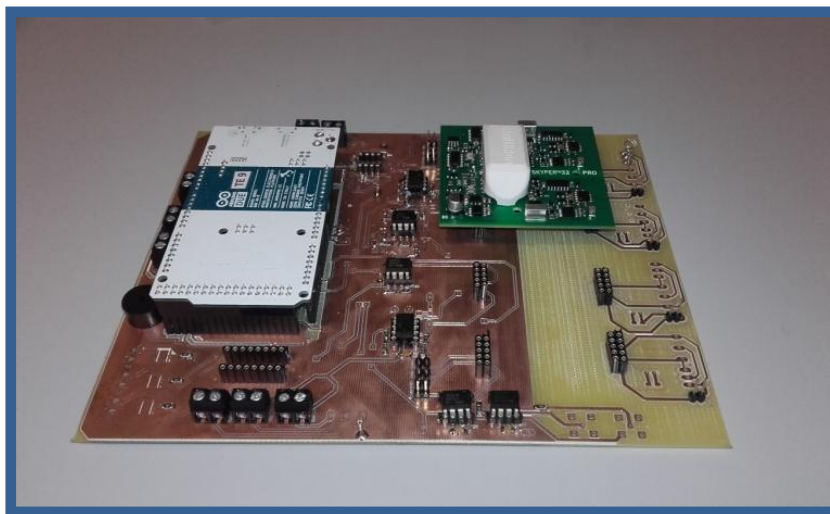


Figura 50. Sistema montado

Como parte de la verificación funcional del hardware, se han validado sus funciones. Se pueden desatacar, en relación a acotar las limitaciones dinámicas, los siguientes aspectos:

- Sistemas de cambio de nivel lógico que permiten adaptar los niveles de salida del microcontrolador hacia las señales de *driver* y viceversa. Se muestran en las figuras 51, 51 y 51 de la página siguiente algunas capturas mostrando que los tiempos de conmutación de los operacionales son suficientes para acomodar pulsos típicos mayores de $10\mu\text{s}$.

- Consumo dinámico del circuito: se ha medido el consumo de cada uno de los bloques, resultando un consumo más importante en el bloque de driver. Los resultados y condiciones de ensayo se muestran en la tabla de la figura 54.

