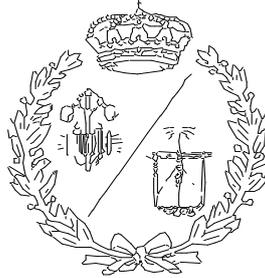


**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Grado

**CONVERTIDOR RESONANTE PARA
APLICACIONES DE ELECTROEROSIÓN PARA
ORIFICIOS PEQUEÑOS
(EDM Power Supply for Small Hole Applications)**

Para acceder al Título de

**GRADUADO EN INGENIERÍA EN
TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES**

Autor: Rodrigo Vicario Badía

Mayo - 2018

ÍNDICE

ÍNDICE

ÍNDICE DE FIGURAS

MEMORIA

1. OBJETO
2. ALCANCE
3. ANTECEDENTES
4. ESTADO DEL ARTE
 - 4.1 INTRODUCCIÓN
 - 4.2 DESCRIPCIÓN DEL PROCESO DE ELECTROEROSIÓN
 - 4.3 TIPOS DE ELECTROEROSIÓN
 - 4.3.1 ELECTROEROSIÓN POR PENETRACIÓN
 - 4.3.2 ELECTROEROSIÓN POR HILO
 - 4.4 PARÁMETROS DE LA ELECTROEROSIÓN
 - 4.4.1 TIPOS DE PULSOS
 - 4.4.2 PARÁMETROS ELÉCTRICOS
 - 4.5 PARTES CONSTITUTIVAS DE LAS MÁQUINAS DE ELECTROEROSIÓN
 - 4.6 TIPOS DE GENERADORES PARA MÁQUINAS DE ELECTROEROSIÓN
 - 4.6.1 GENERADORES DE RELAJACIÓN
 - 4.6.2 GENERADORES DE IMPULSOS ROTATORIOS
 - 4.6.3 GENERADORES DE IMPULSOS TRANSITORIZADOS
 - 4.6.4 OTROS TIPOS DE GENERADORES
 - 4.7 ELECTROEROSIÓN PARA ORIFICIOS PEQUEÑOS
5. ESPECIFICACIONES DE DISEÑO
6. DISEÑO DEL SISTEMA
 - 6.1 DESCRIPCIÓN DE LA ESTRUCTURA
 - 6.2 ETAPA DE ENTRADA
 - 6.3 INVERSOR RESONANTE
 - 6.3.1 ETAPA INVERSORA
 - 6.3.2 CIRCUITO RESONANTE
 - 6.3.3 ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR RESONANTE SERIE-PARALELO
 - 6.4 CIRCUITO DE CONTROL
 - 6.5 ETAPA DE SALIDA
 - 6.5.1 CARGA
 - 6.6 SIMULACIONES
 - 6.6.1 SIMULACIÓN EN FRECUENCIA
 - 6.6.2 SIMULACIÓN EN EL TIEMPO
7. SELECCIÓN DE COMPONENTES
 - 7.1 ETAPA DE ENTRADA

- 7.1.1 ALIMENTACIÓN DE POTENCIA
- 7.1.2 ALIMENTACIÓN DE SEÑAL
- 7.2 INVERSOR RESONANTE
 - 7.2.1 TRANSISTORES DE POTENCIA
 - 7.2.2 CIRCUITO RESONANTE
- 7.3 CIRCUITO DE CONTROL
 - 7.3.1 MONITORIZACIÓN DE LA SEÑAL
 - 7.3.2 SEÑALES DE CONTROL
 - 7.3.3 SEÑAL DE CONTROL DE LOS TRANSISTORES
- 8. RESULTADOS EXPERIMENTALES
 - 8.1 VERIFICACIÓN DE LA FRECUENCIA DE RESONANCIA
 - 8.2 COMPROBACIÓN FPGA
 - 8.3 VERIFICACIÓN DEL INVERSOR RESONANTE
- 9. CONCLUSIONES

ANEXO

- 1. CÁLCULOS
 - 1.1 Etapa de entrada
 - 1.2 Diseño del inversor resonante
 - 1.3 Diseño de la inductancia
 - 1.4 Diseño del transformador

PLANOS

IMÁGENES

PLIEGO DE CONDICIONES

- 1. PARÁMETROS Y CONDICIONES DE FUNCIONAMIENTO
- 2. NORMATIVA Y CONDICIONES LEGALES
- 3. REVISIÓN DE PRECIOS

PRESUPUESTO

- 1. COMPONENTES
- 2. EQUIPOS CON AMORTIZACIÓN
- 3. PERSONAL
- 4. COSTES DEL PUESTO DE TRABAJO
- 5. PRESUPUESTO TOTAL

BIBLIOGRAFÍA**ÍNDICE DE FIGURAS**

- Figura 1. Circuito Lazarenko
- Figura 2. Circuito de relajación
- Figura 3. Elementos básicos en el proceso de micro-EDM
- Figura 4. Fase de ionización
 - Figura 4.1. Fase de ionización
 - Figura 4.2. Fase de ionización
- Figura 5. Fase de ruptura del dieléctrico
- Figura 6. Fase de descarga y aumento
- Figura 7. Fase de desionización
- Figura 8. Electroerosión por penetración
- Figura 9. Esquema del equipo
- Figura 10.1. Electroerosión por hilo sobre chapa
- Figura 10.2. Electroerosión por hilo sobre cilindro
- Figura 11. Inyector
- Figura 12. Elemento de mecanizado
- Figura 13. Álabe
- Figura 14. Tipos de impulsos
- Figura 15. Impulso en cortocircuito
- Figura 16. Impulso en circuito abierto
- Figura 17. Parámetros característicos de la descarga
- Figura 18. Electrodo
- Figura 19. Esquema máquina electroerosión
- Figura 20. Esquema de generador de relajación
- Figura 21. Esquema de generador de impulsos rotatorios
- Figura 22. Tensión-Corriente de salida de un generador isofrecuencial de alta tensión de encendido [13]
- Figura 23. Etapa de entrada
 - Figura 23.1. Etapas
- Figura 24. Puente completo
- Figura 25. Medio puente

- Figura 26. Circuito resonante en serie
- Figura 27. Circuito resonante en paralelo
- Figura 28. Circuito resonante en serie-paralelo
- Figura 29. Inversor resonante Serie-Paralelo
- Figura 30. Circuito equivalente simplificado del inversor.
- Figura 31. Conmutación a intensidad cero
- Figura 32. Conmutación a tensión cero
- Figura 33. Ganancia en tensión de salida
- Figura 34. Intensidad de salida
- Figura 35. Timer NE555
- Figura 36. Niveles lógicos
- Figura 37. FPGA
- Figura 38. Conexiones al FPGA
- Figura 39. Simulación caso 1 FPGA
- Figura 40. Simulación caso 2 FPGA
- Figura 41. Esquema entrada de señales a FPGA
- Figura 42. Esquema buffer
- Figura 42.1. Transformador-rectificador de toma media
- Figura 43. Circuito equivalente simplificado utilizado en las simulaciones de AC
- Figura 44. Tensión (circuito abierto, carga nominal, cortocircuito)
- Figura 45. Ruptura del dieléctrico
- Figura 46. Intensidad de salida
- Figura 46.1. Intensidad de salida ampliada
- Figura 47. Simulación en el tiempo
- Figura 48. Parámetros VPULSE
- Figura 49. Señales de conmutación
- Figura 50. Tensión de entrada-Intensidad de entrada
- Figura 51. Tensión-Intensidad de entrada para cada carga
- Figura 52. Tensión (drenador-fuente) e Intensidad (nominal)
- Figura 53. Intensidad de salida
- Figura 53.1. Simulación en el tiempo, Tensión soportada por Cp
- Figura 53.2. Simulación en el tiempo, Tensión soportada por Cs
- Figura 54. Encapsulado KTE
- Figura 55. Transistor IRFP350pbf
- Figura 56. Level Shifter

Figura 57. Optoacoplador 6n137

Figura 58. Timer NE555

Figura 59. Conexionado Driver

Figura 60. Placa de potencia

Figura 61. Tensión e intensidad de entrada

Figura 62. Tensión e intensidad de entrada con transformador

Figura 63. v_{ref}

Figura 64. Señal del Timer555 con frecuencia de conmutación

Figura 65. Señal del Timer555 con frecuencia de conmutación

Figura 66. Tensión rectificada

Figura 67. Señal puerta-fuente de los dos transistores, v_{GS1} , v_{GS2} .

Figura 68. v_{Ri} , i_{Ri} . $R_i = 250 \Omega$.

Figura 69. v_{Ri} , i_{Ri} . $R_i = 173 \Omega$.

Figura 70. v_{Ri} , i_{Ri} . $R_i = 500 \Omega$.

Figura 71. NE555 salida v_{ref}

Figura 72. Conmutación de Q1. Tensión drenador-fuente y intensidad de drenador.

Figura 73. Intensidad y tensión de entrada al inversor

Figura 74. Rizado

Figura 75. Condensador de filtrado

Figura 75.1. Efecto pelicular

Figura 75.2. Hilo Litz

Figura 76. Efecto pelicular en alta frecuencia

Figura 77. Circuito magnético

Figura 78. Inductancia y Resistencia equivalente en serie

Figura 79. Inductancia y factor de calidad

Figura 78. Inductancia y Resistencia equivalente en serie

MEMORIA

1. OBJETO

El objeto de este proyecto es desarrollar una fuente de alimentación para aplicaciones de electroerosión (Electrical Discharge Machining, EDM) para orificios pequeños, para ello se utiliza un inversor resonante serie-paralelo con el objetivo de minimizar las pérdidas por conmutación.

El convertidor trabajará a la frecuencia de resonancia de natural ω_0 , donde se da un comportamiento de fuente de corriente a la salida, aunque ligeramente por encima de ésta, para garantizar la conmutación a tensión cero para todas las condiciones de carga.

La implementación de éste sistema de electroerosión permitirá mecanizar pequeños agujeros por medio de descargas eléctricas controladas.

2. ALCANCE

El alcance de este proyecto consiste en el diseño de un prototipo de convertidor resonante para ser aplicado a un proceso de electroerosión, también se incluye la implementación y comprobación del correcto funcionamiento del inversor resonante serie-paralelo.

3. ANTECEDENTES

Este proyecto se basa en trabajos anteriores realizados en la Universidad de Cantabria [1]-[5] en el campo del diseño de fuentes de alimentación de electroerosión.

4. ESTADO DEL ARTE

4.1. INTRODUCCIÓN

El efecto erosivo de la electricidad es conocido desde hace casi 200 años (en 1786 el físico inglés Priestley observó pequeños cráteres frente a los electrodos entre los cuales saltaba la chispa) y centró su primera aplicación en la preparación de soluciones coloidales de metales.

Sin embargo, la aplicación de las descargas para obtener determinadas formas geométricas, se remonta a la Primera y Segunda Guerra mundial.

El inconveniente era el desgaste de los electrodos, y en esos tiempos de guerra y escasez de metales se buscaron nuevas formas de economizarlos y poder aumentar su tiempo de utilización.

Científicos rusos establecieron un plan de pruebas para comprobar la influencia de varios parámetros en el desgaste de los contactos (mediante descarga de condensadores).

A pesar de que el interés del estudio era minimizar el efecto de las descargas, se percataron de que bajo ciertas condiciones el desgaste se maximiza, lo que llevó el uso de esta técnica a una nueva tecnología de arranque de material, al primer circuito generador de descargas erosivas lo llamaron “circuito Lazarenko” y desde entonces se ha denominado con la palabra “electroerosión” a esta nueva tecnología de mecanizado de metales.

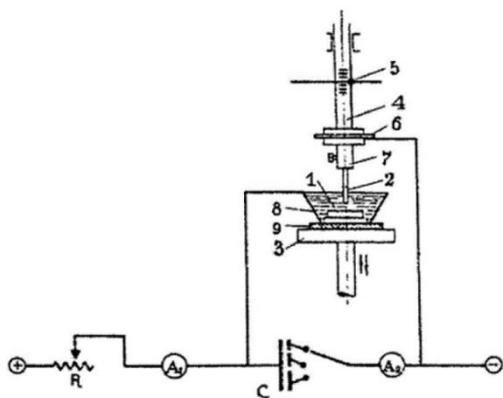


Figura 1. Circuito Lazarenko [6]

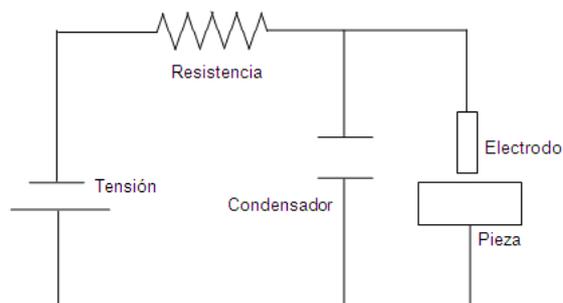


Figura 2. Circuito de relajación

Inicialmente no se consideró el potencial de esta técnica, por la baja productividad y el escaso control del proceso. En los primeros diseños, el desgaste del electrodo y de la pieza eran similares ya que los controles no podían evitar la aparición de numerosos arcos eléctricos (no deseados en el proceso).

La distancia entre el electrodo y la pieza ("gap") se controlaba con sistemas oscilatorios o vibratorios, permitiendo reducir el desgaste del electrodo, pero los resultados no eran adecuados.

La ventaja y utilidad de la electroerosión es la posibilidad de erosionar material conductor independientemente de su dureza, ya que los factores que intervienen en este proceso de mecanizado son principalmente la conductividad térmica y el punto de fusión (factores térmicos) y no mecánicos.

También se tiene que notar que existe una relación entre estos dos factores, a mayor dureza, mayor punto de fusión, debido a que el punto de fusión aumenta conforme lo hace su energía de red (U) y también esto es sinónimo de dureza.

En este proceso también es de utilidad, la capacidad de reproducir en la pieza la forma del electrodo.

Entre otras de sus ventajas se encuentran:

- Al ser un proceso sin contacto, no se genera vibración ni fuerzas de corte, lo que permite fabricar piezas muy pequeñas y frágiles.
- Se pueden obtener tolerancias estrictas y detalles de formas complejas, inalcanzables con los procesos tradicionales.
- Se producen bordes sin rebabas.

Como contraprestación el método presenta los siguientes inconvenientes:

- No puede aplicarse en materiales no conductores.
- Posee bajas tasas de arranque de material en comparación con métodos tradicionales de mecanizado por arranque de viruta.
- Después del proceso, suele quedar una capa superficial de metal fundido, frágil y duro, que debe de eliminarse en piezas que requieran resistencia a la fatiga.

4.2. DESCRIPCIÓN DEL PROCESO DE ELECTROEROSIÓN

El mecanizado por electroerosión es un proceso de mecanizado por arranque de viruta para materiales conductores por medio de descargas eléctricas controladas a través de un medio dieléctrico entre electrodo y la pieza a mecanizar. *Fig(3)*

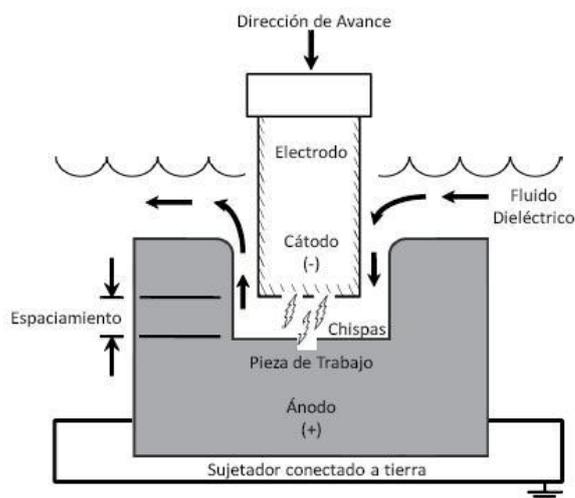


Figura 3. Elementos básicos en el proceso de micro-EDM [7]

La duración de la descarga es muy corta, esto supone una concentración de energía en un volumen muy reducido de material por lo que va acompañada de un gran aumento de la temperatura, ya que no da tiempo a que se evacúe toda esta energía debido a la rapidez con la que se aplica, dando como resultado la fusión o incluso evaporación de dicho volumen de material.

Después de la descarga se obtiene un cráter de forma semiesférica, cuyo volumen dependerá de los parámetros en los que esa descarga se haya producido (energía, duración de la descarga, polaridad, naturaleza del material).

Depende también del dieléctrico, ya que, con éste, al concentrar más la descarga produce mayores efectos que si se utilizase aire, pues la descarga en un gas tiende a ramificarse ampliamente.

La principal función del dieléctrico es crear un medio que facilite la ionización, (descarga en avalancha), además de funcionar como refrigerante y como fluido que retira el material mecanizado durante el proceso.

La distancia entre electrodo y pieza es un factor importante que afecta al acabado de la pieza, asegurando la presencia de plasma en cada descarga eléctrica. Cuanto más pequeño sea el espacio entre electrodo y pieza, menor será la tensión y energía necesarias para el mecanizado.

El proceso tiene un efecto de polaridad, existiendo desgaste desigual entre los electrodos cuando son del mismo material, el electrodo positivo se desgasta menos que el negativo, por esa razón se eligen electrodos como cobre o grafito dependiendo del metal a mecanizar, con el par adecuado, se pueden conseguir un desgaste inferior a 0.5 mm^3 en el electrodo por cada 100 mm^3 del otro.

A continuación, se describen los fenómenos que entran en juego en el momento de la descarga, para poder entender mejor el desarrollo de la descarga es necesario situarse a nivel microscópico.

Fase de ionización:

Debido a la reducida distancia entre electrodo y pieza, la rugosidad superficial representa una variación del orden de un 20% de dicha distancia, por esto, habrá un punto de máxima proximidad entre electrodo y pieza (D), en el momento que se supere la tensión de rotura del dieléctrico, ahí se formará un canal de elevada conductividad. Fig(4)

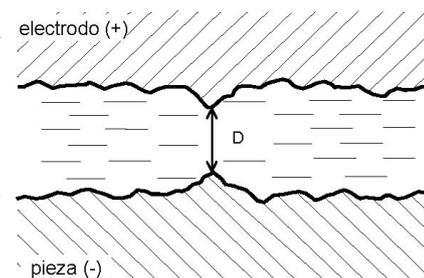


Figura 4. Fase de ionización [8]

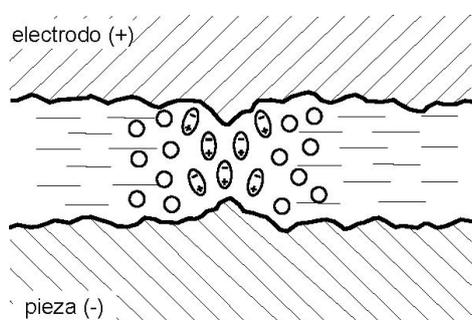


Figura 4.1. Fase de ionización [8]

La concentración y aumento del campo eléctrico da como resultado la ionización del dieléctrico, polarizando las partículas e iones (que son partículas polarizadas).

De esta manera se da lugar a la formación del canal de descarga, que éste queda rodeado por medio de iones positivos que comprimen y lo aíslan del medio circundante, en este estado el dieléctrico ha perdido mucha de su capacidad aislante donde el campo eléctrico es más fuerte.

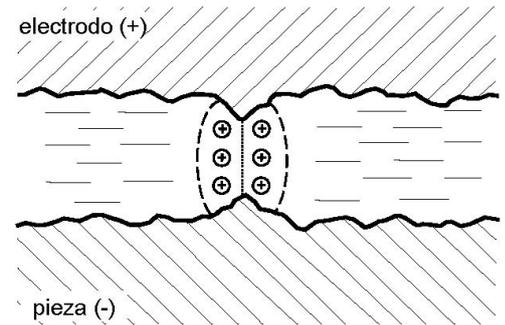


Figura 4.2. Fase de ionización [8]

Fase de ruptura del dieléctrico:

La brusca caída de la resistencia del canal permite que la corriente alcance valores elevados y produzca a su vez un aumento de la ionización, creando un campo magnético que comprime el canal de la descarga, el calor se acumula con el aumento de la corriente y la tensión disminuye.

Vaporiza parte del dieléctrico, pieza y electrodo y se forma un canal de descarga.

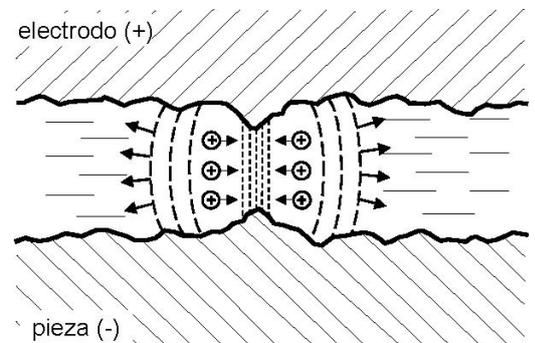


Figura 5. Fase de ruptura del dieléctrico[8]

Fase de descarga y aumento del canal:

La velocidad de aumento de la corriente de cifra en unos 10 a 100 millones de amperios por segundo, alcanzándose altas temperaturas en cuestión de microsegundos.

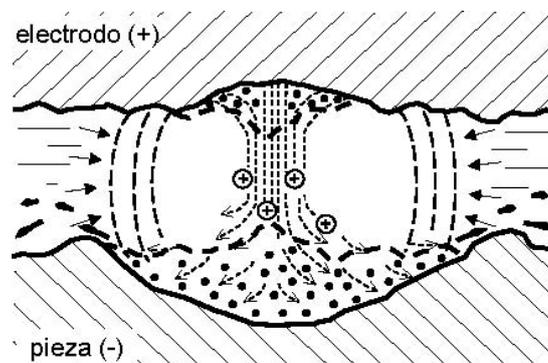


Figura 6. Fase de descarga y aumento del canal [8]

Se produce más calor y se intensifican los efectos de fusión e incluso evaporación, de un reducido volumen de la pieza.

Mediante la utilización de cámaras fotográficas de alta velocidad se ha observado la existencia de una burbuja de gas alrededor del canal que se intenta expandir, pero queda limitada por el movimiento de los iones a lo largo del canal de descarga que son atraídos por el campo magnético.

En este momento el canal de descarga es un plasma de alta temperatura formado por metal, el dieléctrico y carbón vaporizados.

Además de la acción térmica, hay que considerar el efecto dinámico que produce la eyección de material fundido a gran velocidad.

Fase de desionización:

Al final de la descarga, la presión de la burbuja cae bruscamente produciéndose un arrastre de los residuos existentes en el cráter por parte del dieléctrico, a la vez que enfría su superficie, impidiendo así que el calor se introduzca en el metal.

El metal expulsado solidifica en forma de pequeñas esferas y se dispersa junto a las partículas de carbón erosionado procedentes del electrodo, el vapor que queda sube hasta la superficie del dieléctrico.

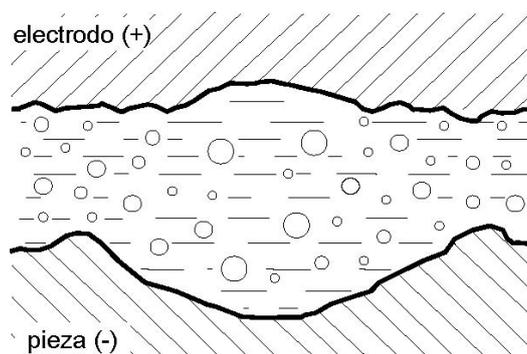


Figura 7. Fase de desionización [8]

4.3 TIPOS DE ELECTROEROSIÓN

Fundamentados en el mismo principio físico, se puede electroerosionar de dos formas:

4.3.1. Electroerosión por penetración

Mecanizado de agujeros y formas ciegas (Fig. 8), en las que el electrodo tiene la forma que se desea mecanizar. Debe existir un movimiento relativo vertical entre electrodo y pieza, moviéndose el electrodo y manteniéndose fija la pieza.

Por ejemplo, se usa en fabricación para mecanizar agujeros muy pequeños de alivio térmico.

Puede reproducir la forma del electrodo. (Fig. 8)

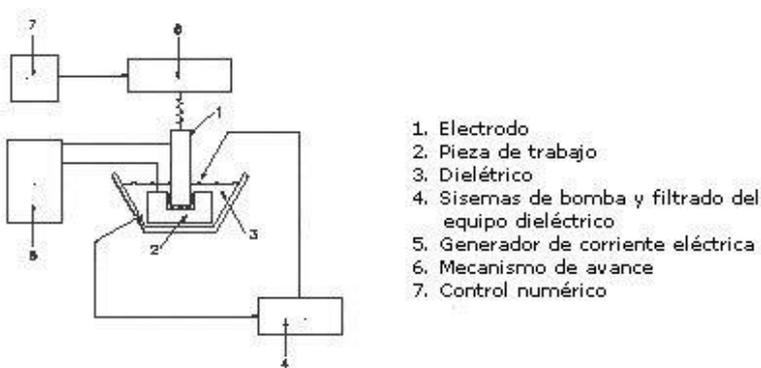


Figura 9. Esquema del equipo [9]

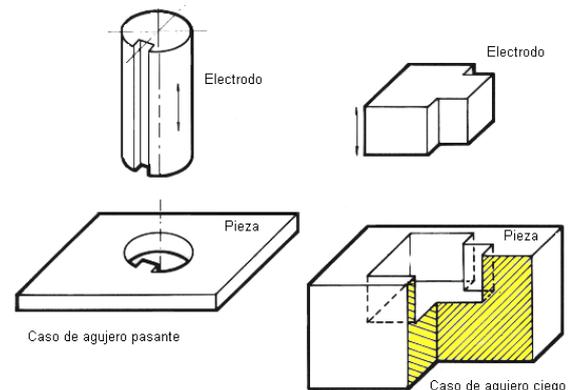


Figura 8. Electroerosión por penetración [10]

4.3.2. Electroerosión por hilo

Se utiliza en el mecanizado de agujeros pasantes y contornos de formas muy complejas.