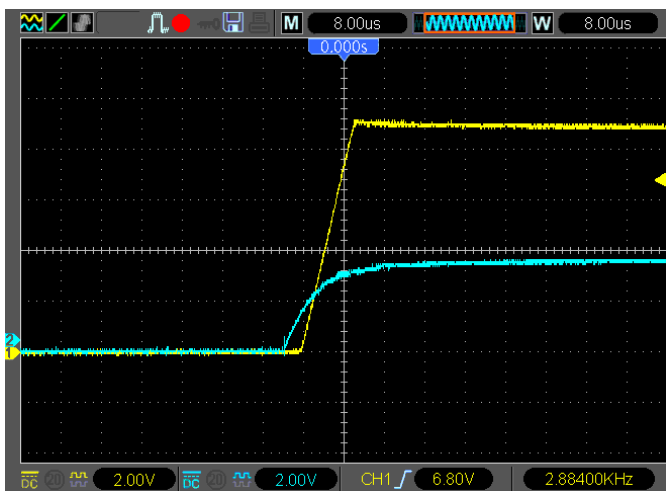


Fig 51. Cambio nivel IC6

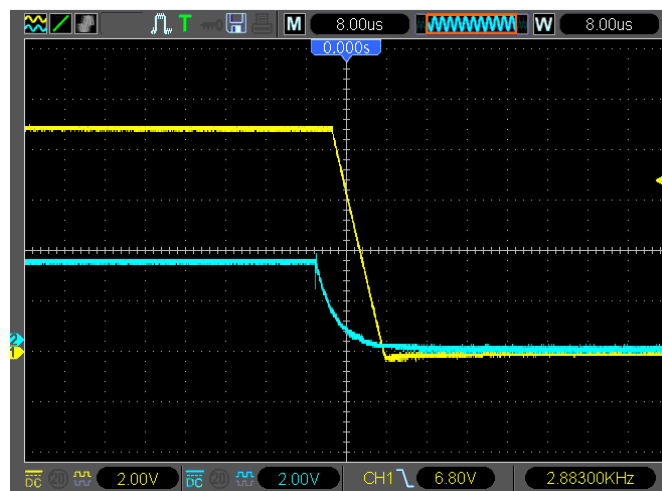


Fig 52. Cambio nivel IC6

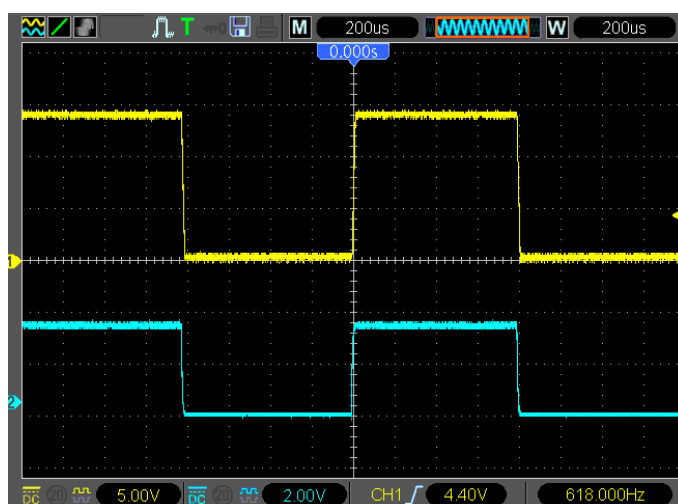


Figura 53. Cambio de nivel IC6

Consumo del Driver SKYPER 32 PRO R	
Consumo en reposo	Consumo en estado dinámico
112mA @ 15V	270mA @ 15V

Figura 54. Consumo del Driver con onda cuadrada de 100kHz y 1nF/150Ω de carga en salida

Además, también se ha montado la parte del inversor de potencia cuyo diseño puede verse en la figura 55 de la siguiente página. El transformador es el diseñado complementariamente a este proyecto por un compañero de equipo [6].

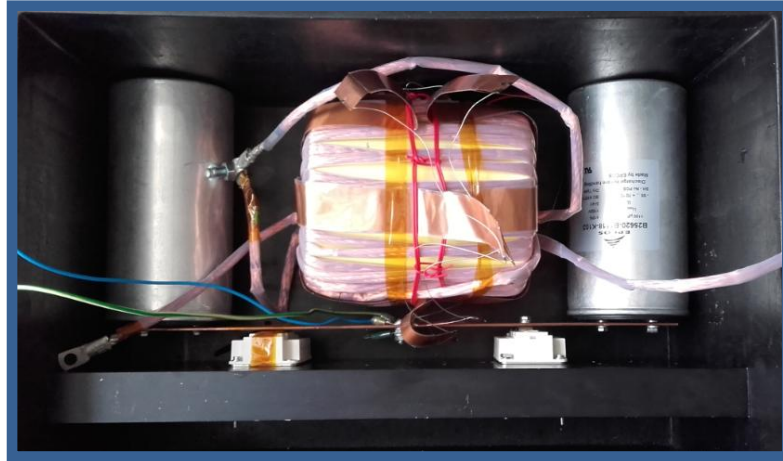


Figura 55. Sistemas inversor y de desacoplo montados junto al transformador

Se realizaron pruebas preliminares a 6kV con carga en circuito abierto, las cuales pueden verse en las figuras 56 y 57. Para una mejor visualización de los resultados se utilizó el software “Instrument Control Toolbox software” de Matlab. Este software nos permite conectar el osciloscopio del laboratorio a Matlab y realizar la presentación de los resultados directamente desde éste. En el Anexo 17 se explica el proceso de conexión seguido para ello y el software y hardware usado.