El electrodo es un hilo continuo, con movimiento en los tres ejes del espacio, que va cortando la pieza. (Fig. 10.1 y 10.2).

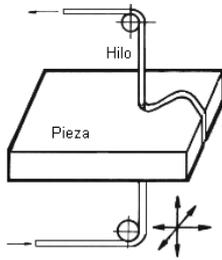


Figura 10.1.
Electroerosión por
hilo sobre chapa [10]

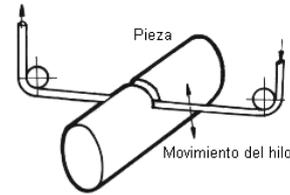


Figura 10.2.
Electroerosión por
hilo sobre cilindro [10]

El hilo es de diámetro pequeño, normalmente de 0.25 o 0.3 mm, aunque los diámetros pueden reducirse hasta valores de 0.025 mm en aplicaciones de micromecanizado.

4.4. PARÁMETROS DE LA ELECTROEROSIÓN

4.4.1 TIPOS DE PULSOS

La forma de los tipos de pulsos (tensión e intensidad) en un proceso de electroerosión dependen del tipo de generador de impulsos utilizado, pero se pueden distinguir en general cuatro tipos de pulsos.

- Circuito abierto (impulso vacío)
- Descarga normal
- Impulso en cortocircuito
- Arcos

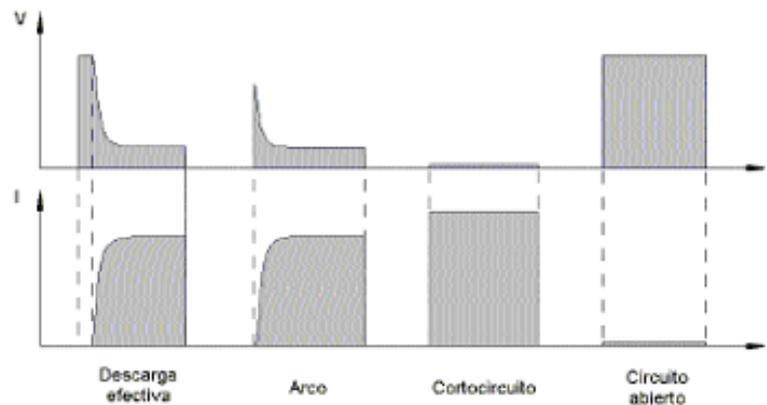


Figura 14. Tipos de impulsos [14]

Descarga normal:

Este tipo de pulsos producen el mecanizado deseado, optimizando el arranque de material, como se han descrito constan de tres fases, en la fase de ionización se eleva la tensión hasta sobrepasar la rigidez dieléctrica, momento en el que empieza a fluir

corriente y a disminuir la tensión, hasta el punto de trabajo donde se mantienen estables.

Arco:

Ocurre cuando el dieléctrico no está completamente desionizado.

Esto puede ser debido a que tras una descarga, el “gap” está contaminado por partículas procedentes de la erosión anterior, si no han sido retiradas eficazmente por el dieléctrico.

De este modo, cuando comience un nuevo impulso, existirá un camino que ofrecerá mucha menos resistencia, no necesitándose de ese tiempo de ionización.

También puede ocurrir que el gap sea demasiado pequeño, sin llegar a tocarse los electrodos, se requiere un buen control del servomecanismo que actúa sobre el gap para reaccionar alejándolo hasta la distancia nominal.

Esta concentración de descargas suele producir daño en el electrodo y pieza.

Impulso en cortocircuito:

A veces ocurre que los electrodos se ponen en contacto, bien directamente o bien por medio de partículas procedentes de la erosión que tocan a ambos electrodos. Entonces la tensión entre ambos es nula.

No son deseables ya que se pierde energía, y no mecaniza.

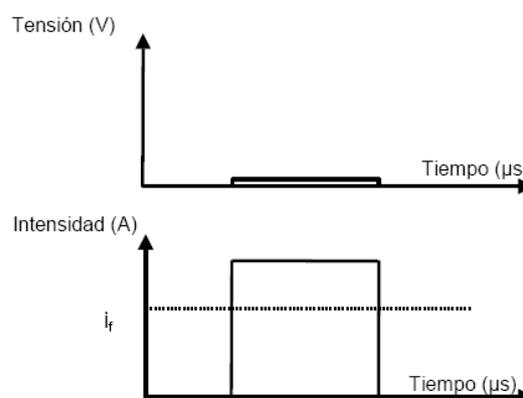


Figura 15. Impulso en cortocircuito [10]

Circuito abierto:

También denominado como impulso vacío, se produce cuando la distancia entre electrodo y pieza es muy grande de modo que no hay ninguna conducción en el gap, no hay descarga eléctrica.

Un número alto de este tipo de impulsos trae consigo una reducción del rendimiento de la fuente de impulsos, al no producir erosión en la pieza, no son deseables.

También, si la fuente generadora utilizada es de tipo 'fuente de corriente' se pueden producir altas tensiones, con lo que la fuente tiene que contar con un equipo de protección frente a este tipo de impulsos.

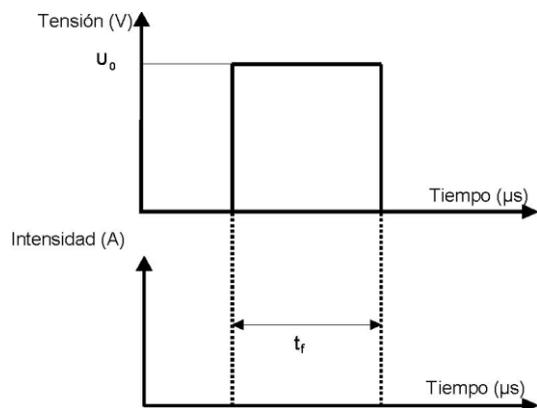


Figura 16.

Impulso en circuito abierto [10]

4.4.2 PARÁMETROS ELÉCTRICOS

A continuación, se definen los parámetros eléctricos sobre las formas de onda de tensión e intensidad de las descargas sucesivas generadas por un generador de impulsos

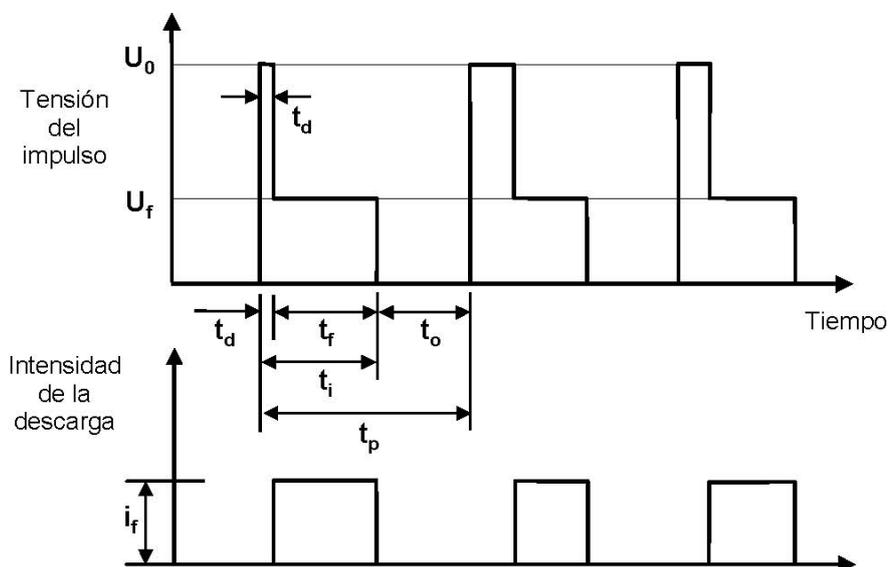


Figura 17. Parámetros característicos de la descarga [10]

Tiempo de retraso de descarga o de ionización (t_d): Tiempo que transcurre entre la aplicación del impulso de tensión y el comienzo de descarga. Suele ser muy pequeño, del orden de 0,5 a 2 μ s (Fig. 3.3). Se cumple que: $t_i = t_d + t_r$

Tiempo de descarga (t_r): Tiempo durante el cual pasa la descarga hasta que eléctricamente se corta la corriente.

Tiempo de impulso (t_i): Tiempo que dura el impulso de erosión entre ambos electrodos.

Tiempo de pausa (t_o): Intervalo de tiempo que transcurre entre el final de un impulso y el comienzo del siguiente. Se verifica que: $t_p = t_i + t_o$

Período (t_p): Tiempo que pasa desde el comienzo de un impulso hasta el comienzo del impulso siguiente.

Frecuencia de mecanizado (f_p): Número de impulsos que se dan por unidad de tiempo.

Tensión en vacío (U_o): Tensión entre electrodo y pieza antes de cebada la descarga, o tensión entre electrodos si no hay descarga.

Tensión de descarga (U_r): Tensión entre electrodo y pieza después de cebada la descarga existiendo conducción de corriente.

Intensidad de descarga (i_r): Intensidad que circula por el gap durante una descarga.

W_o , energía de descarga: es la energía liberada en el gap durante una descarga.

$$W_o = \int_{t_e} u_o(t) \cdot i_o(t) dt \approx \bar{V}_o \cdot \bar{I}_o \cdot t_e$$

$p_o(t)$: potencia de descarga, es la potencia instantánea durante la descarga.

$$p_o(t) = v_o(t) \cdot i_o(t)$$

De los parámetros expuestos, los regulables son: Tiempo de impulso, tiempo de pausa, (con el NE555), intensidad (por diseño del convertidor) y tensión máxima en la salida (por amplificadores operacionales en modo de comparación, que interrumpen la conmutación en caso de excederla)

La tensión de descarga no es un parámetro regulable, quedando comprendida entre 20-30 V, dependiendo de los materiales del electrodo, la pieza y el tipo de líquido dieléctrico.

Se puede elegir la polaridad del electrodo, positiva o negativa.

4.5 PARTES CONSTITUTIVAS DE LAS MÁQUINAS DE ELECTROEROSIÓN

Los elementos que forman las máquinas de electroerosión se pueden agrupar en cuatro sistemas: (Fig 19)

1) Electrodo:

Todos los materiales conductores pueden ser utilizados como electrodo, pero no todos son igualmente eficaces. (Facilidad de elaboración, bajo desgaste de electrodo respecto al material erosionado, coste, ...)

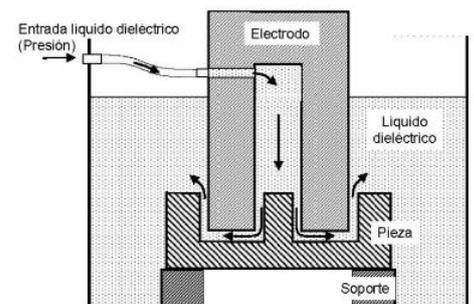


Figura 18. Electrodo [10]

2) Líquido dieléctrico:

Tiene como función,

- Actuar de aislante entre pieza y electrodo, de modo que se pueda concentrar la energía de la descarga a un punto concreto
- Actuar como refrigerante
- Actuar como medio de eliminación de las partículas producidas en el proceso, esta limpieza puede ser de varios tipos

Por presión, introduciendo el dieléctrico en el gap a través del electrodo, por aspiración o por lanza lateral, entre otros métodos. Fig(18)

Los dieléctricos más usados son las parafinas, aceites minerales ligeros y el agua desionizada.

Junto al líquido dieléctrico coexisten partículas del material eliminado, por lo que se prevé de un sistema de filtrado encargado de recogerlas.

Sin embargo, la presencia de estas partículas ayuda a la formación del canal de descarga y en algunos procesos son deseables en una concentración determinada.

3) Máquina herramienta:

Está compuesta por,

- Un cabezal o husillo, dotado de movimiento donde está fijado el electrodo, está dotado de un servo-control con el objetivo de mantener la distancia (gap) constante entre electrodo y pieza. También determina la velocidad de avance del electrodo
- Una mesa de trabajo con movimiento en ejes (x, y)
- Un generador de impulsos

4) Generador de impulsos y sistema electrónico:

Encargado de mantener el control del 'gap' adecuado (CNC), evitando el trabajo bajo las condiciones de cortocircuito o circuito abierto

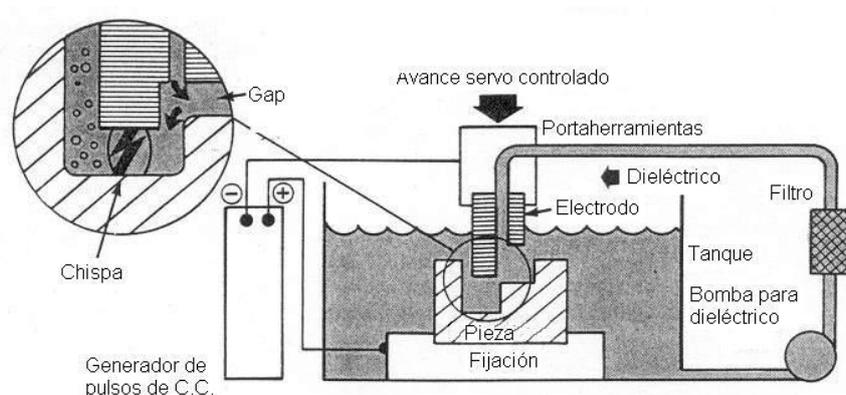


Figura 19. Esquema sistema de electroerosión [15]

4.6 TIPOS DE GENERADORES PARA MÁQUINAS DE ELECTROEROSIÓN

4.6.1 GENERADORES DE RELAJACIÓN

Los generadores de relajación fueron los primeros que surgieron, se caracterizan porque sus descargas no son controladas, son robustos, pero incurren en un elevado desgaste de los electrodos, además de estar limitada su velocidad de arranque, dado que a partir de un determinado valor de intensidad desaparece el efecto de relajación, y las descargas no se desionizan produciéndose un arco continuo Fig(20).

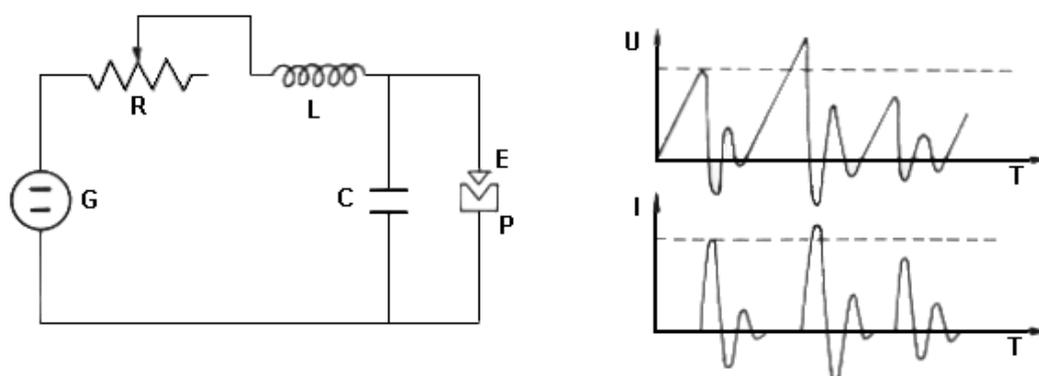


Figura 20. Esquema de generador de relajación [16]

4.6.2 GENERADORES DE IMPULSOS ROTATORIOS

Se caracterizan por tener una fuente de corriente alterna directamente conectada al 'gap', de modo que la duración y frecuencia dependerán del generador, se utilizan para electrodesintegración.

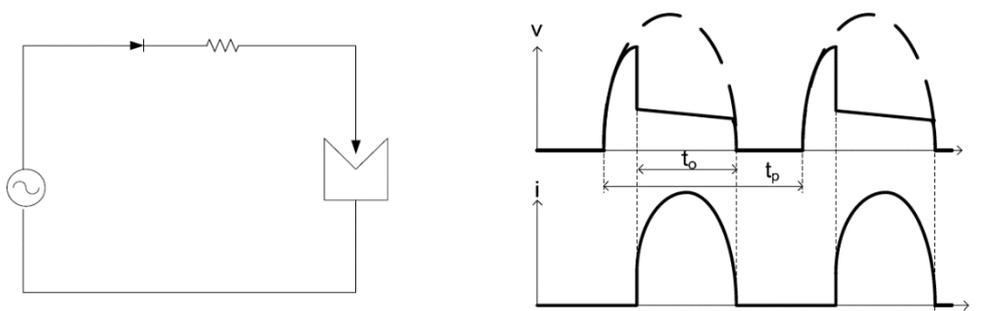


Figura 21. Esquema de generador de impulsos rotatorios [16]

4.6.3 GENERADORES DE IMPULSOS TRANSITORIZADOS

Son los más habituales, tienen la ventaja de poder tomar una tensión a 220 ó 380 V y dar como salida un tren de impulsos con variables independientes (t_i , t_o , i_f).

La tensión se eleva hasta un valor U_o , para el cual se produce la ruptura del dieléctrico y empieza la descarga, este tiempo es llamado (t_d).

Cuando se produce la descarga, la tensión baja mucho hasta su valor de tensión de descarga U_f , entonces, se crea un impulso de intensidad de valor (i_f) durante todo el tiempo de descarga, se mantiene hasta el fin del ciclo al comenzar el tiempo de off, necesario para retirar el material erosionado y poder crear una nueva descarga.

4.6.4 OTROS TIPOS DE GENERADORES

- Generadores isoenergéticos

Obtienen impulsos de energía constante, por lo que su característica principal es que producen una superficie de rugosidad constante.

- Generadores isofrecuenciales: Proporcionan pulsos de frecuencia constante.

- Generadores isofrecuenciales de alta tensión de encendido:

Se aproxima al trabajo isoenergético ya que el tiempo que le toma en crear la descarga es muy reducido $t_f = t_i$. Además, dada la alta tensión de encendido, se permiten “gaps” mayores, lo que facilita la evacuación de las partículas erosionadas.
Fig(22)

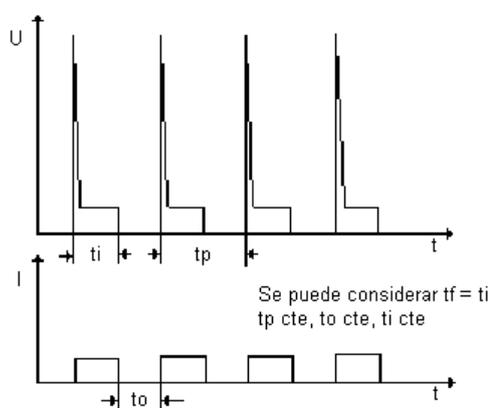


Figura 22. Tensión-Corriente de salida de un generador isofrecuencial de alta tensión de encendido [16]

4.7 APLICACIÓN PARA ORIFICIOS PEQUEÑOS

Este tipo de aplicación se requiere en los procesos productivos en los que se precisa mecanizar agujeros muy pequeños en aleaciones de especial dureza.

Las máquinas pueden crear descargas localizadas y controlables, por lo que la cantidad de material a erosionar puede ser muy controlada, consiguiéndose precisión en redondez y posición de los agujeros mecanizados.

Este proceso de mecanizado requiere más tiempo que los convencionales de arranque de viruta, pero, en algunos campos en los que se necesita mecanizar muy fino y preciso, la precisión prima a la rapidez de los métodos mecánicos, que tienen contrapartidas, haciendo viable y necesario el empleo de la electroerosión.

Cuando se mecaniza mecánicamente se produce una distorsión en el agujero producido, especialmente a la entrada y salida, pudiéndose producir un abultamiento del material a la salida, debido a las fuerzas físicas involucradas.

También materiales como aceros y latón se deforman significativamente cuando se los mecaniza, especialmente si son piezas pequeñas.

A precisiones altas las características de entrada y salida de los agujeros son críticas para la validez y aceptación de la pieza, sin marcas de mecanizado ni rebabas [11]

Las técnicas de corte por láser pueden producir agujeros muy rápidamente, pero el orificio producido no tiene la redondez requerida para estas aplicaciones, además puede dejar restos de escoria proveniente del material fundido y es necesario una segunda operación que lo retire.

Con el proceso EDM, al estar libre de estrés mecánico no produce deformaciones consiguiendo precisiones de diámetros tan pequeños como 11 μm hasta 0.12 pulgadas [12]

Para agujeros mayores, no se suelen necesitar estas técnicas tan precisas y se puede optar por otros métodos más 'standard' de mecanizado.

La profundidad de corte de estos pequeños agujeros puede llegar a tener una relación con el diámetro de 25:1 hasta 50:1.

Por lo que este tipo de mecanizado, puede producir agujeros pequeños con una alta tolerancia, necesaria en aplicaciones en las que su precisión sea su principal característica, mecanizar fino en materiales difíciles, como por ejemplo [13]:

- Utensilios médicos en los que se requiere una inserción de sutura, y cables guía
- Mercado aeroespacial y aeronáutico para producir pequeños agujeros de refrigeración en los álabes de turbinas y otros segmentos utilizados en motores JET, que juegan un papel fundamental en el flujo de aire a su través.
- En boquillas de inyectores de carburante, capaces de atomizar el combustible para mejorar la combustión.
- En elementos de mecanizado, de especial dureza.



Figura 11. Inyector [13] Figura 12. Elemento de mecanizado [13] Figura 13. Álabe [13]

La tecnología de taladrado EDM para agujeros pequeños emplea los mismos principios que la EDM convencional, pero las velocidades de taladrado son superiores, pudiendo llegar hasta dos pulgadas por minuto [20],

Las corrientes manejadas por estas fuentes son menores, ya que a mayor corriente de descarga se produce un mayor desgaste de la pieza, perdiendo precisión, en estos casos se aumentan los ciclos de mecanizado, ya que erosiona menos por cada uno al tener corriente menor.

Las tensiones de ruptura de dieléctrico y descarga tienden a ser menores, debido al mecanismo de control del “gap”, se requiere que sitúe el electrodo más cerca de la pieza, con el objetivo de aumentar la precisión del mecanizado [21].

El principal problema técnico en el mecanizado de agujeros pequeños mediante EDM es conseguir trabajar en unas condiciones de trabajo eficientes en el “gap”, consiguiendo evacuar eficazmente los restos del mecanizado que hayan podido quedar en el interior del microagujero.

5. ESPECIFICACIONES DE DISEÑO

Se toma como referencia el trabajo presentado en el artículo [17], donde está especificado el proceso de diseño de una fuente de impulsos para aplicaciones de electroerosión con el objetivo de producir microagujeros, y [18] donde se compara las relaciones existentes entre parámetros (intensidad, arranque de material) y en [19] en el que se estudia optimizar la tasa de arranque en función del tiempo de on/off y la frecuencia.

Es común utilizar para estos métodos tensiones de ruptura de dieléctrico alrededor de los 100 V y nominales de 20 V-30 V, e intensidades de descarga de 5 A a estas potencias.

Por último, en [4] se estudia un convertidor resonante serie-paralelo para aplicaciones EDM a frecuencias de ~200 kHz con una frecuencia de mecanizado de 10 kHz con un ancho de pulso ajustable manteniendo una tensión de salida de 30 V.

Teniendo en cuenta estos datos, se establecen las especificaciones del diseño:

Alimentación: monofásica, 220 V, 50 Hz.

Protección:

La protección de sobretensión será mayor que la tensión necesaria para romper el dieléctrico y que se pueda producir la descarga, si en la bibliografía, esta ruptura se provocaba sobre los 100 V, se toma una protección que impida ir más allá de los 200 V y pueda ser modificada a valores más bajos.

Potencia:

Potencia de 125 W, establecida en base a la corriente máxima por transistores, circuito (espesor de pistas del PCB), y capacidad del núcleo del transformador utilizado.

Frecuencia de conmutación:

Se establece una frecuencia de conmutación de 200 kHz, que variará en función de la relación de valores de los componentes disponibles.

Frecuencia de mecanizado:

La frecuencia de mecanizado y ancho de pulso son valores ajustables, pero se establecen inicialmente en 10 kHz y un 50%.

La tensión de descarga no es un parámetro controlable, queda definida por el proceso con un valor entre 20 y 30 V, se estima una tensión de 25 V.

La intensidad de salida será de 5 A.

Tabla resumen de especificaciones:

Tensión de alimentación (V)	220 V 50 Hz
Protección contra sobretensión	200 V
Intensidad de descarga	5 A
Tensión de descarga	25 V
Frecuencia de mecanizado y ancho de pulso	Ajustables
Frecuencia de conmutación	200 kHz
Potencia (W)	125 W

Tabla 1. Especificaciones de diseño

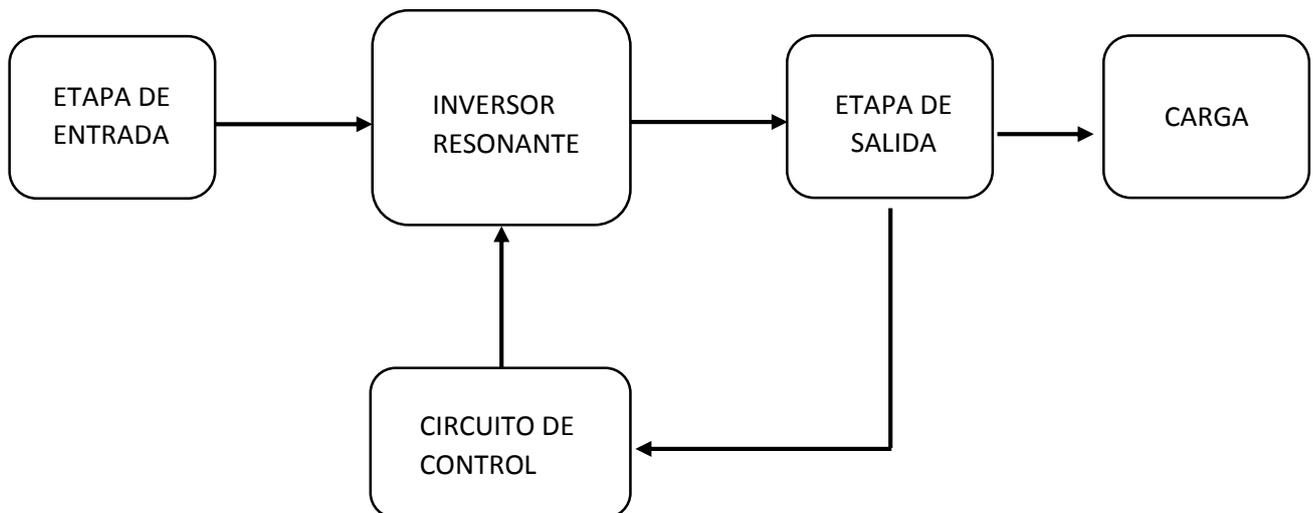
6. DISEÑO DEL SISTEMA

6.1 DESCRIPCIÓN DE LA ESTRUCTURA

Una fuente de alimentación resonante se puede dividir en los siguientes sistemas dependiendo de la función que realiza cada uno.

- Etapa de entrada
- Inversor resonante
- Etapa de salida
- Circuito de control
- Carga

Se muestra un esquema de la estructura.



Una etapa de entrada recibe la alimentación, la convierte AC \rightarrow DC y la entrega al inversor.

El inversor aplica esta energía a la carga de manera controlada.

El circuito de control recibe una realimentación del estado de la carga, para controlar la conmutación del inversor y con ello las condiciones de mecanizado en la carga.

La etapa de salida se encarga de adecuar la tensión e intensidad proveniente del circuito resonante a las condiciones especificadas para la carga.

A continuación, se pasa a describir estas partes del sistema.

6.2 ETAPA DE ENTRADA

La etapa de entrada tiene como función tomar la tensión de red, rectificarla, y filtrarla para producir tensión continua con la que alimentar al inversor.

La etapa de entrada está compuesta por un puente rectificador de onda completa y un condensador de filtrado, como se muestra en la Fig(23)

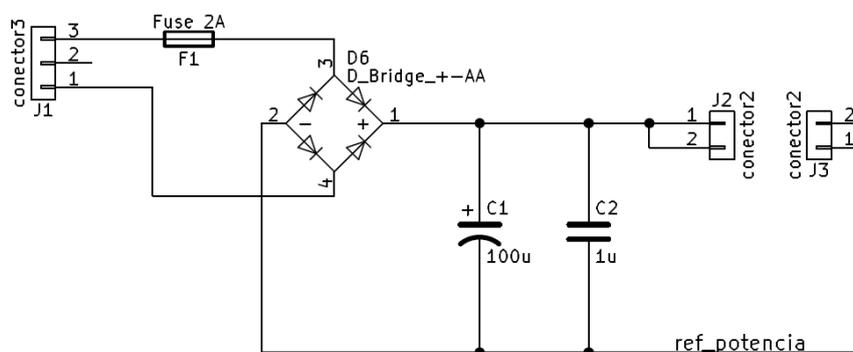


Figura 23. Etapa de entrada

Complementariamente, se le ha dotado con un fusible de 2 A, teniendo en cuenta la potencia de 125 W calculada para el inversor.

También se le ha provisto de otro condensador en paralelo de 1 μF , con el objetivo de disminuir el alto valor de ESR que pudiera tener el condensador electrolítico.

En el siguiente diagrama se muestran las operaciones de cada componente a la tensión de entrada.

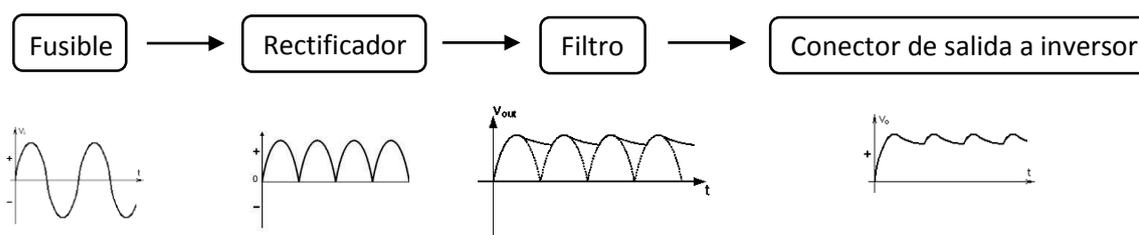


Figura 23.1. Etapa de entrada

Los cálculos correspondientes a la etapa de entrada se encuentran en el ANEXO (1.1 Cálculos de la etapa de entrada), para que cumplan con los requisitos de rizado.

6.3 INVERSOR RESONANTE

El objetivo del proyecto es el diseño de una fuente de alimentación resonante para aplicaciones de electroerosión.

Este tipo de convertidores resonantes tienen dos etapas, etapa inversora y circuito resonante.

6.3.1 ETAPA INVERSORA

En la etapa inversora se realiza la conversión de continua a alterna, mediante el uso de transistores que pasan de una alimentación en continua a una tensión alterna cuadrada.

Hay dos topologías principales, el inversor en puente completo Fig(24) y el inversor en medio puente asimétrico Fig(25)

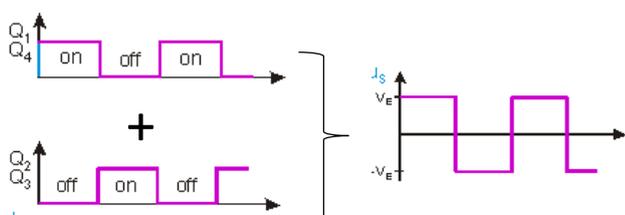
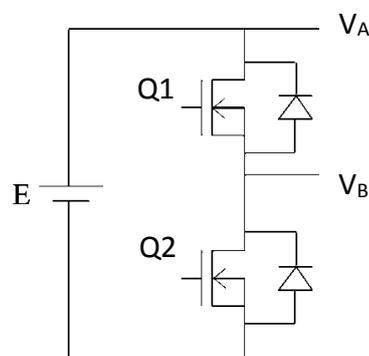
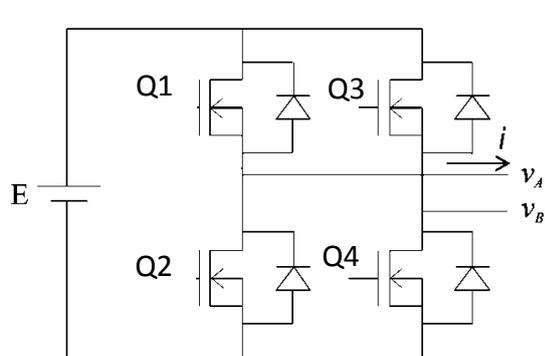


Figura 24. Puente completo

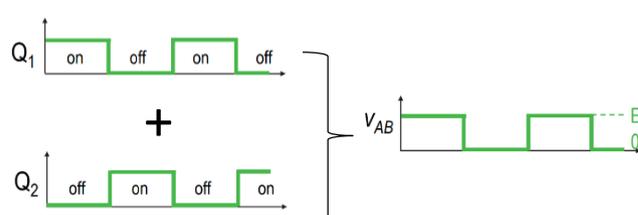


Figura 25. Medio puente

El inversor en puente completo puede proporcionar el doble de tensión de entrada al circuito resonante en comparación al de medio puente, por lo que todos los parámetros que dependen de la tensión de entrada se duplican también.

El inversor medio puente es más sencillo, ya que solo requiere dos interruptores.

En el caso de estudio, por el nivel de potencia de la aplicación de electroerosión, se plantea la utilización del medio puente asimétrico, ya que los transistores soportan la tensión e intensidad de entrada para la potencia del inversor en esta configuración.

6.3.2 CIRCUITO RESONANTE

El circuito resonante tiene la función de filtrar la tensión cuadrada de salida del inversor, de este modo se eliminan los armónicos de orden superior.

Con este tipo de configuraciones se busca disminuir las pérdidas de conmutación al hacer conmutar los transistores a tensión o corriente cero, de esta manera, se puede aumentar la frecuencia de trabajo sin comprometer el rendimiento, consiguiendo con ello reducir el tamaño de los componentes pasivos.

Se muestran las tres configuraciones de circuitos resonantes más comunes.

- **Circuito resonante en serie**

Se caracteriza por su comportamiento como una fuente de tensión de ganancia unidad a la frecuencia de resonancia, por lo que si la resistencia de la carga R_i tiende a cero, la corriente tenderá a infinito, al no estar limitada por los componentes del circuito, por lo que es un modo de operación inseguro.

- **Circuito resonante en paralelo**

Se caracteriza por su comportamiento como una fuente de corriente controlada por la tensión de entrada a frecuencia de resonancia, por lo que si la resistencia de la carga R_i tiende a infinito, la tensión tenderá también a infinito, al no estar limitada por los componentes del circuito, por lo que es un modo de operación inseguro.

La potencia es directamente proporcional a la carga.

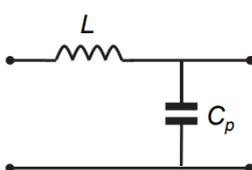
- Circuito resonante serie-paralelo

Es la topología elegida para el trabajo y es descrita con detalle en el siguiente apartado (6.3.3)

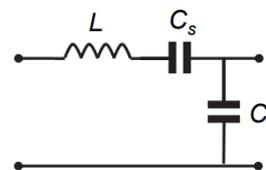
Supone un compromiso entre las características (ventajas-desventajas) de los circuitos serie y paralelo.



Circuito resonante en serie Fig(26)



Circuito resonante en paralelo Fig(27)



Circuito resonante serie-paralelo Fig(28)

6.3.3 ANÁLISIS DEL INVERSOR RESONANTE SERIE-PARALELO

Teniendo en cuenta los apartados anteriores, se analiza la topología de medio puente asimétrico del inversor serie-paralelo Fig(29)

El inversor resonante serie-paralelo (LC_sC_p) trabajando por encima de la frecuencia de resonancia natural se comporta de manera inductiva, estando la corriente de entrada retrasada respecto a la tensión, pudiendo producirse la conmutación de los transistores a tensión cero, ya que en ese momento estará conduciendo el diodo anti-paralelo del MOSFET.

En las condiciones de electroerosión, por la naturaleza del proceso, las variaciones del "gap" son inevitables, por lo que la carga puede variar de circuito abierto hasta el cortocircuito.

Se diseña el inversor como fuente de corriente, siendo necesario incluir en el circuito de control una realimentación de la tensión de salida, con el objetivo de cortar la conmutación de los transistores si se produce una sobretensión, ya que tenderá a infinito en circuito abierto.

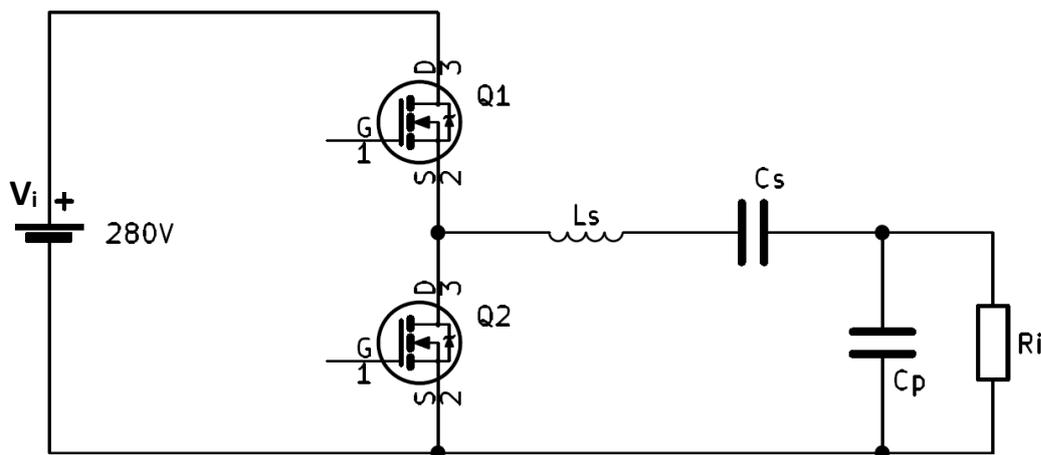


Figura 29. Inversor resonante serie-paralelo

Ri: Resistencia equivalente, que representa la carga de salida (transformador, rectificador y la resistencia del gap)

Q1, Q2: Transistores MOSFET de potencia comandados por las señales del circuito de control a frecuencia de resonancia natural, con un ciclo de trabajo del 50%

Ls: Inductancia en serie

Cs: Condensador serie, además de su necesidad en el circuito resonante, hace las veces de filtro para el inversor medio puente asimétrico

Cp: Condensador paralelo

La tensión de entrada V_i se convierte en una onda de tensión cuadrada V_{ab} , que varía entre V_i y 0V cada medio ciclo, queda:

$$V_{ab}(wt) = \begin{cases} V_i & \text{para } 0 < wt < \pi \\ 0 & \text{para } \pi < wt < 2\pi \end{cases}$$

Por lo que la entrada V_{ab} se puede expresar en términos de la serie de Fourier de la forma:

$$\hat{V}_{ab} = \frac{2V_i}{\pi} \sum_{k=1,3,5\dots} \frac{1}{k} \text{sen}(kwt)$$

En un circuito resonante las formas de tensión e intensidad son aproximadamente sinusoidales, por lo que para simplificar el análisis, podemos ignorar los armónicos y quedarnos solo con la componente fundamental.

$$V_{ab} = \hat{V}_{ab} \cdot \text{sen}(wt) = \frac{2V_L}{\pi} \text{sen}(wt)$$

Para llevar a cabo el análisis se hace uso del circuito simplificado, mostrado en Fig(30)

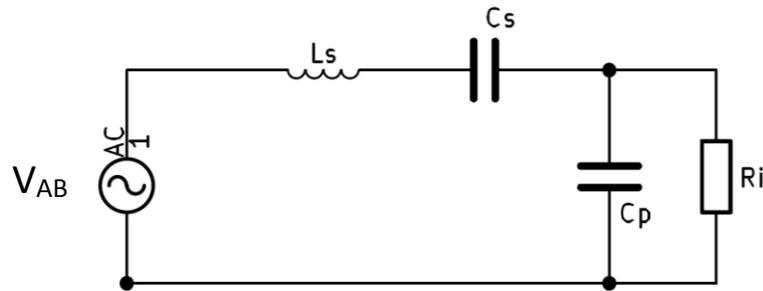


Figura 30. Circuito equivalente simplificado del inversor.

Definiendo los siguientes parámetros:

- Relación entre el condensador paralelo y condensador serie: $A = \frac{C_p}{C_s}$

- Frecuencia resonante paralelo: $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC_p}}$

- Impedancia característica a ω_p : $Z_p = \omega_p L = \frac{1}{\omega_p C_p} = \sqrt{\frac{L}{C_p}}$

- Factor de calidad paralelo: $Q_p = \frac{R_i}{Z_p}$

- Frecuencia resonante serie: $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC_s}}$

- Impedancia característica a ω_s : $Z_s = \omega_s L = \frac{1}{\omega_s C_s} = \sqrt{\frac{L}{C_s}}$

- Factor de calidad serie: $Q_s = \frac{Z_s}{R_i}$

- Frecuencia natural de la red LC_sC_p sin carga: $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_s C_p}{C_s + C_p}}}$

Por lo tanto, podría relacionarse la frecuencia resonante en serie y paralelo de la forma:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{A+1}{A}} \omega_s$$

$$\omega_0 = \sqrt{A+1} \omega_p$$

IMPEDANCIA DE ENTRADA

La impedancia de entrada se obtiene a partir de la expresión: $Z_i = \frac{V_{ab}}{i_L}$, teniendo en

cuenta que:

$$Z_i = |Z_i|(\cos \varphi + j \operatorname{sen} \varphi),$$

el módulo y fase de la impedancia de entrada resultan,

$$Z_i = \frac{Q_p Z_p}{1 + Q_p^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^2} \sqrt{1 + \left[Q_s \left(\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega} \right) \left(1 + Q_p^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^2 \right) - Q_p \frac{\omega}{\omega_p} \right]}$$

$$\varphi = \arctan \left[Q_s \left(\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega} \right) \left(1 + Q_p^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^2 \right) - Q_p \frac{\omega}{\omega_p} \right]$$

FRECUENCIA DE RESONANCIA

Haciendo nula la fase de la impedancia de entrada, e igualando a cero, se obtiene la expresión de la frecuencia de resonancia en función de la frecuencia de resonancia paralelo ω_p . La frecuencia de resonancia depende del factor de calidad paralelo Q_p y la relación de condensadores A .

$$\frac{\omega_r}{\omega_p} = \sqrt{\frac{\left(1 + A - \frac{1}{Q_p^2}\right) + \sqrt{\frac{4A}{Q_p^2} + \left(1 + A - \frac{1}{Q_p^2}\right)^2}}{2}}$$

Para un valor fijo de A, que en este caso se toma de 0.1, (determinado por la relación existente entre el condensador serie y paralelo), la frecuencia de resonancia

dependerá únicamente de Q_p , que a su vez se ve influida por $R_i \rightarrow Q_p = \frac{R_i}{Z_p} = \frac{R_i}{\sqrt{\frac{L}{C_p}}}$

Así que, dependiendo de las condiciones de la carga R_i , variará la frecuencia de resonancia, analizamos los extremos.

- Condición de cortocircuito

$R_i = 0 \rightarrow Q_p = 0$ por lo tanto: $\lim_{Q_p \rightarrow 0} \frac{\omega_r}{\omega_p} = \sqrt{A} = \frac{\omega_s}{\omega_p}$ es decir, en una condición de cortocircuito, la frecuencia de resonancia es la frecuencia de resonancia serie ω_s .

- Condición de circuito abierto

$R_i = \infty \rightarrow Q_p = \infty$ por lo tanto: $\lim_{Q_p \rightarrow \infty} \frac{\omega_r}{\omega_p} = \sqrt{1 + A} = \frac{\omega_0}{\omega_p}$ en circuito abierto, la frecuencia de resonancia coincide con la frecuencia de resonancia paralelo ω_p .

En los convertidores resonantes existen dos modos de funcionamiento dependiendo de si la frecuencia de conmutación se sitúa ligeramente por encima o debajo de la de resonancia f_r .

Si $f < f_r$:

El circuito se comporta como una carga capacitiva, estando la corriente i_L adelantada respecto a la tensión de entrada, por ello, los transistores empiezan a conducir antes de que lo hagan sus diodos antiparalelo produciéndose la conmutación a intensidad nula (ZCS o "Zero Current Switching") Fig(31)

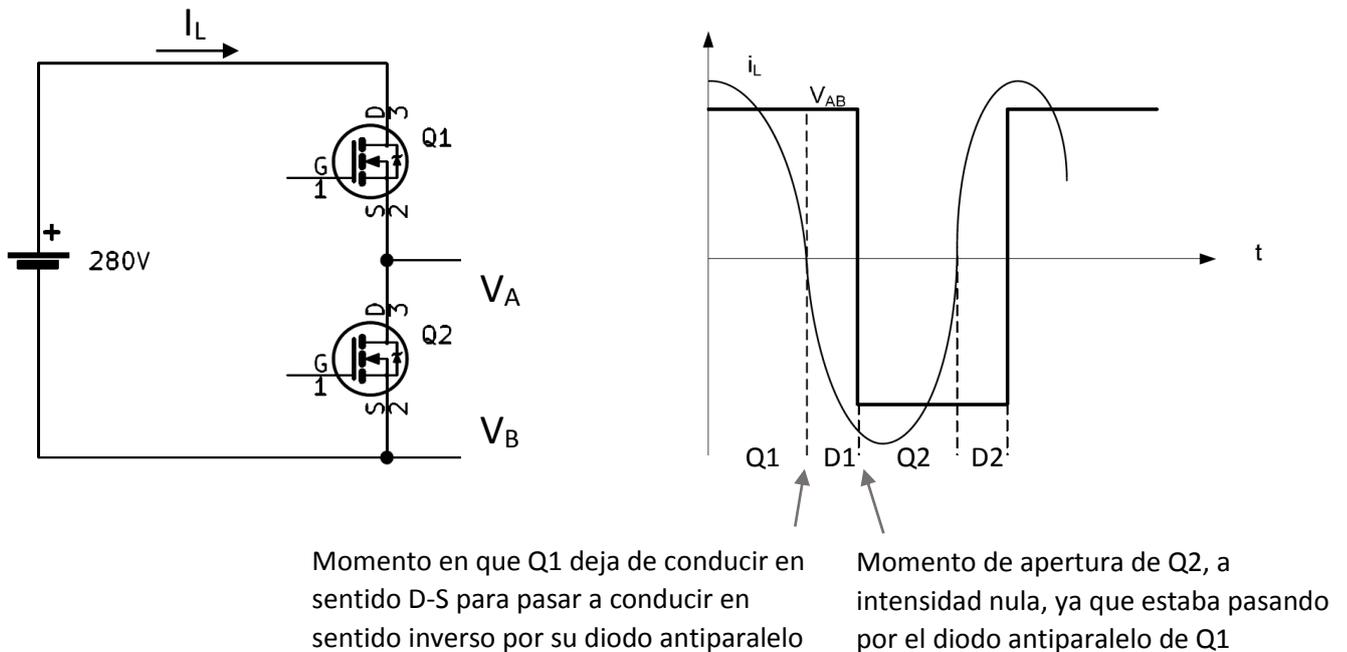


Figura 31. Conmutación a intensidad cero

En el momento de apertura de Q2, se produce un pico de corriente y un cortocircuito en la tensión de alimentación V_i , por el tiempo de recuperación inversa de los diodos, por ello se hace necesaria la utilización de diodos rápidos.

Si $f < f_r$:

El circuito se comporta como una carga inductiva, en la que la intensidad de entrada i_L está retrasada en fase respecto a la tensión de entrada V_{ab} , por ello, antes de la entrada en conducción de los transistores, la intensidad todavía circula por sus diodos de antiparalelo, por lo que la entrada en conducción se produce a tensión aproximadamente cero Fig(32)

No obstante, cuando los transistores salen de conducción, por ellos está circulando la intensidad del circuito, produciéndose pérdidas.

Estas pérdidas pueden reducirse colocando en paralelo a cada transistor un condensador adecuado.

Se define como conmutación a tensión cero, (ZVS o Zero Voltage Switching).

Al salir de conducción Q1, la intensidad empieza a pasar a través del diodo antiparalelo de Q2 (D2), conmutando Q2 instantes después a tensión cero, en el momento que la intensidad cambia de sentido y queda bloqueado el diodo antiparalelo

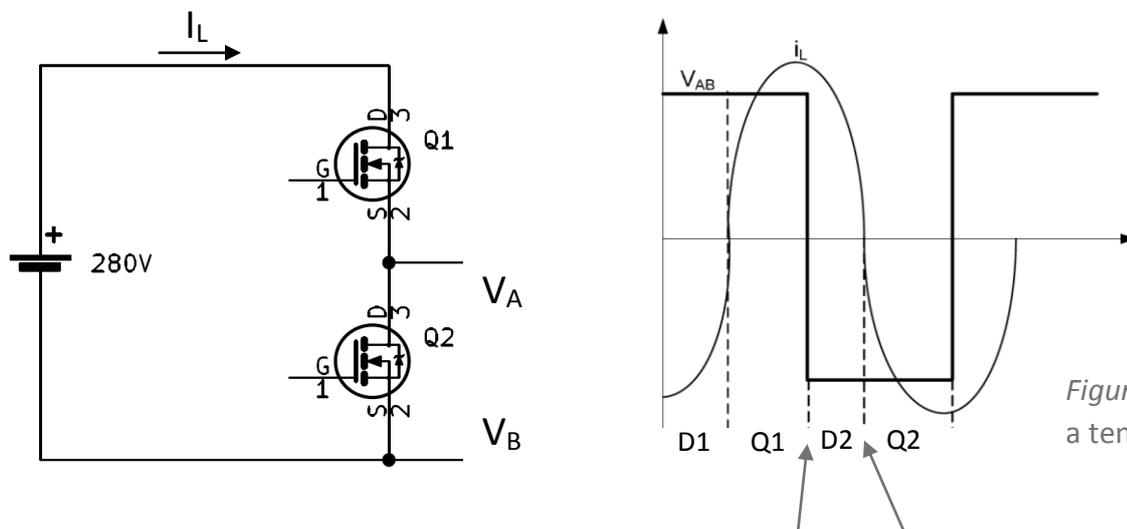


Figura 32. Conmutación a tensión cero

Momento en que Q1 deja de conducir, en ese momento, la intensidad se desvía por el diodo antiparalelo del transistor Q2

Momento de apertura de Q2, a tensión nula, ya que la intensidad estaba pasando por su diodo antiparalelo D2

Este modo de conmutación es más conveniente y será el que se utilice para el convertidor resonante.