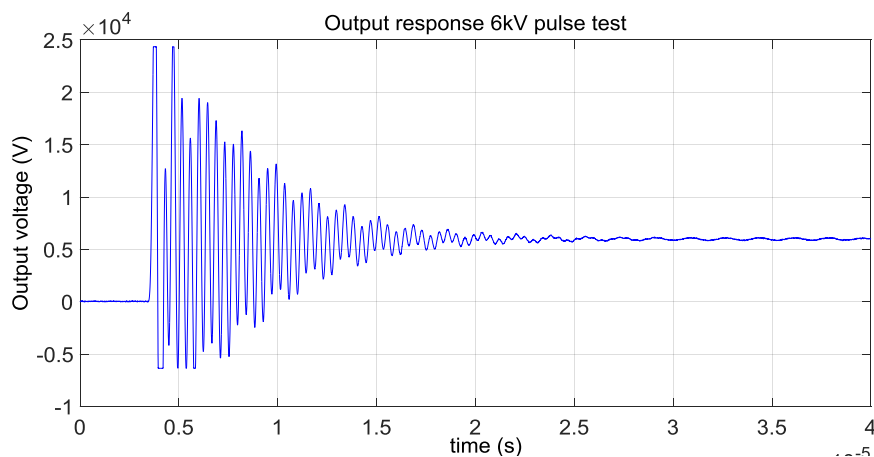


Figura 56. Respuesta de los IGBT a 6kV con carga en circuito abierto

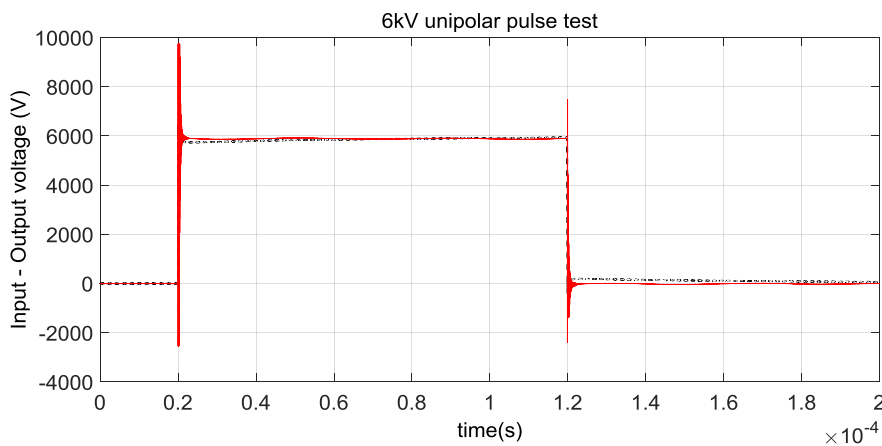


Figura 57. Respuesta de los IGBT a 6kV con carga en circuito abierto

6. Conclusiones

Se ha realizado una revisión bibliográfica del estado de la técnica de los sistemas para generación de pulsos para electroporación. De esta búsqueda surge una clasificación de las topologías principales y, ante la falta de sistemas existentes que cumplan con las especificaciones de nuestro equipo médico, la propuesta de un diseño concreto.

Se ha planteado y diseñado el inversor de potencia del conjunto mediante un estudio bloque a bloque. Para ello se han realizado los cálculos necesarios para comprobar especificaciones, como cálculos de capacidades, las intensidades eficaces, o la potencia disipada. Como consecuencia, se han seleccionado los distintos elementos necesarios atendiendo a las especificaciones del equipo médico, a las pruebas experimentales, y a posibles ampliaciones futuras. Todo ello ha llevado a una selección concreta de los transistores de potencia, condensadores de desacople, relés de seguridad, pletinas y radiador.

De igual manera, se ha planteado y diseñado el sistema hardware de control para el inversor. El diseño ha dado lugar tanto a la definición de funciones y circuitería como a la selección concreta del *Driver* de control, atendiendo no sólo a sus especificaciones sino, también, a sus sistemas de seguridad adicionales. De nuevo, se han realizado los cálculos necesarios en el proceso, como las intensidades de salida de Driver o los acondicionamientos. Además, se ha acotado el valor de resistencia de puerta que nos asegura el correcto funcionamiento del sistema.

Tras el diseño, se construyó físicamente un prototipo cableado sencillo para el inversor y su verificación experimental. Todo ello para obtener resultados iniciales y la viabilidad del sistema, con vistas al siguiente paso, el diseño en PCB.

La parte final del PFC ha consistido en el diseño e implementación del PCB del control con el objetivo de la experimentación en ámbito real del prototipo. El PCB se ha diseñado siguiendo una metodología clara, con funciones bien definidas y con cierta flexibilidad ante posibles mejoras o potenciales añadidos.

Finalmente, se ha montado y soldado el sistema PCB completo para la adquisición de resultados iniciales y la viabilidad de estos. Se ha comprobado la funcionalidad del sistema de acondicionamiento así como del *Driver*, y se ha estudiado el consumo de éste.