GANANCIA EN TENSIÓN

La ganancia en tensión del circuito resonante serie-paralelo en función de la tensión de entrada es:

$$\frac{\widehat{V}_{Ri}}{\widehat{V}_{AB}} = \frac{1}{\left[A+1 - \left(\frac{w}{w_p} \right)^2 \right] + j \frac{1}{Qp} \left[\frac{w}{w_p} - \frac{w_p}{w} A \right]}$$

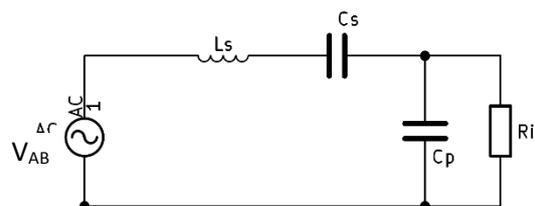


Figura 30. Circuito equivalente simplificado del inversor.

Para hallar el valor de la ganancia en tensión, se obtiene su módulo:

$$\frac{\widehat{V}_{Ri}}{\widehat{V}_{AB}} = \frac{1}{\sqrt{\left[A+1 - \left(\frac{w}{w_p} \right)^2 \right]^2 + j \frac{1}{Q_p^2} \left[\frac{w}{w_p} - \frac{w_p}{w} A \right]^2}}$$

En la figura 33 se representa gráficamente la expresión para visualizar los puntos característicos.

Tomando un valor fijo de $A = 0.1$, se representa la ganancia $\frac{V_{Ri}}{V_{AB}}$, en función de w/w_p

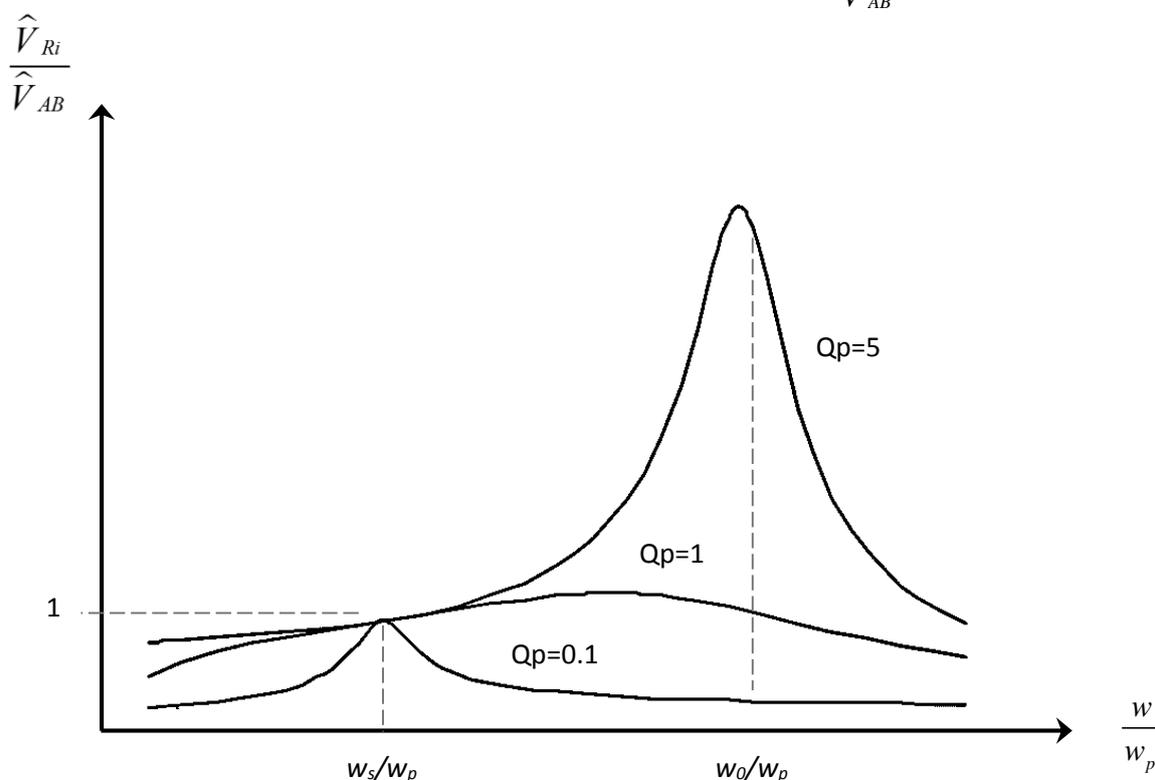


Figura 33. Ganancia en tensión de salida

Se observa que esta configuración serie-paralelo aúna las propiedades de las topologías serie y paralelo.

A frecuencia w_s se observa que la ganancia en tensión es independiente de Q_p (de la carga), y de ganancia unidad, lo que ocurre en la configuración serie.

Para valores de Q_p elevados, se observa que se produce la mayor ganancia en tensión. La frecuencia para la que se produce la ganancia máxima se va aproximando a la frecuencia natural de resonancia w_0 a medida que Q_p aumenta.

Por lo que si $Q_p \rightarrow \infty$, la ganancia en tensión también sería infinita, esta condición se da en circuito abierto.

En este trabajo, se toma como punto de trabajo una frecuencia ligeramente superior a la de resonancia natural ω_0 , con el objetivo de que se produzca una ganancia en tensión capaz de producir la ruptura del dieléctrico e iniciar la descarga.

El valor del módulo de la ganancia a esta frecuencia ω_0 es:

$$\frac{\hat{V}_{Ri}}{\hat{V}_{AB}} = Q_p \sqrt{A+1}$$

En el trabajo, a la salida del circuito resonante hay una etapa de salida que consiste en un transformador y rectificador en puente completo a fin de conseguir una mayor corriente en la salida, pese a eso la tensión sigue siendo suficiente para romper el dieléctrico.

INTENSIDAD DE SALIDA

Para calcular la intensidad de salida del circuito, se realiza un divisor de la intensidad que circula por la bobina L y el condensador paralelo C_p

$$\hat{I}_{Ri} = \hat{I}_L \frac{1}{\sqrt{1 + Q_p^2 \left(\frac{w}{w_p}\right)^2}}$$

Sabiendo que la intensidad de entrada al circuito a través de I_L es:

$$\hat{I}_L = \frac{V_{AB}}{|Z_i|} = \frac{2V_I}{\pi Z_p Q_p} \frac{1 + Q_p^2 \left(\frac{w}{w_p}\right)^2}{\sqrt{1 + \left[\frac{1}{Q_p} \left(\frac{w}{w_p} - \frac{w_p}{w} A \right) \left(1 + Q_p^2 \left(\frac{w}{w_p} \right)^2 \right) - Q_p \frac{w}{w_p} \right]^2}}$$

Sustituyendo esta expresión en la anterior, resulta:

$$\hat{I}_{Ri} = \frac{2V_I}{\pi Z_p Q_p} \sqrt{\frac{1 + Q_p^2 \left(\frac{w}{w_p}\right)^2}{1 + \left[\frac{1}{Q_p} \left(\frac{w}{w_p} - \frac{w_p}{w} A\right) \left(1 + Q_p^2 \left(\frac{w}{w_p}\right)^2\right) - Q_p \frac{w}{w_p}\right]^2}}$$

En la figura 34 se representa gráficamente la expresión para diferentes valores de Q_p

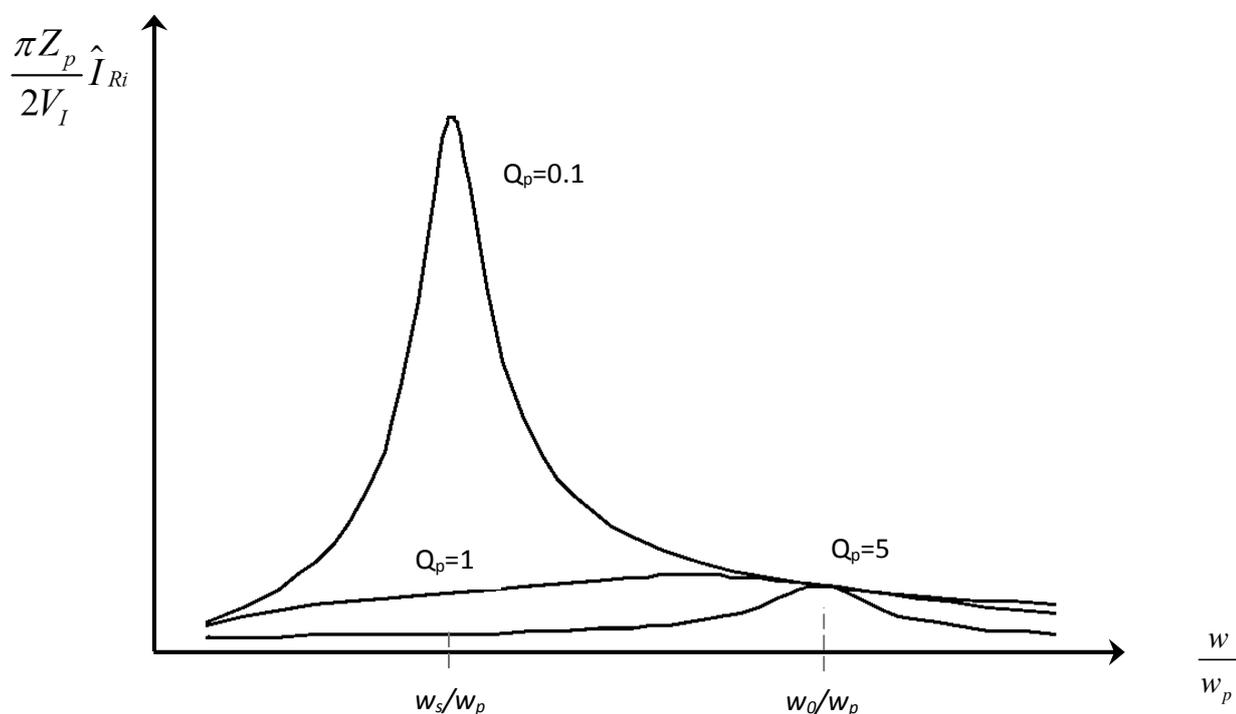


Figura 34. Intensidad de salida

En la figura (34) se ve que hay una frecuencia para la cual la intensidad es independiente de la carga.

Esta frecuencia es la natural del circuito resonante, w_0 , por lo que trabajando ahí, el inversor se comporta como una fuente de corriente, de valor:

$$\hat{I}_{Ri} \Big|_{w=w_0} = \frac{2V_I}{\pi Z_p} \sqrt{1+A}$$

Este punto de trabajo garantiza la estabilidad de la intensidad de descarga frente a las variaciones que pudiese sufrir el electrodo en el “gap”, por lo que se elige como punto de trabajo del convertidor en este trabajo.

Como se ha visto al estudiar la frecuencia de resonancia, se requiere que los transistores conmuten a tensión cero, y que para ello se necesita hacerlos conmutar a frecuencias mayores que la de resonancia.

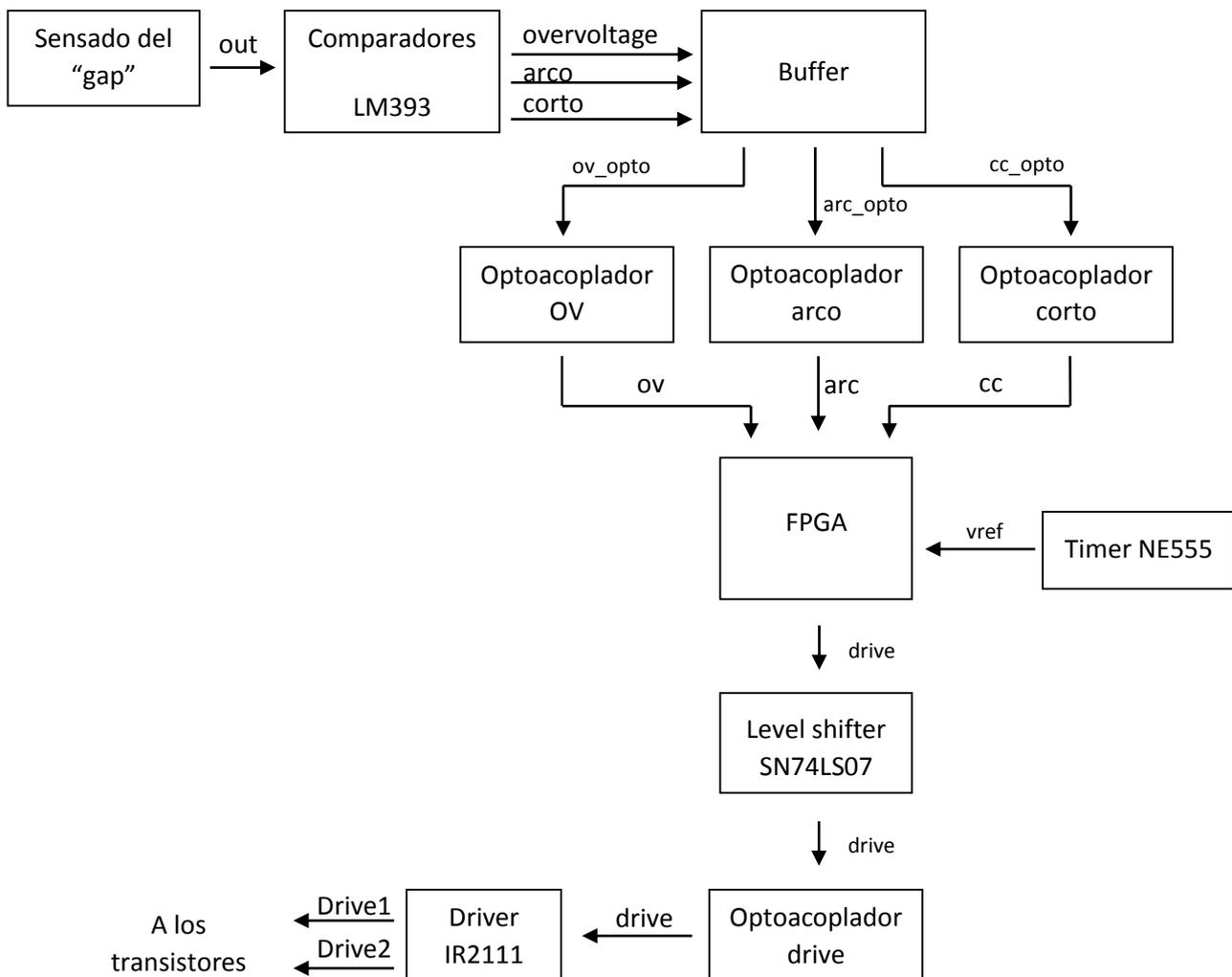
Si bien esta frecuencia de resonancia varía en función de la carga (dependiente de Q_p) hasta un valor máximo (ω_0) correspondiente a un Q_p infinito (circuito abierto), si tomamos como frecuencia fija de resonancia un valor ligeramente por encima de ω_0 , estaremos asegurando el comportamiento inductivo y por ello la conmutación a tensión cero para todos los valores de carga.

6.4 CIRCUITO DE CONTROL

El circuito de control es el encargado de producir las señales que harán conmutar los MOSFET, atendiendo a los siguientes parámetros:

- Tiempo de impulso (t_i): Tiempo de funcionamiento del inversor en el cual se produce la descarga.
- Tiempo de pausa (t_o): Intervalo de tiempo entre descargas, necesario para desionizar el dieléctrico para que se pueda producir otra descarga.
- También, y debido a su comportamiento como fuente de corriente, el circuito de control actúa frente a posibles sobretensiones provocadas por circuito abierto.
- Opcionalmente, puede actuar ante la formación de arcos y cortocircuitos.

Se muestra un esquema de la estructura:



TIMER NE555

La frecuencia de mecanizado utiliza la señal v_{ref} , cuya frecuencia y ancho de pulso es ajustable, si bien, inicialmente, se ha establece en 10 kHz, y un ciclo de trabajo del 50%, lo que supone: $T_{on} = T_{off}$

Para generar esta señal hacemos uso del integrado NE555, configurado en modo astable, con un arreglo para conseguir que el ciclo de trabajo pueda ser del 50%, se representa en la siguiente figura: Fig(35)

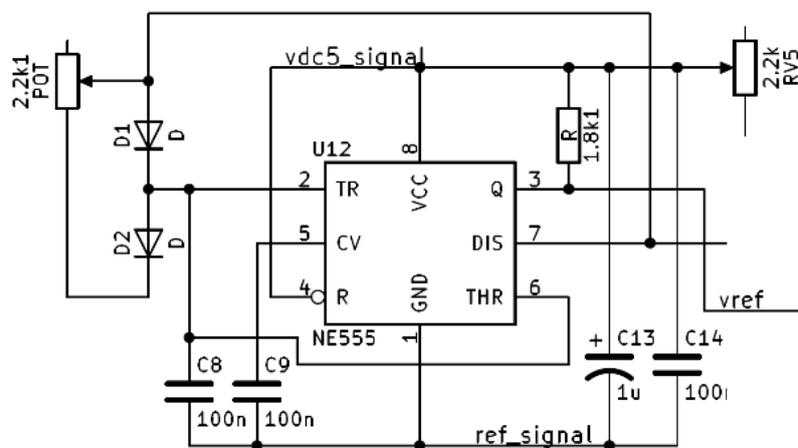


Figura 35. Timer NE555

Con el objetivo de ajustarlo a una frecuencia de 10 kHz se calcula el valor de las resistencias variables.

$$T_{on} = T_{off} = 1/(10000 \cdot 2) = 50\mu s$$

Sabiendo que para calcular el tiempo tenemos la expresión:

$$T_{on} = T_{off} = \ln(2) \cdot R \cdot C = 50\mu s$$

Con $C8 = 100 \text{ nF}$, tenemos que ajustar una resistencia de $0.722 \text{ k}\Omega$

TOMA DE SEÑAL DEL GAP HACIA COMPARADORES

Para evitar sobretensiones, se toma señal del "gap" después de la etapa rectificadora, para introducirla en una serie de comparadores que detectan las condiciones de arco

corto y circuito si excede cierto valor de tensión al que se le ha puesto la protección.

BUFFER HACIA OPTOACOPLADORES

Las señales salientes de los comparadores se convierten mediante un “level shifter”(buffer) de TTL a CMOS, con el objetivo de que los optoacopladores reciban en todo momento un nivel adecuado de tensión evitando problemas de funcionamiento derivados de posibles niveles de señal en rangos no permitidos (entre 0 y 1)

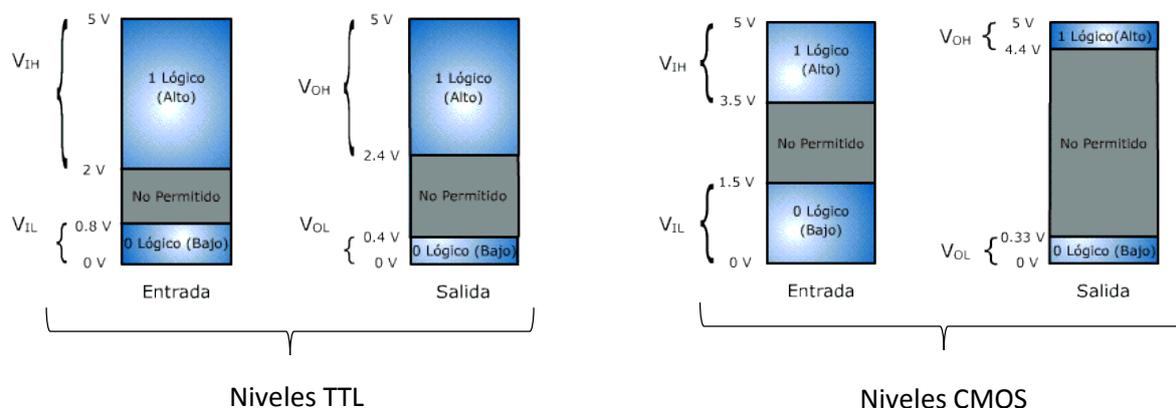


Figura 36. Niveles lógicos [22]

OPTOACOPLADORES

Los optoacopladores sirven para aislar la FPGA del resto del circuito y protegerla ante posibles sobretensiones.

Todas las entradas a la FPGA pasan a través de optoacopladores (ov, arc, cc), así como la salida (drive).

FPGA

La FPGA es un dispositivo lógico programable en el que se implementa el control del inversor resonante. Se utiliza el modelo GOP_XC3S200 perteneciente a la familia Spartan-3 de XILINX Fig(37)

Dispone de una entrada de reloj de 49.152MHz. En la FPGA se crean las señales de conmutación de los MOSFET a la frecuencia de resonancia, dependiendo de las señales de entrada:

ov: para identificar sobretensiones

arc: identifica arcos

cc: identifica cortocircuitos en la carga

vref: señal del ciclo de mecanizado generada mediante el timer 555

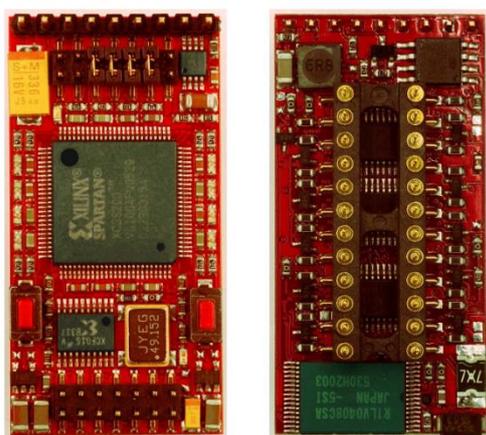


Figura 37. FPGA GOP_XC3S20_XILINX_Spartan-3
[23]

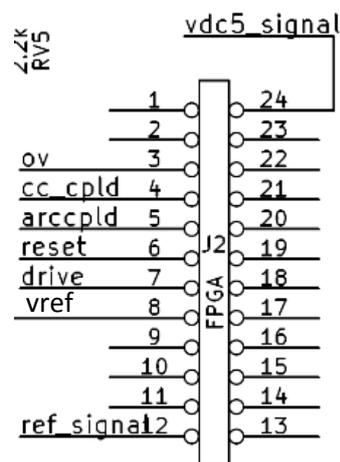
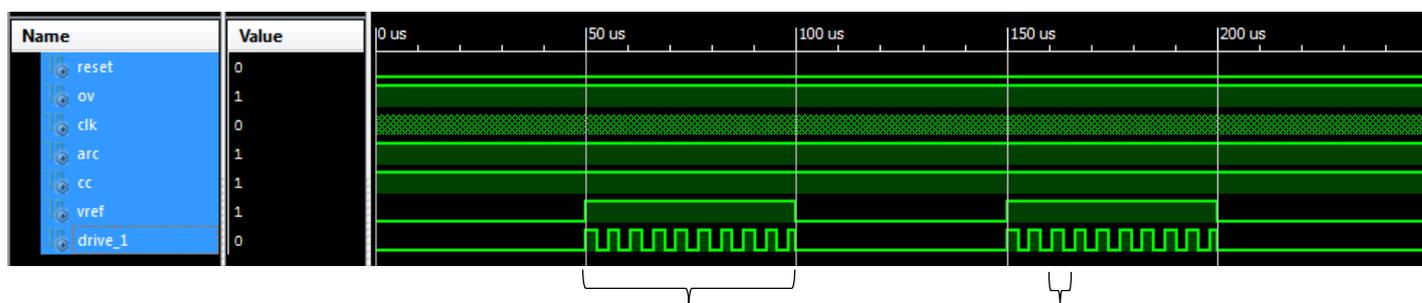


Figura 38. Conexiones al FPGA

La FPGA se programa en VHDL para que se comporte de la siguiente manera:

Siempre que por las entradas ov, arc, cc no se identifiquen cortos ni arcos ni sobretensiones, podrá funcionar, siempre que vref esté en alto marcando el tiempo de on.

Pasado el tiempo de impulso, vref cambia a 0, entrando en el tiempo de off, tiempo de pausa, en este momento se interrumpe la conmutación de los transistores, este comportamiento se puede visualizar en la siguiente simulación Fig(39)



Frecuencia de mecanizado 50us 10kHz Frecuencia de conmutación MOSFET 180kHz

Figura 39. Simulación caso 1 FPGA

En el caso que alguna de las señales (reset, ov, cc, arc) cambien su valor inhabilitando la conmutación, ésta pararía instantáneamente, y no volvería a activarse hasta que se inicie un nuevo ciclo de mecanizado en el que todas las señales permitan la operación.

Este caso está representado en la Fig(40) para el caso de activación de la protección de sobretensión ov.

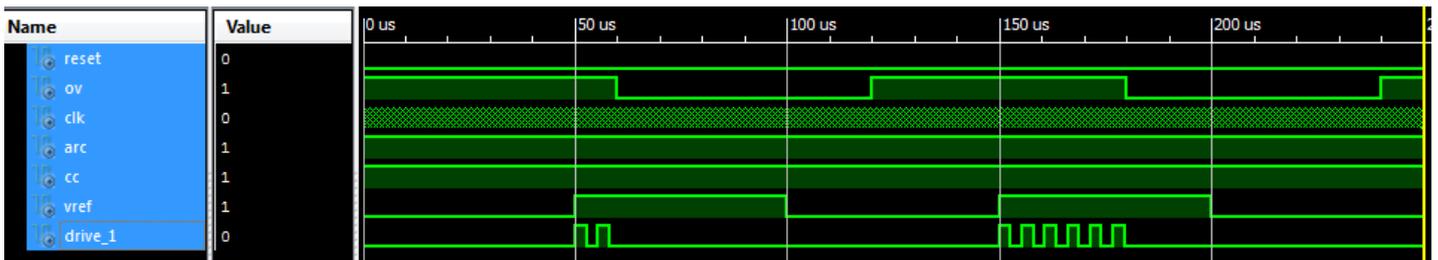


Figura 40. Simulación caso 2 FPGA

Existe la posibilidad de anular la protección ante arcos y cortocircuitos, cambiando los “jumpers” de posición.

La protección de sobretensión no es opcional ya que una sobretensión podría dañar los interruptores del circuito y suponer riesgo para la integridad del inversor.

El esquema hasta este punto se representa en la Fig(41)

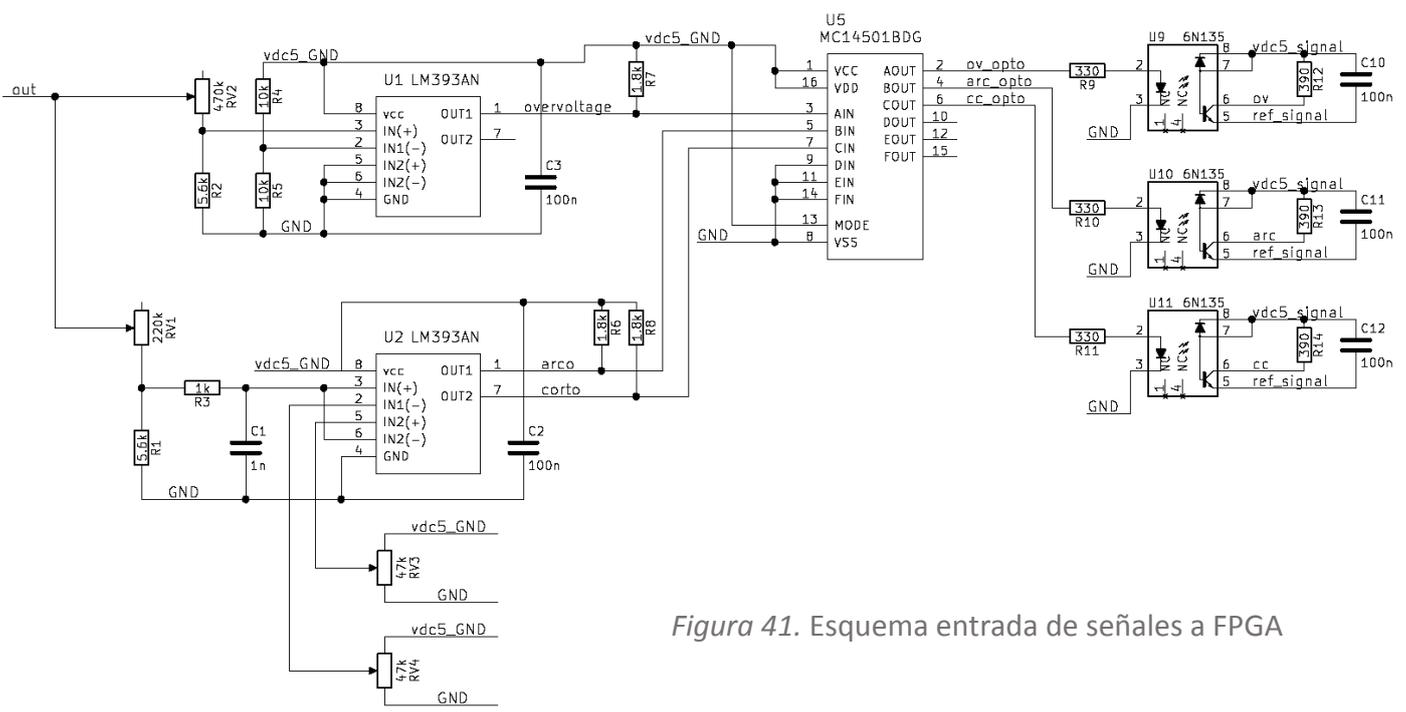


Figura 41. Esquema entrada de señales a FPGA

BUFFER A IR2111

La señal de conmutación saliente de la FPGA (drive), pasa a través de un optoacoplador hacia otro “level shifter”, encargado de proporcionar un nivel de tensión adecuado para la señal (drive) a la entrada del IR2111.

Se representa esta parte en Fig(42)

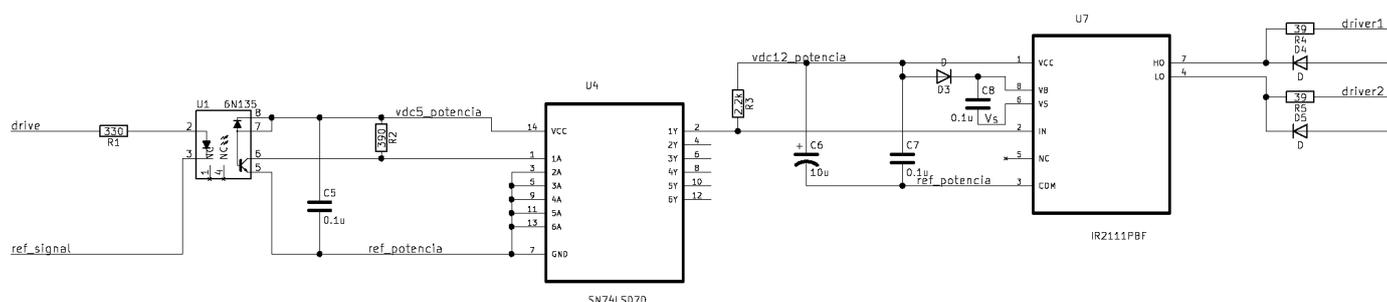


Figura 42. Esquema del buffer

6.5 ETAPA DE SALIDA

La etapa de salida del circuito consiste en un rectificador con un transformador de toma media, con el objetivo de adecuar la tensión e intensidad de salida del circuito resonante a las especificadas para la carga.

Los cálculos correspondientes al transformador pueden encontrarse en ANEXO (1.4 Diseño del transformador)

La etapa rectificadora consiste en dos diodos, convirtiendo la energía de alterna a continua.

El secundario del transformador dispone de toma media, de modo que son necesarios solamente dos diodos, actuando cada uno como un rectificador de media onda.

Por lo tanto, las pérdidas son la mitad si se compara con la topología de onda completa.

Como contrapartida, los diodos soportan el doble de tensión.

En la figura 42.1 se muestra la topología utilizada:

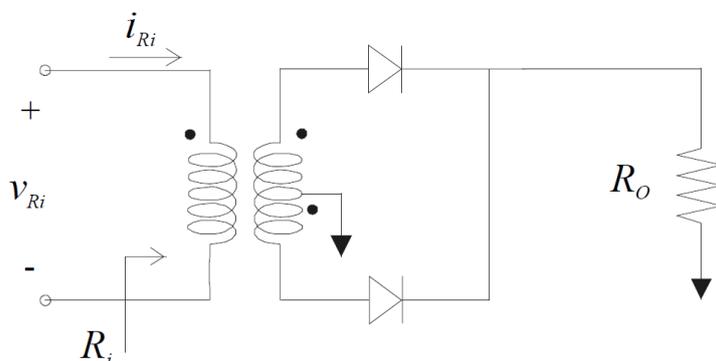


Figura 42.1. Transformador-rectificador de toma media [1]

6.5.1 CARGA

Como se explicó en el apartado 4.2, la carga es ampliamente variable y no es fácil de definir en un sistema de electroerosión, ya que las condiciones que se pueden dar en el 'gap' son muy variables, que comprenden desde circuito abierto hasta la baja resistencia del canal de descarga, pasando por el proceso de ruptura del dieléctrico. [1].

Por esta razón, es conveniente el comportamiento de fuente de corriente a la salida, a fin de evitar sobreintensidades.

6.6 SIMULACIONES

En este apartado se muestran y explican las simulaciones realizadas con el software de simulación ORCAD.

Para analizar el circuito se realizan dos tipos diferentes de simulaciones.

- Simulación en frecuencia (comprueba el circuito resonante)
- Simulación en el tiempo (comprueba el inversor en el tiempo)

6.6.1 SIMULACIÓN EN FRECUENCIA

Para estudiar el comportamiento en frecuencia del circuito resonante, se toma el simplificado, definido anteriormente en el análisis Fig(30)

Establecemos los valores teóricos calculados en el ANEXO (1.2)

$$C_s = 47 \text{ nF}$$

$$C_p = 4.7 \text{ nF}$$

$$L_s = 184 \text{ uH}$$

$$A = 0.1$$

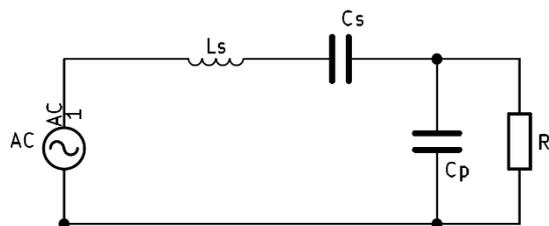


Figura 30. Circuito equivalente simplificado del inversor.

Frecuencia de resonancia natural = 179 kHz

Con las simulaciones se busca comprobar que el circuito se comporta como fuente de corriente a la frecuencia de conmutación establecida y que concuerda con la frecuencia de resonancia calculada teóricamente en el ANEXO (1.2 Diseño del inversor resonante)

En la siguiente imagen Fig(43), se representa el circuito simplificado que se ha simulado en Orcad:

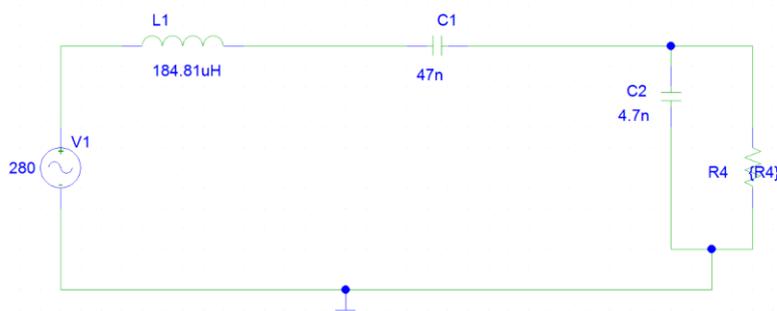


Figura 43. Circuito equivalente simplificado utilizado en las simulaciones de AC

En la figura (44) se muestra la tensión de salida en Ri para tres hipótesis de funcionamiento, cortocircuito, circuito abierto, y el modo de operación nominal.

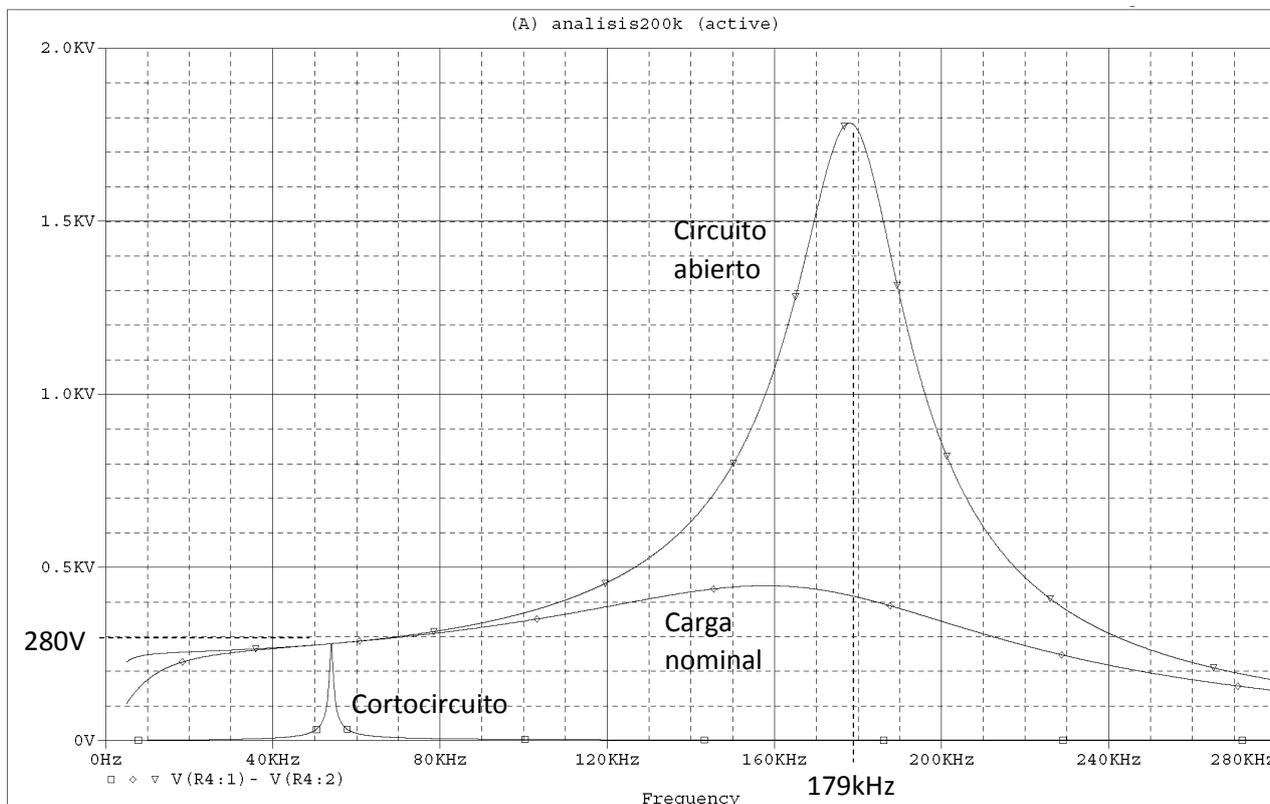


Figura 44. Tensión (circuito abierto, carga nominal, cortocircuito)

En la simulación se pueden apreciar los puntos singulares.

Alrededor de los 55 kHz, se distingue el comportamiento como fuente de tensión de ganancia unidad (280 V de entrada).

Se comprueba que a la frecuencia de resonancia natural teórica se obtiene una mayor ganancia en tensión en el caso de circuito abierto.

De modo que cuando inicie la conmutación al principio de cada ciclo, estará en circuito abierto y se producirá esa ganancia en tensión con el objetivo de romper el dieléctrico.

Una vez esa ruptura se haya producido pasará al modo de carga nominal, y se mantendrá ahí todo lo que dure la descarga (ton), gracias a su comportamiento como fuente de corriente.

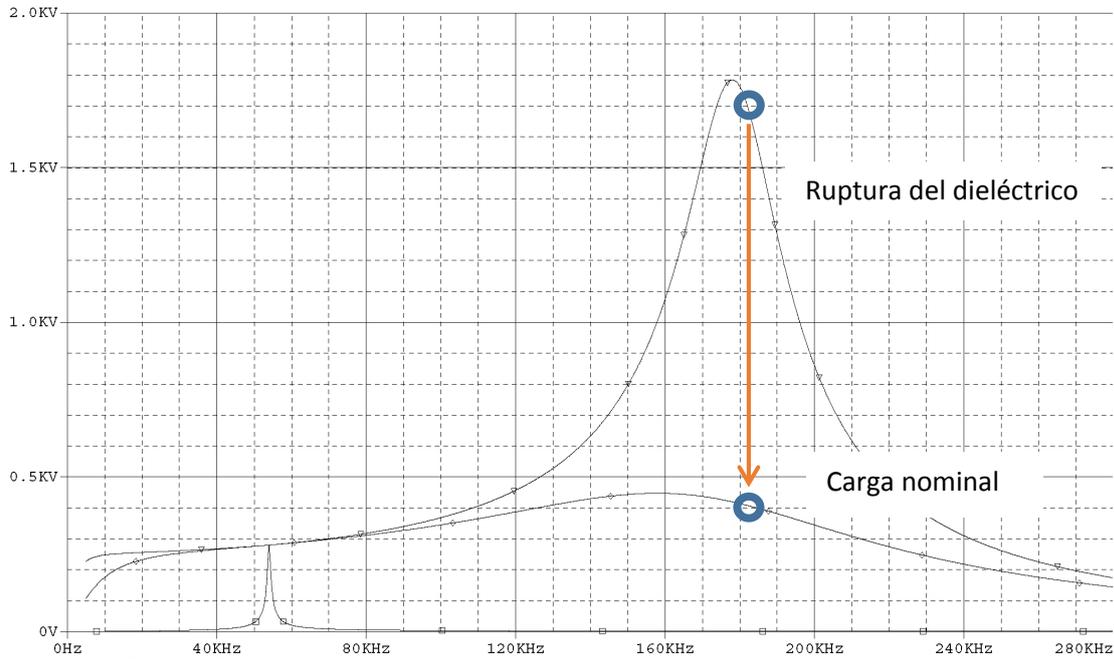


Figura 45. Ruptura del dieléctrico

A continuación, se muestra la intensidad de salida para cada uno de estos tres modos de operación. Fig(46)

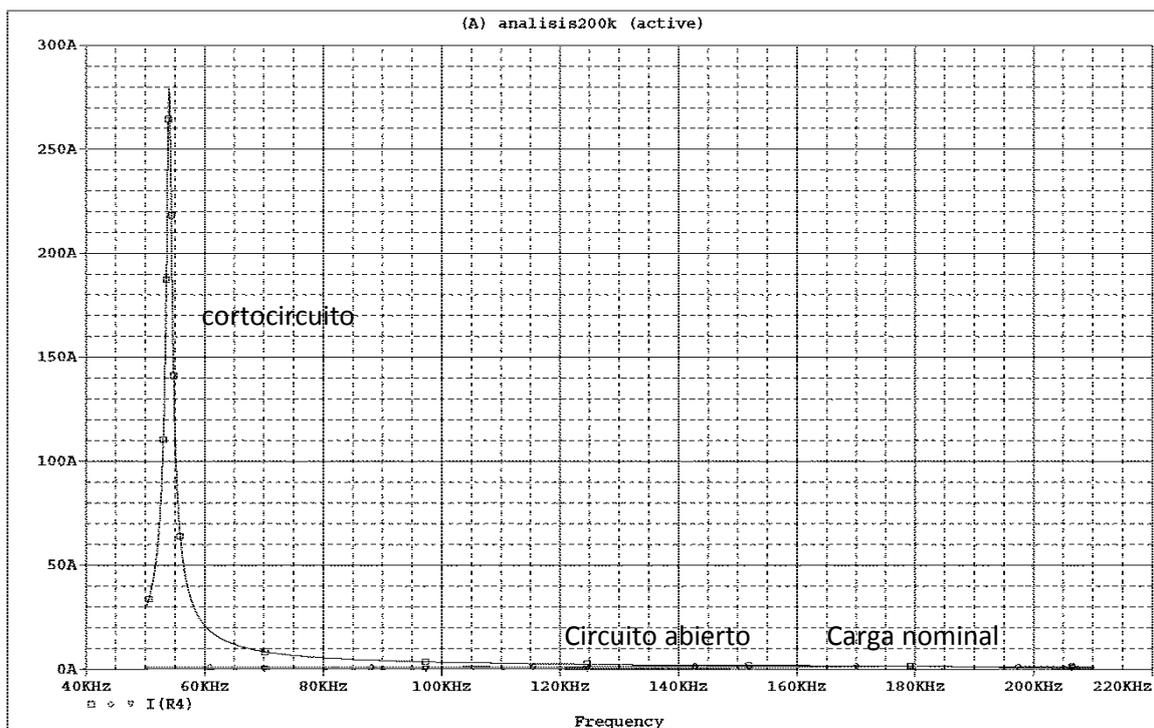


Figura 46. Intensidad de salida

En este gráfico (46), se puede apreciar un pico de corriente en torno a los 55 kHz correspondiente a la frecuencia de resonancia en serie donde tiene un comportamiento de fuente de tensión

Este pico pertenece a la línea de cortocircuito, que en modo de fuente de tensión, la intensidad tiende a infinito si $R_i \rightarrow 0$

El punto correspondiente a la frecuencia natural del sistema ($\omega_0 = 179 \text{ kHz}$), no se aprecia en la figura anterior, se ve ampliada la zona en la siguiente gráfica:

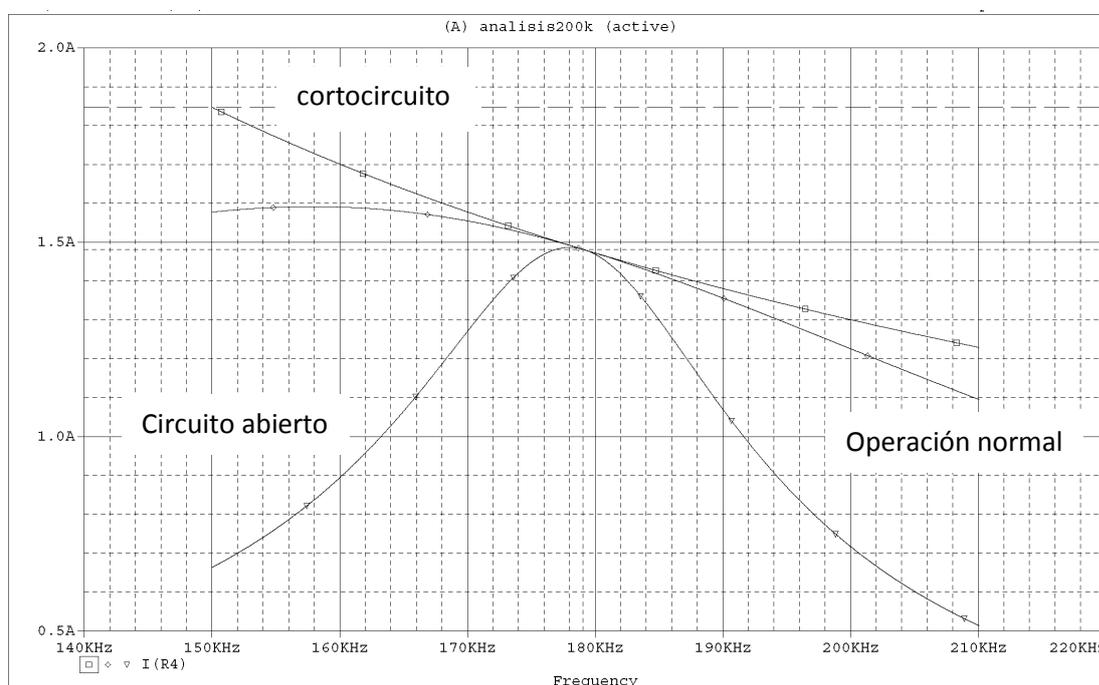


Figura 46.1. Intensidad de salida ampliada

En la figura, se distingue un comportamiento de fuente de corriente para la frecuencia teórica calculada de 179 kHz.

En la práctica estos valores diferirán sensiblemente, debido a las no idealidades de inductancias y condensadores, y también por la conexión del transformador de salida en lugar de la carga R_i .

Para minimizar este efecto se ha construido el transformador con una inductancia diez veces mayor a la de la bobina.

En la práctica, se mide su influencia y cómo afecta a la frecuencia de resonancia, en el apartado: *Resultados experimentales*

6.6.2 SIMULACIÓN EN EL TIEMPO

Para la realización de las simulaciones en el tiempo incluimos en el análisis el inversor, con el objetivo de comprobar la conmutación a tensión cero de los transistores.

Para la simulación se utiliza el siguiente circuito, Fig(47):

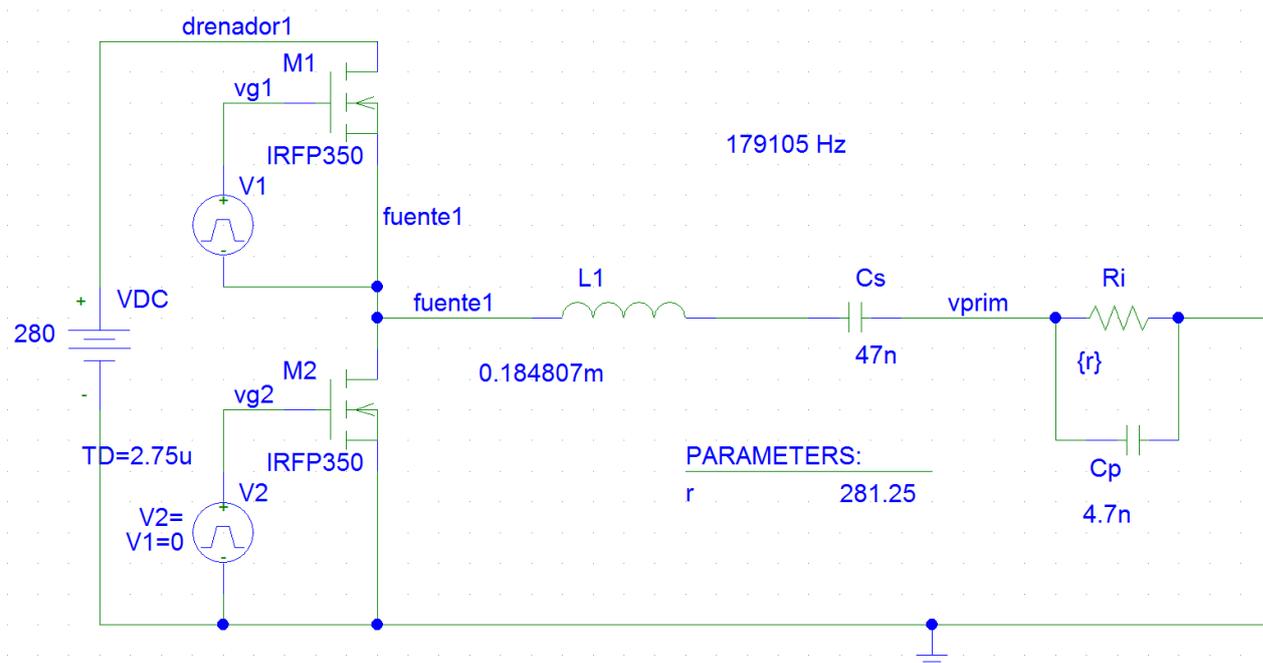


Figura 47. Simulación en el tiempo

Se establecen los valores anteriores de bobina y condensadores, faltan por definir las señales de conmutación de los transistores, se introducirán a través de VPULSE.

En la señal VPULSE pueden distinguirse los siguientes parámetros Fig(48):

TD: Tiempo de retardo, el que tarda la señal en comenzar.

TR: Rise time, tiempo de subida que tarda la señal en llegar a tomar su valor final.

TF: Fall Time, tiempo que le toma a la señal pasar de on a off.

PW: Pulse Width, Ancho del pulso.

PER: Período.

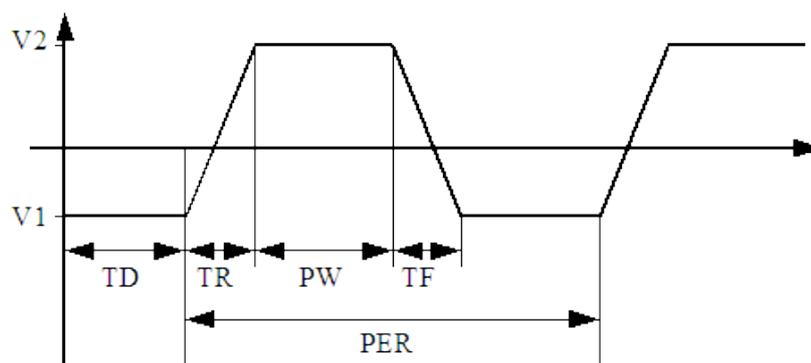


Figura 48. Parámetros VPULSE

En nuestro caso para la conmutación del transistor M1 tenemos:

$$TD = 0$$

$$TR = 0.1 \text{ us}$$

$$TF = 0.1 \text{ us}$$

$$PW = 2 \text{ us}$$

$$PER = 5.5 \text{ us}$$

De donde TR y TF están tomados de las hojas de datos del “driver” del transistor.

Por lo tanto, en el transistor M2 definimos:

$$TD = 2.75 \text{ us}$$

$$TR = 0.1 \text{ us}$$

$$TF = 0.1 \text{ us}$$

$$PW = 2 \text{ us}$$

$$PER = 5.5 \text{ us}$$

En este caso se ha introducido un retardo de $TD = 2.75 \text{ us}$ para hacerlos conmutar complementariamente.

Estos parámetros temporales también están definidos en base a las hojas de datos del IR2111, encargado de entregar las señales de conmutación a los transistores, y

de guardar que no haya solapamientos entre las dos señales, al tener en cuenta los tiempos TR y TF.

En la siguiente figura se representan las señales de mando de los transistores definidas anteriormente. Fig(49)

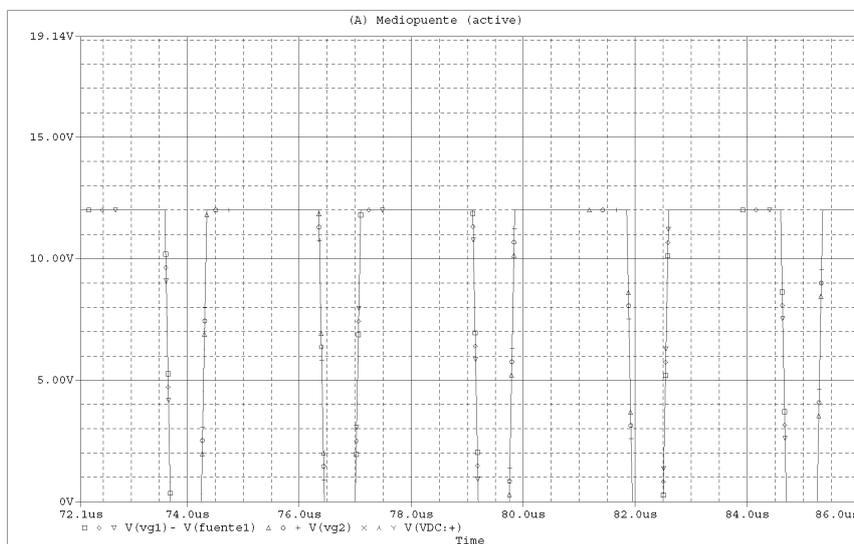


Figura 49. Señales de mando de los transistores

Como se puede observar no se solapan.

En la siguiente simulación se comprueba la tensión e intensidad de entrada del circuito resonante, que como se ha visto, debería comportarse de manera inductiva.

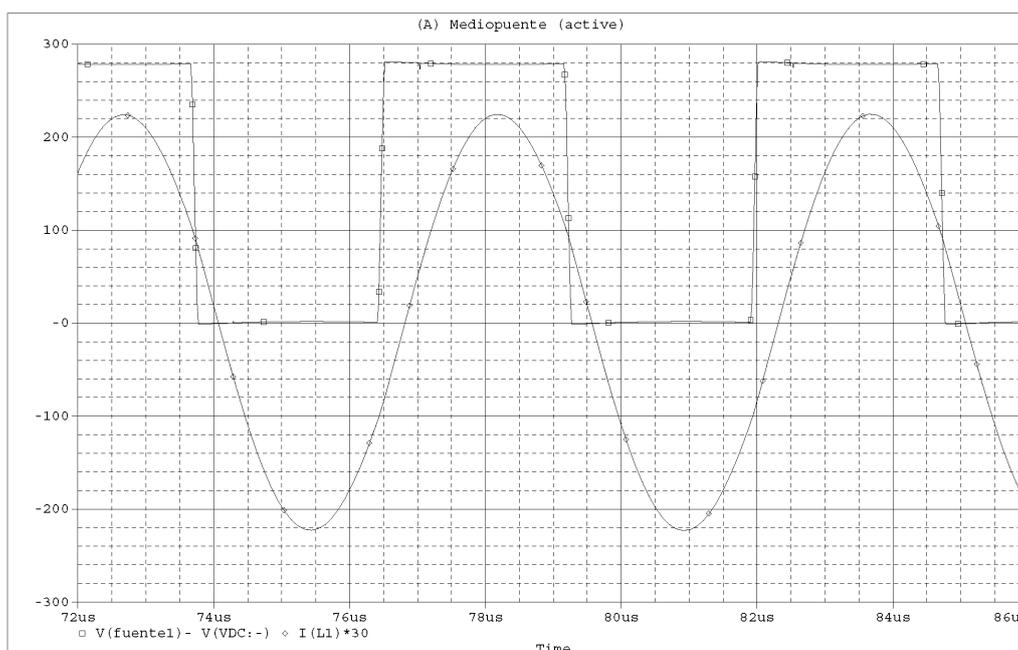


Figura 50. Tensión e intensidad de entrada

Se ve que la tensión está adelantada ligeramente con respecto a la intensidad.

En la gráfica la intensidad oscila respecto a 0 tomando valores positivos y negativos, en cambio la tensión está desplazada hacia arriba variando entre 0 y VI, ya que es un medio puente.

Se muestra la misma simulación anterior conteniendo los tres modos posibles de operación (cortocircuito, descarga nominal y circuito abierto)

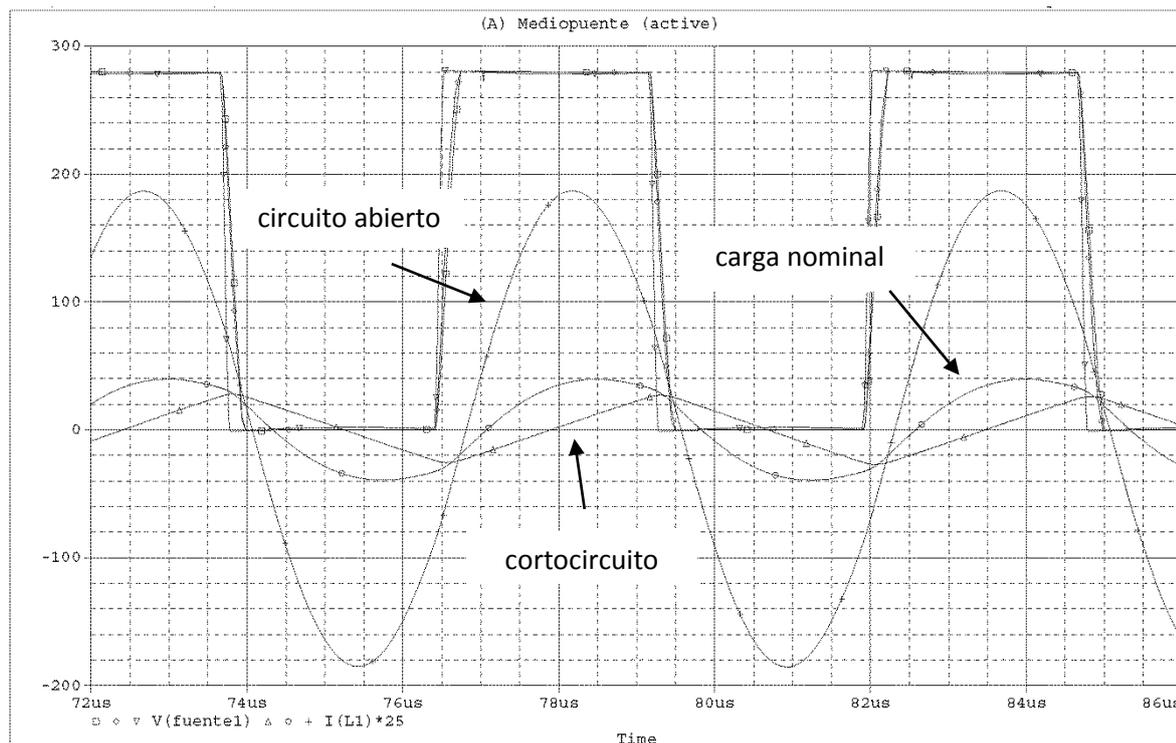


Figura 51. Tensión-Intensidad de entrada para cada carga

Se puede apreciar que a cuanto menor es la resistencia de salida, el desfase tensión-intensidad aumenta.

El caso de desfase mínimo se produce en circuito abierto, ya que la frecuencia de resonancia coincide con la natural del sistema (y es máxima).

Se debe cuidar que cuando se da esta condición se esté trabajando con una frecuencia de conmutación ligeramente superior a la de resonancia ω_0 para asegurar la condición de conmutación a tensión cero.

En la figura (52) se representa la tensión drenador-fuente y la intensidad de drenador a carga nominal de uno de los transistores.

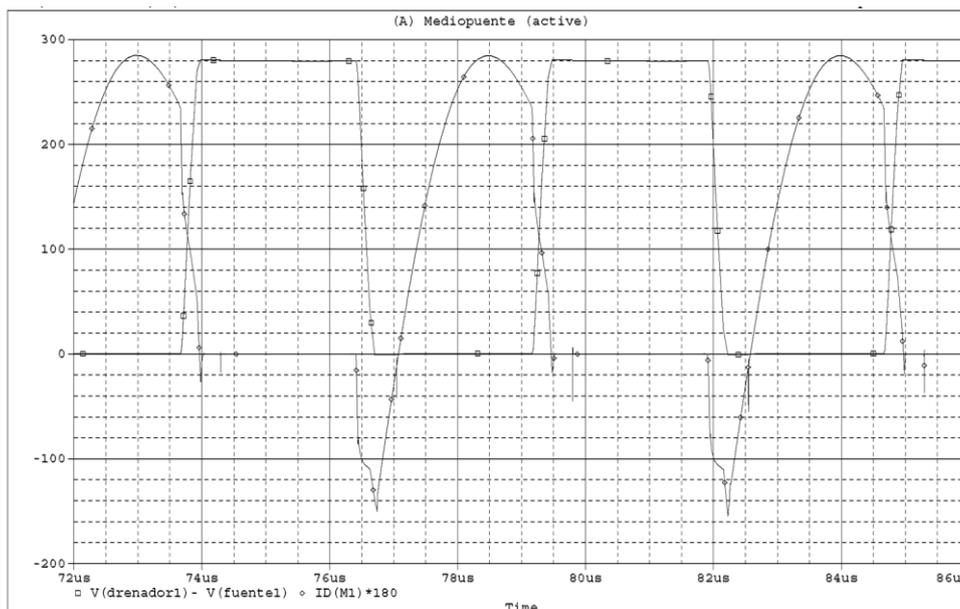


Figura 52. Tensión drenador-fuente e Intensidad (nominal)

Se aprecia que la entrada en conducción se produce a tensión cero.

En la figura (53) se comprueba el comportamiento como fuente de corriente, representando la intensidad de salida respecto a los tres casos de funcionamiento. ($R_i = 281 \Omega$, $R_i = 1500 \Omega$, $R_i = 1 \Omega$)

Se comprueba que la intensidad de salida es similar en los tres supuestos

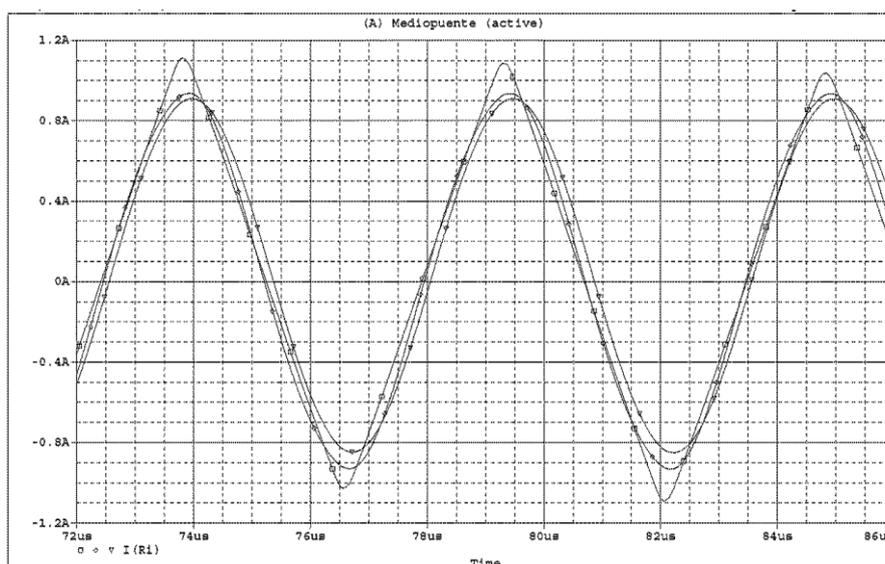


Figura 53. Intensidad de salida

Se muestran las simulaciones de la tensión soportada por los condensadores del circuito resonante (C_p , C_s), a fin de verificar los resultados teóricos y poder elegir el componente más adecuado para estos valores de tensión con mayor seguridad.

La condición bajo la que trabajarán con mayor tensión es: $R_i = 1590 \Omega$, se simulan para dicha carga.

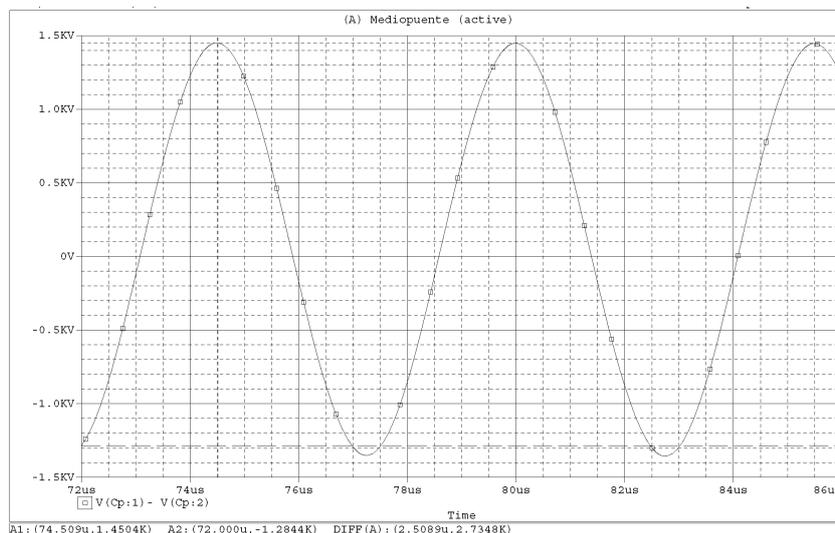


Figura 53.1. Simulación en el tiempo, Tensión soportada por Cp

Se verifica una tensión ligeramente inferior a la teórica de 1500 V

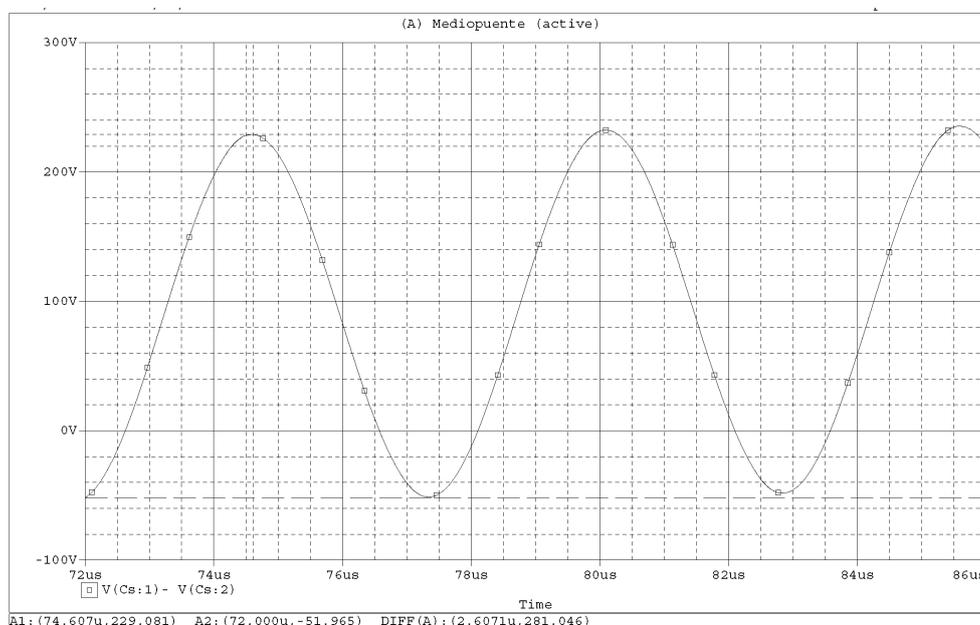


Figura 53.2. Simulación en el tiempo, Tensión soportada por Cs

Se verifica una tensión de 230 V

7. SELECCIÓN DE COMPONENTES

7.1 ETAPA DE ENTRADA

7.1.1 ALIMENTACIÓN DE POTENCIA

A) Fusible de entrada:

Se selecciona un fusible de 2 A, teniendo en cuenta que la potencia de diseño es 125 W.

Tiene la finalidad de proteger contra las sobrecargas.

B) Puente rectificador:

El puente rectificador utilizado en la alimentación de potencia es el modelo *KBPC806*

Cuyas características son:

PRIMARY CHARACTERISTICS	
I_O	8.0 A
V_{RRM}	50 V to 1000 V
Package	D-72
Circuit configuration	Single phase bridge

Tabla 2. Características para el *KBPC806*

El puente de diodos tiene capacidad de sobra para soportar las corrientes y tensiones inversas a las que estará sometido, pero es importante quedarse del lado de la seguridad ya que se implementa en un prototipo.

C) Condensador de filtrado:

Se dispone un condensador de filtrado a la salida del rectificador, con el objetivo de obtener una tensión continua con un rizado menor a un valor determinado.

Para ello se dispone un condensador de filtrado de 100 μF capaz de soportar 450 V, los cálculos de este apartado se encuentran en el anexo (1.1 Cálculos, etapa de entrada)

7.1.2 ALIMENTACIÓN DE SEÑAL

La placa de señal se alimenta a la tensión de alimentación de la red, y proporciona las tensiones continuas a los componentes electrónicos.

Genera tres alimentaciones independientes con el objetivo de aislar las partes del circuito a las que alimenta.

- Circuito de control alimentado a 5 V

- FPGA alimentada a 5 V

- IR2111 alimentado a 12 V

En cada una de estas tres alimentaciones están presentes las siguientes partes:

A) Transformador 50/60Hz

Un transformador toma la tensión de red y la reduce hasta 6 V alterna, tiene dos devanados secundarios independientes (5 VA).

El tercer transformador también toma la tensión de red, pero la reduce hasta 12 V AC de valor eficaz (2.5 VA).

Tenemos así la entrada de las tres tensiones aisladas galvánicamente a los niveles deseados.

B) Rectificador DBS 154:

Es un integrado de cuatro terminales, rectifica la señal proveniente de los transformadores, hay tres rectificadores de este tipo en el circuito, uno para cada señal independiente.

Sus características son: Intensidad máxima 1.5 A, Tensión inversa 400V

RFE Part Number	Peak Repetitive Reverse Voltage	Max Avg Rectified Current	Max. Peak Fwd Surge Current	Forward Voltage Drop		Max Reverse Current	Package	Outline (Typical Size in inches)
	VRRM	Io	IFSM	VF@IF		IR@VR		
	V	A	A	V	A	µA		
DB151S	50	1.5	50	1.1	1.5	10	DBS	 DBS
DB152S	100	1.5	50	1.1	1.5	10		
DB153	200	1.5	50	1.1	1.5	10		
DB154S	400	1.5	50	1.1	1.5	10		
DB155S	600	1.5	50	1.1	1.5	10		
DB156S	800	1.5	50	1.1	1.5	10		
DB157S	1000	1.5	50	1.1	1.5	10		

Tabla 2. Características rectificador DBS 154

C) Condensador de filtrado:

Se coloca un condensador de filtrado a la salida de cada rectificador, a fin de obtener una señal continua con poco rizado, como la corriente es pequeña, se establece un valor de 470 μF para cada uno de estos tres condensadores.

D) Regulador lineal:

A la salida de cada condensador de filtrado, se coloca un regulador lineal.

Un regulador LM7805 en cada una de las dos señales independientes de 6V.

Un regulador LM7812 en la señal de 12V.

Estos reguladores se utilizan con el objetivo de eliminar totalmente el rizado que pudiese haber quedado a la salida de los condensadores, y estabilizar la tensión a los valores deseados.

Tienen al encapsulado del tipo KTE. Fig(47)

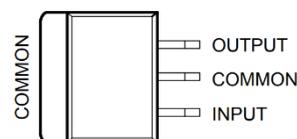


Figura 47. Encapsulado KTE
[Datasheet LM705]

7.2 INVERSOR RESONANTE

7.2.1 TRANSISTORES DE POTENCIA

Los transistores seleccionados son de tipo MOSFET ya que reúnen las características más favorables en condiciones de altas frecuencias de conmutación, no demasiada corriente y tensiones moderadas.

Los parámetros más importantes a la hora de elegir un transistor son:

- Máxima tensión admisible que soporta
- Intensidad máxima drenador-fuente

Se comienza definiendo las necesidades de tensión y corriente que tenemos:

La tensión máxima que soportarán será la misma que la de la alimentación del inversor, en este caso 280 V.

La intensidad pico que tenemos a la entrada es la misma que la que circulará por i_L y sabemos por los cálculos del inversor (1.2 Cálculos diseño del inversor resonante) que esta intensidad es de 1.6899 A a carga nominal, de 7.98 A en circuito abierto y de 0.94 A en cortocircuito



Figura 55. Transistor IRFP350pbf [Datasheet IR]

Se ha seleccionado el transistor IRFP350pbf Fig(55)

En la siguiente gráfica se muestran las características de este transistor:

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)				
PARAMETER	SYMBOL		LIMIT	UNIT
Drain-Source Voltage	V_{DS}		400	V
Gate-Source Voltage	V_{GS}		± 20	
Continuous Drain Current	V_{GS} at 10 V	$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	16	A
		$T_C = 100\text{ }^\circ\text{C}$	10	
Pulsed Drain Current ^a	I_{DM}		64	

Tabla 3. Características MOSFET IRFP350 [Datasheet IR]

Permite hasta 16 A, corriente superior a la máxima que se necesita de 7.98 A

Permite hasta 400 V de tensión drenador-fuente, en el circuito soportará 280 V

Por lo que se comprueba que en las peores condiciones el transistor cumple ampliamente con las necesidades del inversor.

Otra característica importante es la resistencia en conducción, ya que afecta al rendimiento del circuito, interesa que sea lo más baja posible, en este caso es de 0.3 Ω .

PRODUCT SUMMARY	
V_{DS} (V)	400
$R_{DS(on)}$ (Ω)	$V_{GS} = 10\text{ V}$ 0.30
Q_g (Max.) (nC)	150
Q_{gs} (nC)	23
Q_{gd} (nC)	80
Configuration	Single

Tabla 4. Características MOSFET IRFP350 [Datasheet IR]

7.2.2 CIRCUITO RESONANTE

A) *Condensador serie:*

Por los cálculos del inversor del ANEXO (1.2 Diseño del inversor resonante), se fija un valor normalizado de 47 nF.

La tensión máxima que soportará según la simulación del apartado anterior será de 230 V, en el caso de circuito abierto.

Se utiliza un condensador de 47 nF 2000 V (por disponibilidad), además así se opera con un gran margen de seguridad.

B) *Condensador paralelo:*

Conociendo el valor necesario de 4.7 nF obtenido a partir de los cálculos se selecciona uno que cumpla con el requisito de tensión.

El condensador paralelo, en la condición más desfavorable (circuito abierto), según los cálculos y la simulación efectuada en el apartado anterior, soporta una tensión de 1500 V, por lo que se selecciona uno capaz de soportar 2000 V.

C) *Inductancia serie*

En base a cálculos del ANEXO (1.3 Cálculos de la inductancia)

Núcleo ETD 49

Inductancia: 184.8 uH

7.3 CIRCUITO DE CONTROL

7.3.1 MONITORIZACIÓN DE LA SEÑAL

A) *Comparador LM393*

Es un integrado compuesto por dos comparadores adecuados para comparar señales analógicas diseñados para interactuar sin problemas con TTL y CMOS.

En el circuito se utiliza para detectar sobretensiones, comparando la tensión en el “gap”, con una determinada tensión de referencia.

También otros dos comparadores generan las señales de cortocircuito y arco.

B) Level shifter MC14504BD

Este Buffer se utiliza para convertir las señales provenientes de los comparadores a un nivel lógico CMOS, con el objetivo de evitar problemas en optoacopladores.

PIN ASSIGNMENT			
V _{CC}	1 ●	16	V _{DD}
A _{out}	2	15	F _{out}
A _{in}	3	14	F _{in}
B _{out}	4	13	MODE
B _{in}	5	12	E _{out}
C _{out}	6	11	E _{in}
C _{in}	7	10	D _{out}
V _{SS}	8	9	D _{in}

Figura 49. Level Shifter [Datasheet MC14504BD]

El integrado tiene un pin de MODE, que si está activo considera la entrada como valores lógicos TTL y los escribe a la salida en niveles CMOS.

Mode Select	Input Logic Levels	Output Logic Levels
1 (V _{CC})	TTL	CMOS
0 (V _{SS})	CMOS	CMOS

Tabla 5. Niveles lógicos [Datasheet MC14504BD]

7.3.2 SEÑALES DE CONTROL

A) Optoacopladores

Son los encargados de recoger las señales del “level shifter” y transmitírselas a la FPGA, con el objetivo de aislarla del resto del circuito, por ello se emplean tanto como para las señales de entrada como para las de salida.

Se hace uso del modelo de optoacoplador 6n137 Fig(57)

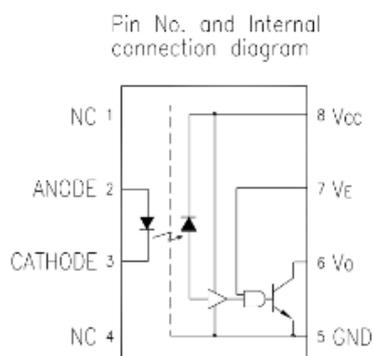


Figura 57. Optoacoplador 6n137

Truth Table (Positive Logic)

LED	ENABLE	OUT
ON	H	L
OFF	H	H
ON	L	H
OFF	L	H
ON	NC	L
OFF	NC	H

Tabla 5.1. Tabla de verdad 6n137 [Datasheet]

Se observa en la Tabla 5.1 que tiene la salida invertida, característica que ha de ser tenida en cuenta en la programación de la FPGA.

B) FPGA

El modelo utilizado es el: GOP_XC3S200 perteneciente a la familia Spartan-3 de XILINX

Posee una memoria Flash en la que cargar la configuración a ejecutar, con el objetivo de que permanezca la programación a pesar de que se deje de alimentar.

Posee una señal interna de reloj de 49.152MHz.

Es un módulo que se conecta a la placa a través de un DIL de 24 pines.

Se programa a través de su puerto JTAG, mediante el software propio de XILINX.

El lenguaje de programación utilizado fue VHDL.

C) Timer NE555

Se hace uso del integrado NE555 en su configuración astable, ya que es capaz de proporcionar una señal cuadrada de frecuencia 10 kHz.

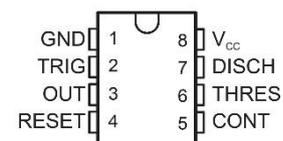


Figura 58. Timer NE555 [Datasheet]

7.3.3 SEÑAL DE CONTROL DE LOS TRANSISTORES

A) Level shifter (Buffer) N74LS07D

El “level shifter” se encarga de tomar la señal proporcionada por los optoacopladores y convertirla a un nivel de tensión adecuada para que el IR2111 pueda dirigir sin problemas los transistores, debido a que los dispositivos presenten niveles lógicos diferentes. Se elige el modelo N74LS07D.

B) Driver IR2111

El “driver” se encarga de suministrar las señales de conmutación a los transistores, tiene dos salidas complementarias, una para cada transistor.

Se encarga de introducir un tiempo muerto entre la conmutación de los transistores, a fin de evitar cortocircuitos entre la alimentación y su referencia, en el caso de que se solaparan las dos señales haciendo conducir al tiempo a los dos transistores. Este tiempo muerto es de 650 ns.

HALF-BRIDGE DRIVER	
Product Summary	
V _{OFFSET}	600V max.
I _{O+/-}	200 mA / 420 mA
V _{OUT}	10 - 20V
t _{on/off} (typ.)	750 & 150 ns
Deadtime (typ.)	650 ns

Tabla 6. Driver IR2111 [Datasheet IR2111]

Este “driver” también soluciona el problema de proporcionar la señal de conmutación al transistor cuya fuente no está conectada a tierra, ya que tiene que crear una diferencia de potencial limitada a 12 V entre la puerta y fuente.

Esto supone un problema ya que la tensión de la fuente es variable, no ocurre lo mismo si ésta está conectada a tierra, como en el segundo transistor.

Esto se soluciona mediante la técnica “*Bootstrap*” que se resume principalmente en la carga de un condensador a la tensión de puerta de 12 V durante el tiempo de off, y su conexión entre puerta y fuente durante el tiempo de on.

Si el condensador está bien dimensionado para los tiempos de on y off, no habría problema en que pudiera mantener el transistor en conducción durante todo el tiempo de on, para una vez finalizado, volverse a cargar.

Typical Connection

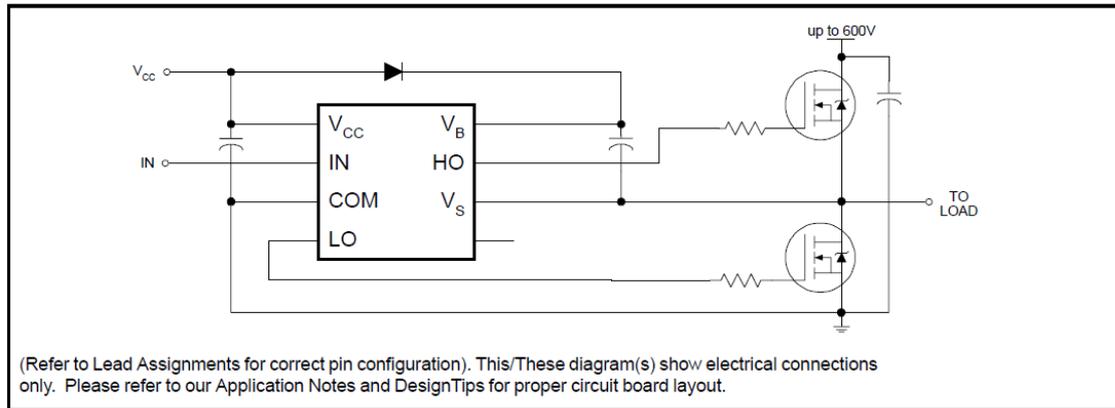


Figura 59. Conexión Driver
[Datasheet IR2111]

8. RESULTADOS EXPERIMENTALES

8.1 VERIFICACIÓN DE LA FRECUENCIA DE RESONANCIA

Primeramente y antes de poner en funcionamiento el inversor, se debe de verificar la frecuencia de resonancia real y compararla con la teórica, ya que los valores de condensadores e inductancias pueden tener tolerancias de hasta el 5% respecto a sus valores teóricos.

La frecuencia de resonancia teórica calculada en (1.2 diseño del convertidor resonante) es de 179105.06 Hz.

Para comprobar experimentalmente la frecuencia de resonancia, se identifican los terminales entre los cuales está el circuito resonante (fuente de M1 y tierra).

Se aplica con el generador de funciones una onda sinusoidal entre estos terminales.

Con un osciloscopio se mide la tensión en estos terminales (M1 y tierra) y se representa en el canal 1.

Se dispone de una sonda de corriente para medir la intensidad que circula por la inductancia, en la fase de diseño se dejó un cable en puente para este fin. Fig(60)

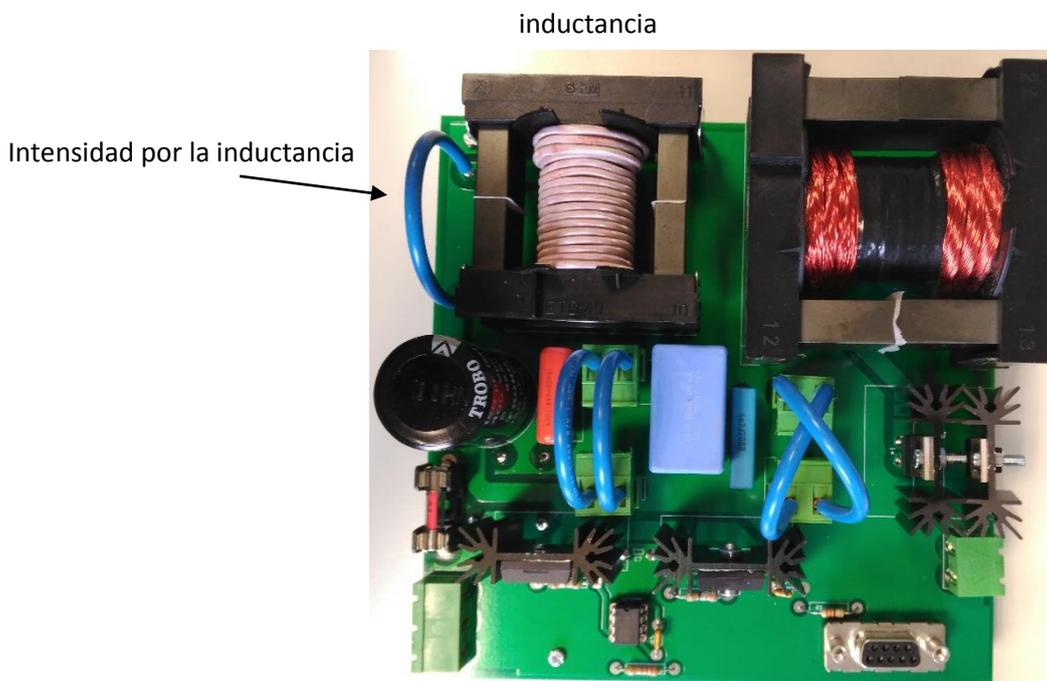


Figura 60. Placa de potencia

A continuación, se va variando la frecuencia de la fuente alrededor de la de resonancia teórica, buscando que estén en fase tensión e intensidad, ya que a frecuencia de resonancia, el inversor se comporta como una carga resistiva pura, y es el límite entre el comportamiento capacitivo e inductivo.

Esta frecuencia se encuentra en 177,1kHz dada por el generador de funciones, el resultado obtenido con el osciloscopio se muestra en la siguiente figura Fig(61)

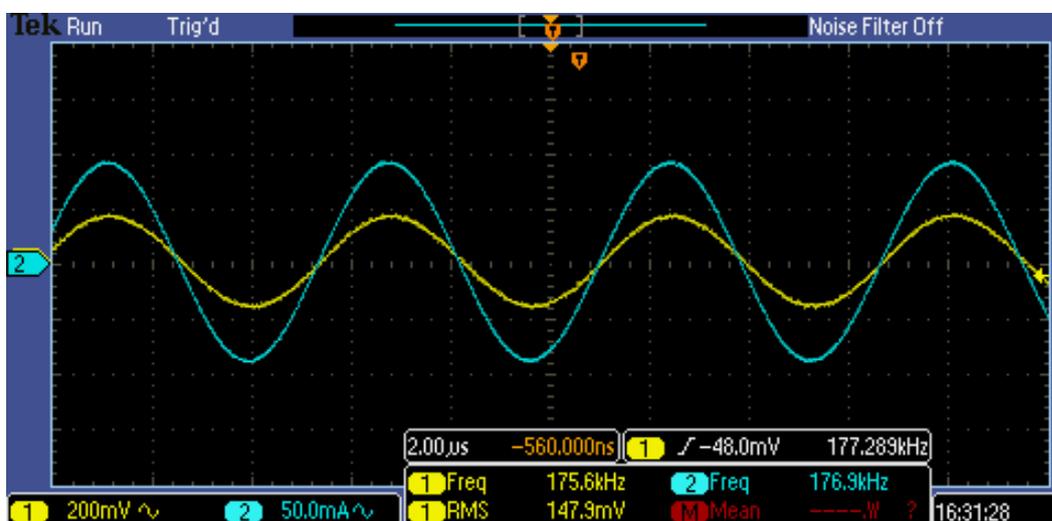


Figura 61. Tensión e intensidad de entrada

Seguidamente a este proceso, se conecta el transformador, ya que operará con él, tiene inductancia y afecta a la frecuencia de resonancia.

Se ha diseñado un transformador con una inductancia de al menos diez veces superior a la de la bobina del circuito resonante, a fin de disminuir la posible influencia sobre el circuito.

Se repite el proceso midiendo la nueva frecuencia de resonancia, representada en la siguiente captura de osciloscopio. Fig(62)

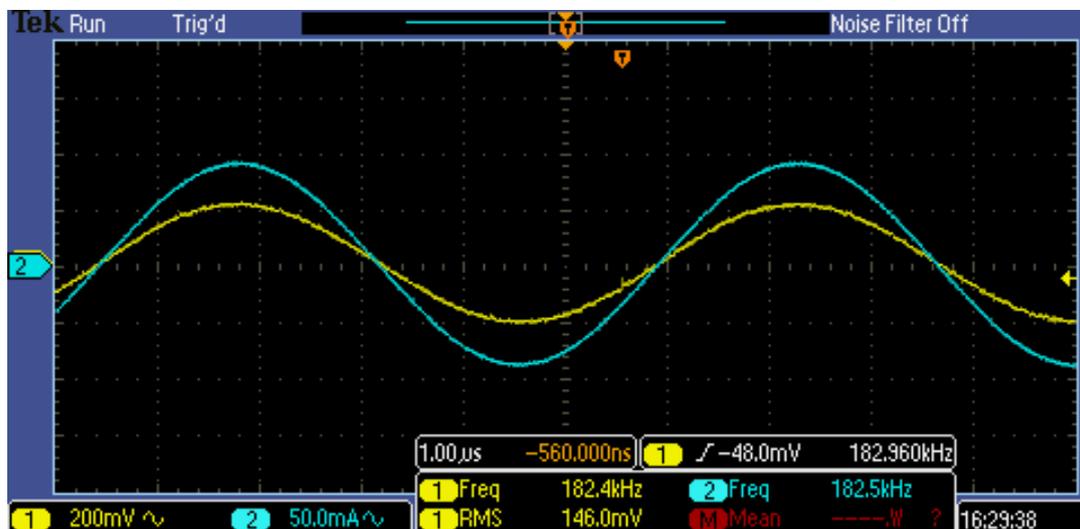


Figura 62. Tensión e intensidad de entrada con transformador

Se observa en el generador de funciones que se obtiene la nueva resonancia para 182.9 kHz.

En resumen:

Frecuencia teórica: 179.1 kHz

Frecuencia real: 177.1 kHz

Frecuencia real con transformador: 182.9 kHz

Para asegurar el funcionamiento en la zona inductiva y que los transistores conmuten a ZVS, se cuenta con cierto margen de seguridad estableciendo la frecuencia de trabajo a 185 kHz.

Esta frecuencia de trabajo es con la que se programa la FPGA para proporcionar las señales de conmutación de los transistores.

8.2 COMPROBACIÓN FPGA

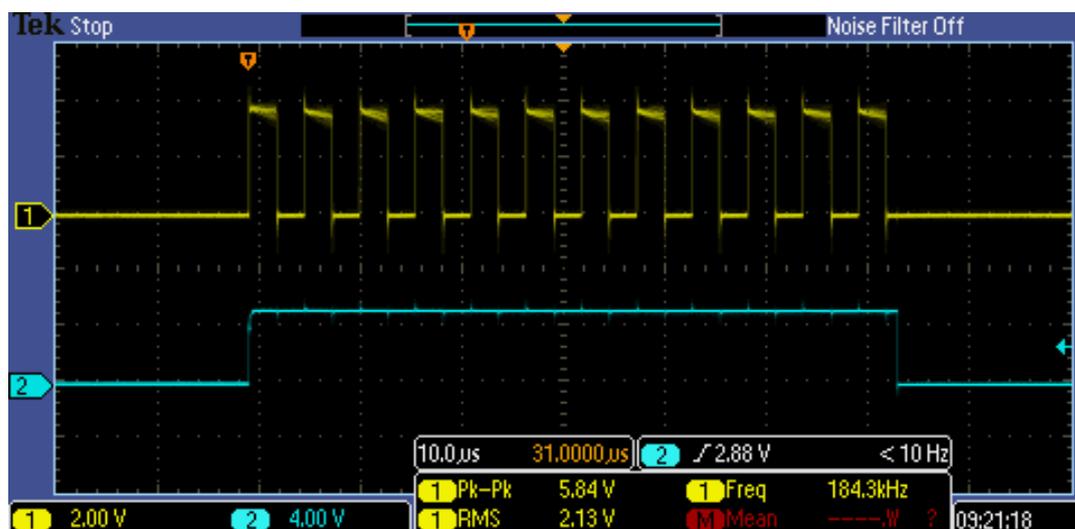
Programada la FPGA para proporcionar las señales de mando de los transistores a 185 kHz, y ajustado el “timer” 555 a la frecuencia de mecanizado con un ciclo de trabajo del 50%, se verifica experimentalmente su correcto funcionamiento

Comprobación del timer 555:



Se comprueba que proporciona una frecuencia de 6.678kHz y un ciclo de trabajo del 50%, estos parámetros son válidos para la electroerosión.

Comprobación de la FPGA:



El canal 1 es la salida DRIVE de la FPGA

El canal 2 es vref, salida del timer555, que marca los tiempos de mecanizado.

Se observa como la frecuencia del canal 1 es 184.3kHz, por encima de la de resonancia.

En la siguiente figura se muestran varios ciclos de mecanizado:

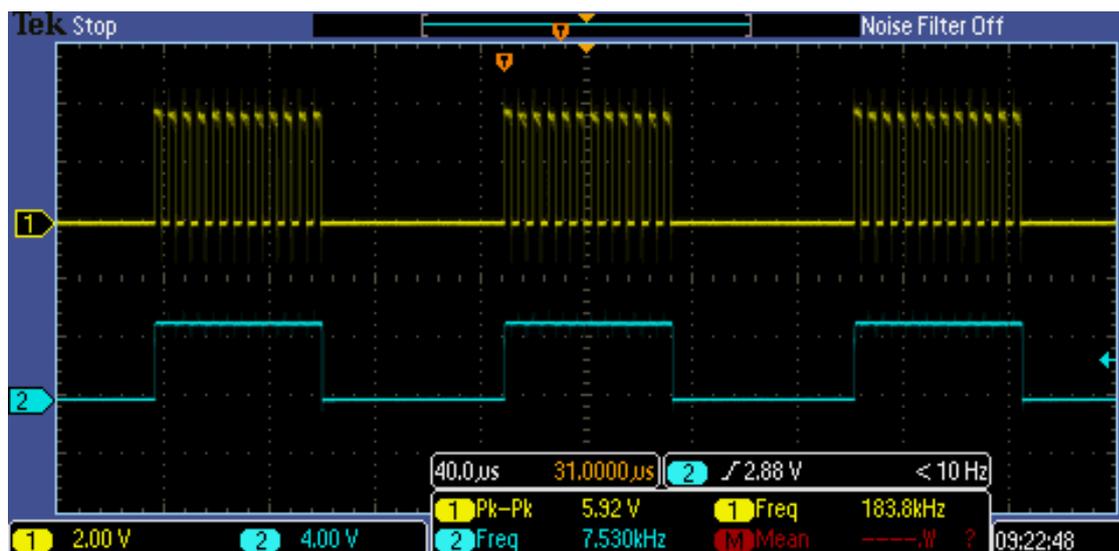


Figura 65. Señal del Timer555 con frecuencia de conmutación

Se aprecia que se produce la señal de conmutación durante el tiempo de on marcado por el timer555.

8.3 VERIFICACIÓN DEL INVERSOR RESONANTE

A continuación se comprueba la placa de potencia:

Se conecta a la red y se comprueba la tensión rectificadora de: $220\sqrt{2} = 311.12V$

Se verifican 312 V

Figura 66. Tensión rectificadora



Se realiza el montaje completo (placa de señal y potencia) alimentando únicamente a la placa de señal, para comprobar que se mandan correctamente las señales de conmutación al Driver IR2111, y que éste los entrega a cada transistor.

Las señales de conmutación de los dos transistores (puerta-fuente) se muestran en la siguiente captura de osciloscopio.



Figura 67. Señal puerta-fuente de los dos transistores, V_{GS1} , V_{GS2} .

A continuación, se pasa a verificar el funcionamiento completo del inversor:

Se alimentan las placas de potencia y señal, y se prueba la conmutación a carga nominal. La carga se emula con resistencias.

La carga nominal teórica es de $281,25 \Omega$.

Como en el laboratorio hay de resistencias de $1 \text{ k}\Omega$, se disponen 4 en paralelo.

Obteniendo: $\frac{4}{1000\Omega} = \frac{1}{R_{tot}} \rightarrow R_{tot} = 250\Omega$ de carga R_i

Es una carga mayor que la nominal, por lo que la tensión a la salida será menor que la nominal, pero la corriente debe de ser la misma.

Se recogen los valores teóricos calculados a la salida para carga nominal $R_i = 281\Omega$:

Valores teóricos		
Resistencia	Tensión	Intensidad
281,25 (nominal)	265,16V	0,9428A

Habiendo conectado la carga, se anula v_{ref} , con el objetivo de que los transistores estén conmutando continuamente.

Se verifican los valores experimentales y se comparan con los teóricos en la siguiente captura:

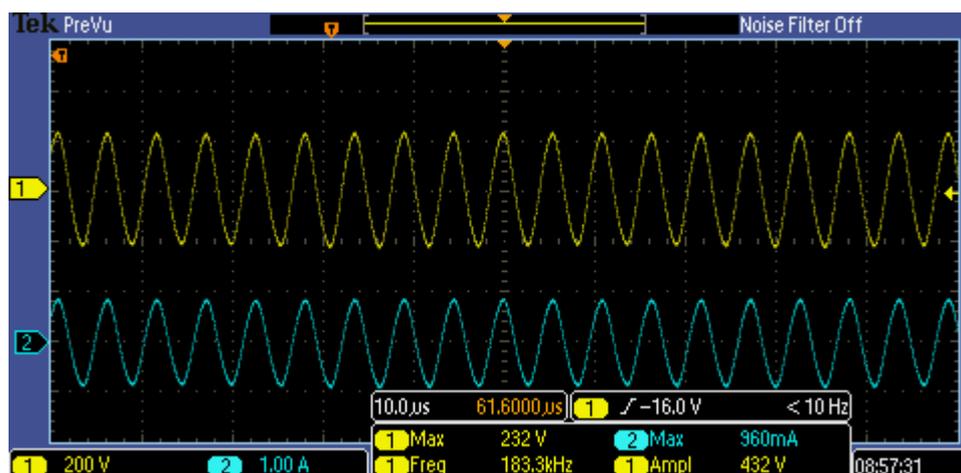


Figura 68. v_{Ri} , i_{Ri} : $R_i = 250 \Omega$.

Experimentalmente la amplitud de la intensidad es de 0.96 A y la amplitud de la tensión de 232 V.

La comparativa en la siguiente tabla:

Caso: $R_i = 250 \Omega$	Salida del inversor	
	Tensión (V)	Intensidad (A)
Valores teóricos	235	0,942
Valores experimentales	232	0,96

Tabla 7.

A continuación, se varía la carga, con el objetivo de comprobar el comportamiento de fuente de corriente.

Se va aumentando la carga, disminuyendo la resistencia R_i , para ello se van añadiendo resistencias en paralelo de 1 k Ω , hasta un total de 6, obteniéndose un valor de:

$R_i = 173 \Omega$ (medida experimental del banco de resistencias)

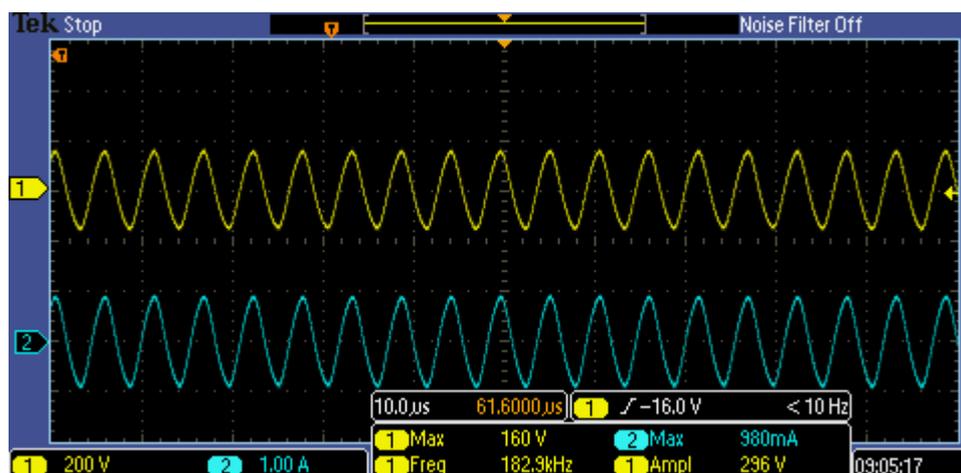


Figura 69. v_{Ri} , i_{Ri} . $R_i = 173 \Omega$.

Se obtiene una intensidad de: $\hat{I} = 0.98A$ y una tensión de 160V

Tabla comparativa con los datos teóricos:

Caso: $R_i = 173 \Omega$	Salida del inversor	
	Tensión V_i (V)	Intensidad (A)
Valores teóricos	163	0,942
Valores experimentales	160	0,98

Tabla 8.

También se disminuye la carga, retirando resistencias.

En la figura 70 se muestran las formas de onda de corriente e intensidad para una carga de 500Ω .

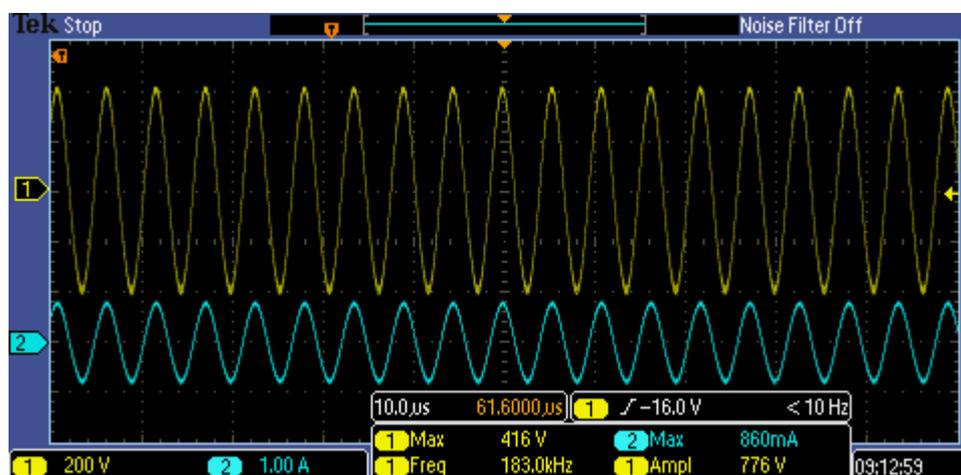


Figura 70. v_{Ri} , i_{Ri} . $R_i = 500\Omega$.

Caso: $R_i=500\Omega$	Salida del inversor	
	Tensión Vi	Intensidad
Valores teóricos	471,404521	0,942
Valores experimentales	416	0,86

Tabla 9.

En este último caso, observando la moderada divergencia entre los valores teóricos y reales, se puede apreciar la influencia de las pérdidas resistivas debido a la no idealidad de los componentes. (Bobina principalmente)

Se muestran en una tabla todos los valores experimentales recogidos a la salida del inversor resonante:

	Tensión (V)	Intensidad (A)
$R_i=173\Omega$	160	0,98
$R_i=250\Omega$	232	0,96
$R_i=500\Omega$	416	0,86

Tabla 10. Resultados experimentales

A la vista de los resultados, se distingue el comportamiento de fuente de corriente a la salida, ya que para diferentes valores de carga, la intensidad no varía.

A continuación, se activa vref, permitiendo al TimerNE555 marcar el ciclo de mecanizado ajustado como ejemplo a 5 kHz con un ciclo de trabajo del 70%

Se observa en la siguiente captura:

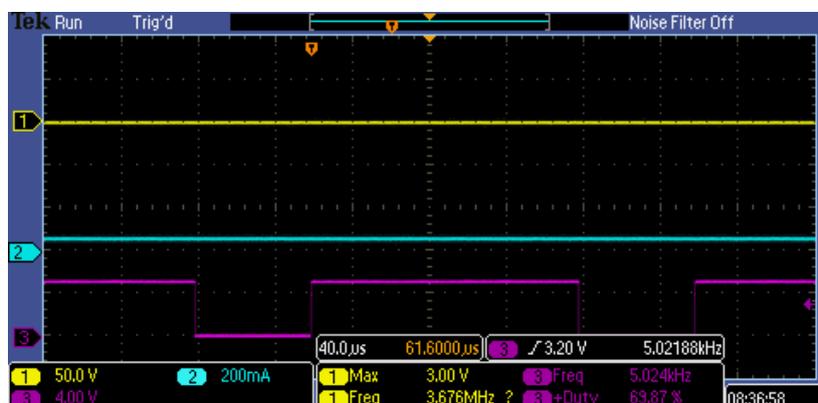


Figura 71. NE555 salida vref

En la figura 72 se comprueba la correcta conmutación de los transistores a tensión cero (ZVS), en el canal 1 se muestra la tensión drenador-fuente de Q1 y en el canal 2, la intensidad del drenador.

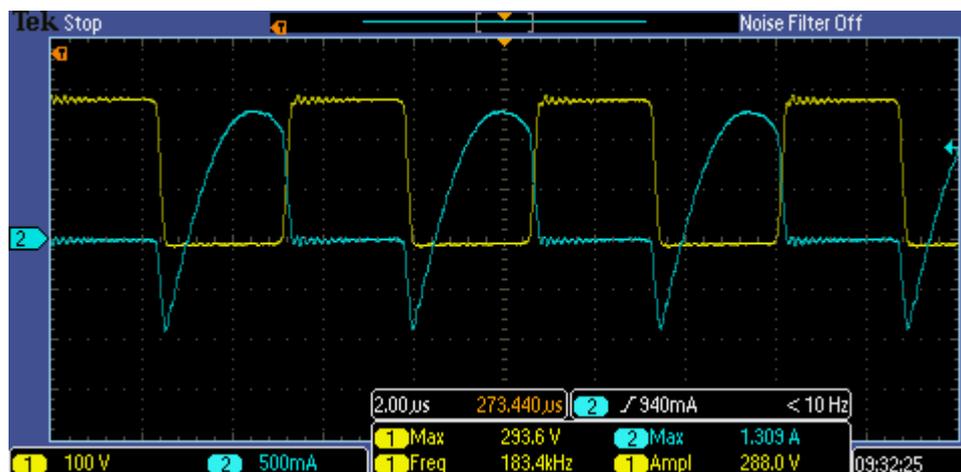


Figura 72. Conmutación de Q1. Tensión drenador-fuente e intensidad de drenador.

Se verifica que cuando el transistor empieza a conducir, lo hace a tensión cero.

Por lo tanto, al estar conmutando a frecuencia mayor que la de resonancia, si se comprueba la entrada del inversor, debería comportarse como una carga inductiva.

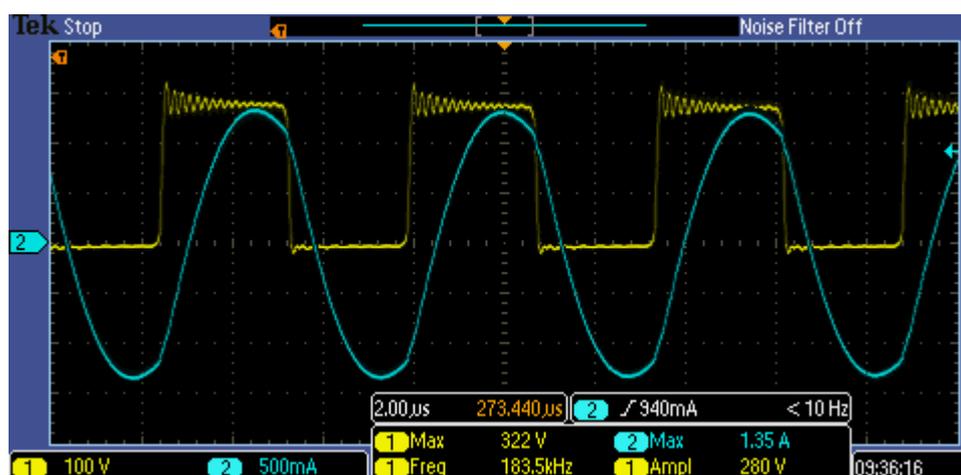


Figura 73. Intensidad y tensión de entrada al inversor

Efectivamente, se comprueba que la intensidad está retrasada frente a la tensión.

9. CONCLUSIONES

El objetivo de este trabajo fin de grado ha sido desarrollar una fuente de alimentación para procesos de electroerosión de baja potencia, capaz de crear pequeños agujeros en el metal.

Las razones por las cuales la utilización de un inversor resonante son ventajosas para este tipo de trabajos son principalmente tres:

- 1) El proceso necesita numerosos ciclos de mecanizado, ya que la cantidad de material erosionado por cada uno es pequeño.
- 2) Debido a la naturaleza del proceso, las condiciones de descarga son muy variables, por lo que una fuente de corriente se convierte en buena opción para controlar la potencia de las descargas y la estabilidad del proceso.
- 3) Puede llevarse a cabo utilizando agua como dieléctrico, lo que reduce la contaminación y el coste evitando el uso de aceites específicos para electroerosión.

ANEXO

ANEXO

1 Cálculos

- 1.1 Etapa de entrada
- 1.2 Diseño del inversor resonante
- 1.3 Diseño de la inductancia
- 1.4 Diseño del transformador

1 CÁLCULOS

1.1 ETAPA DE ENTRADA

La tensión de entrada del inversor resonante es una tensión continua y dado que la alimentación se toma de red, se necesita un rectificador de puente completo y un condensador para filtrar la tensión de salida, que se toma constante a 280 V.

Como la tensión de pico de red es de: $\hat{V}_{red} = 230\sqrt{2} = 325.26$

Tenemos un rizado para la tensión V_I de:

$$rizado = (325.26 - 280) \cdot 2 = 90V ,$$

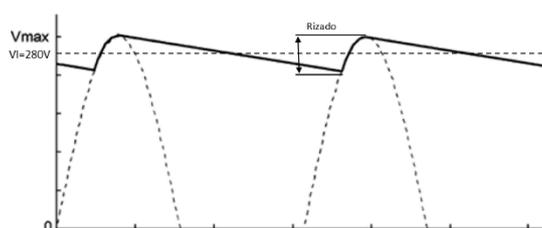


Figura 74. Rizado

La potencia nominal del inversor se calcula:

$$P_n = \frac{1}{2} \hat{V}_o \cdot \hat{I}_o = 265.165V \cdot 0.9428A = 125W \quad (\text{se ha diseñado para esa potencia})$$

Suponiendo que el inversor tenga un rendimiento del 70% se calcula la intensidad de entrada para 280 V.

$$I_n = \frac{P_n}{\eta \cdot V_I} = \frac{125}{0.7 \cdot 280} = 0.637755 A$$

Una vez conocido el valor de V_I e I_n , se calcula la resistencia equivalente, que simula la potencia que consumiría el circuito resonante.

$$R1 = \frac{V_I}{I_n} = \frac{280}{0.637755} = 439.04\Omega$$

Con este valor de resistencia se simula el inversor y se comprueba que se cumplen los objetivos de diseño.

Cálculo del valor del condensador de filtrado

Partiendo de la ecuación del condensador:

$q = C \cdot V \rightarrow \Delta q = C \cdot \Delta V$ una variación de la energía almacenada (q) produce variación de tensión (V)

O también como: $dq = C \cdot dV \rightarrow i \cdot dt = C \cdot dV \rightarrow i(t) = C \frac{dV(t)}{dt}$

Por lo que puede escribirse:

$$C = \frac{t_D \cdot I}{V_c}$$

Siendo:

t_D : Tiempo de descarga

I : Intensidad (media)

V_c : Variación de tensión (rizado)

El tiempo de descarga suponemos que siempre va a ser menor a 10 ms, ya que la forma de onda la produce un rectificador de puente completo a partir de una señal de 50 Hz $\rightarrow 1/(50 \cdot 2) = 10\text{ms}$

$C = \frac{t_D \cdot I}{V_c} = \frac{10e^{-3} \cdot 0.637755A}{90V} = 70\mu F \approx 100\mu F \rightarrow$ Valor normalizado, aunque se puede

coger un valor mayor para disminuir más el rizado, que en nuestro caso, tomamos el valor normalizado de 100 μF .

Simulado para los valores de $C = 70 \mu F$ y $R = 439 \Omega$ da como resultado la gráfica Fig[75]

Se obtiene en la simulación un rizado de 60 V, es menor al teórico calculado de 90 V ya que el tiempo de descarga es menor a los 10 ms supuestos a partir de la frecuencia.

Como el condensador es de 100 μF , el rizado es aún menor, cumpliendo con las especificaciones.

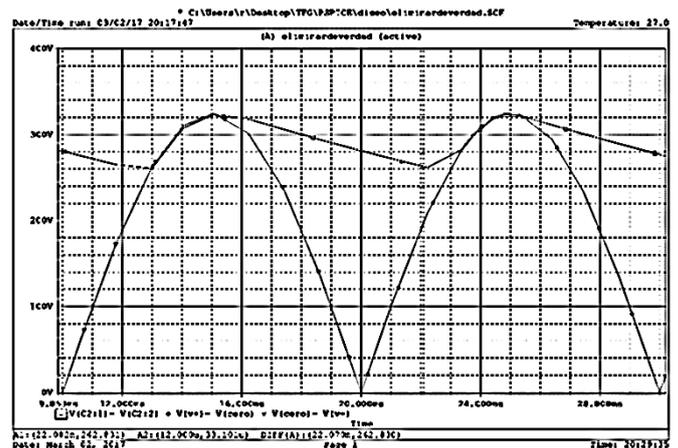


Figura 75. Condensador de filtrado

1.2 DISEÑO DEL INVERSOR RESONANTE

Para comenzar el diseño, se deben definir las características del inversor, en nuestro caso:

Tensión de entrada $V_i = 280V$

Frecuencia de resonancia $f_o = 200 \text{ kHz}$

Valor máximo de la tensión a la salida del circuito resonante: $\hat{V}_{ri \text{ max}} = 1500 V$

Corriente de salida: $I_o = 5 A$

Potencia: $125 W$

$A = 0.1$

$\hat{V}_{o \text{ max}}$ a la salida del transformador = $200 V$

$V_{o \text{ nominal}} = 25 V$

Se calcula la relación entre el número de vueltas del primario y secundario del transformador

$$n = \frac{\hat{V}_{Ri \text{ max}}}{\hat{V}_{o \text{ max}}} = \frac{1500}{200} = 7,5$$

A partir de este valor se obtiene la amplitud en la tensión del devanado primario:

$$\hat{V}_{Ri} = n\hat{V}_o = 7.5 \cdot 25\sqrt{2} = 265,165V$$

A continuación, se halla la amplitud de la intensidad que circula por la resistencia equivalente vista desde el primario del transformador:

$$\hat{I}_{Ri} = \frac{\hat{I}_o}{n} = \frac{5 \cdot \sqrt{2}}{7.5} = 0,9428A$$

La resistencia equivalente será:

$$R_i = \frac{V_{Ri}}{\hat{I}_{Ri}} = \frac{265.165}{0.9428} = 281.25\Omega$$

Que vista desde el secundario correspondería a la resistencia nominal del gap entre el electrodo y la pieza a mecanizar:

$$R_o = \frac{R_i}{n^2} = \frac{281,25}{7,5^2} = 5\Omega$$

Con estos datos se pasa a calcular los valores necesarios de inductancia y condensadores del circuito resonante.

Condensador paralelo: Partiendo de las expresiones vistas anteriormente se tiene:

$$\hat{I}_{Ri} \Big|_{w=w_o} = \frac{2V_L}{\pi Z_p} \sqrt{1+A} \quad \text{Intensidad de salida a frecuencia de resonancia}$$

$$Z_p = w_p L = \frac{1}{w_p C_p} = \sqrt{\frac{L}{C_p}} \quad \text{Impedancia característica a } w_p$$

$$w_o = \sqrt{A+1} w_p \quad \text{Relación de la frecuencia resonante en paralelo con la frecuencia natural.}$$

Se llega a la siguiente expresión:

$$C_p = \frac{\hat{I}_{Ri} \Big|_{w=w_o}}{8V_L f_o}$$

Se obtiene un valor de Cp para el valor de intensidad pico dado $\rightarrow C_p = 4.208 \text{ nF}$

El condensador serie se puede obtener del valor $A = 0.1$ fijado, ya que es la relación entre los condensadores.

$$C_s = \frac{C_p}{A} = \frac{\hat{I}_{Ri} \Big|_{w=w_o}}{4AV_I f_o} \rightarrow C_s = 4.20897E-08 \text{ F}$$

Teniendo en cuenta las relaciones anteriores entre los parámetros podemos calcular el valor de la bobina.

$$L = \frac{(A+1)V_I}{\pi^2 f_o \hat{I}_{Ri} \Big|_{w=w_o}} \rightarrow L = 0.0001655 \text{ H}$$

Estos valores teóricos en los condensadores no pueden obtenerse fácilmente, ya que no están normalizados.

La solución más sencilla es elegir unos valores normalizados de condensadores, que sean cercanos a los teóricos, y realizar el proceso inverso, calculando la bobina y la nueva frecuencia de resonancia, que diferirá tanto como los nuevos valores de los condensadores.

Se escoge el valor más próximo normalizado para C_s y C_p

$$C_s = 47 \text{ nF}$$

$$C_p = 4.7 \text{ nF}$$

A partir de estos valores se calcula la bobina $L = 184.81 \text{ uH}$

Luego la frecuencia de resonancia natural resultante es: $f_o = 179.105 \text{ kHz}$

Es un valor menor al anterior, ya que los condensadores normalizados elegidos son mayores.

Una frecuencia menor es ventajosa para el transformador de la etapa de salida, ya que a mayores frecuencias presenta una mayor resistencia equivalente en serie, disminuyendo el rendimiento.

En la siguiente tabla se resumen los parámetros hallados, en el orden de la secuencia de diseño:

Calculos iniciales

Datos de partida

VI	280
fo	200000
$\wedge V_{ri} \text{ max}$	1500
$\wedge V_o \text{ max salida}$	200
Isalida	5
Po	125
A	0,1
Imag	0
VI/2	140



Resultados a partir de los datos de partida

n	7,5
\hat{i}_{ri}	0,942809042
Ri	281,25
Vorms	25
Ro salida	5
$\wedge V_{ri}$	265,1650429
L	0,0001655
Cp	4,20897E-09
Cs	4,20897E-08

Recalculando con los valores normalizados de condensadores

Recalculo teniendo en cuenta los valores normalizados

L (norm)	1,8481E-04
Cp (norm)	4,70E-09
Cs (norm)	4,70E-08

fo	179105,06
A (norm)	0,1

1.3 DISEÑO DE LA INDUCTANCIA

La inductancia a diferencia de los condensadores, hay que construirla con el valor más aproximado posible al teórico.

Las condiciones de trabajo para las cuales se diseña la bobina son las siguientes:

Inductancia teórica a obtener: 184.8 μH

Intensidad de pico nominal: $\hat{I}_{Lnom} = 1,689\text{A}$

Intensidad de pico máxima: $\hat{I}_{Lmax} = 7,98\text{A}$

Frecuencia de trabajo: 179.105 kHz

Se intentan los cálculos con un núcleo de ferrita del tipo ETD49, con las características:

$$\Sigma l/A = 0.54 \text{ mm}^{-1}$$

$$l_e = 114 \text{ mm}$$

$$A_e = 211 \text{ mm}^2$$

$$V_e = 24100 \text{ mm}^3$$

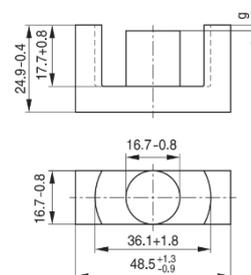


Figura 75. Núcleo ETD49 [Datasheet]

De ellas se extrae que tiene una sección de 211 mm^2 .

El material magnético empleado N87, que tiene una saturación de 350 mT como se refleja en la siguiente tabla de la hoja de datos:

Material	A_L value nH	μ_e	B_S^* mT	P_V W/set	Ordering code
N27	3700 +30/-20%	1590	350	< 4.59 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)	B66367G0000X127
N87	3800 +30/-20%	1630	350	< 12.40 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66367G0000X187
N97	3900 +30/-20%	1680	350	< 10.60 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66367G0000X197

Tabla 11. Saturación N87 [Datasheet N87]

Para el buen diseño de la bobina es necesario tener en cuenta tres criterios:

- Pérdidas nominales en el núcleo del transformador por histéresis
- No saturación del núcleo a intensidad máxima
- Pérdidas en el cobre de la bobina debidas al efecto Joule

A) Pérdidas nominales por histéresis

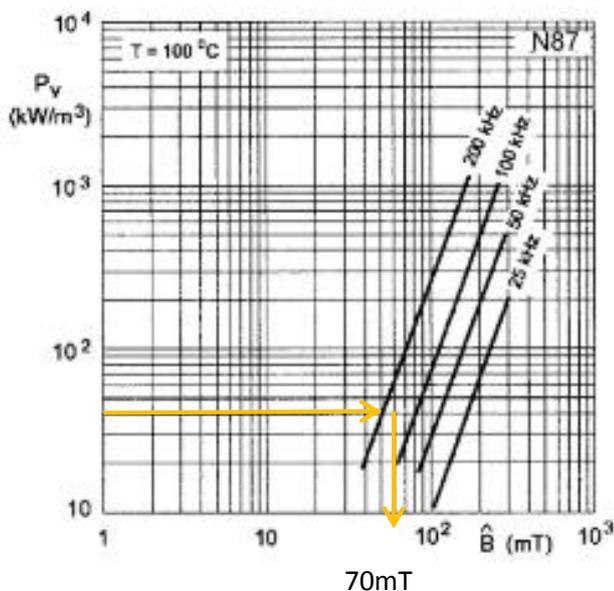
Realizando una simulación del circuito a carga nominal, y comprobando los resultados con los cálculos teóricos, obtenemos una intensidad nominal de valor:

$$\hat{I}_{Lnom} = 1,689A$$

Se desea que las pérdidas nominales por histéresis en el núcleo no superen los $100\text{KW}/\text{m}^3$ a fin de evitar que la bobina se sobrecaliente.

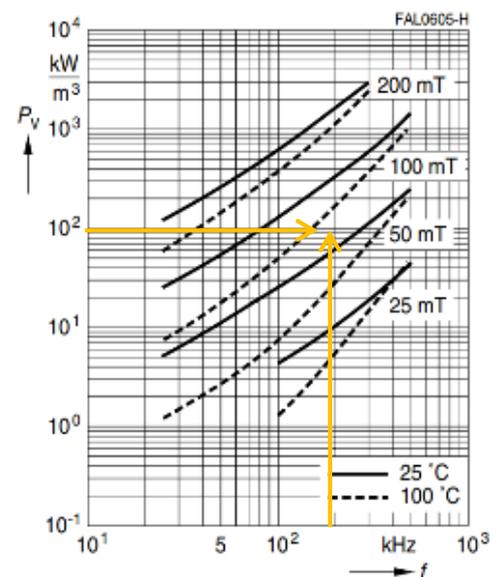
Entrando en la gráfica podemos sacar una inducción para la frecuencia de 180 kHz algo mayor que $B = 70\text{mT}$, se toma ese valor del lado de la seguridad.

Se comprueba este valor con tablas de diferentes fuentes



Fuente [24] Pérdidas del núcleo en función de la inducción para cada frecuencia

Relative core losses versus frequency (measured on R34 toroids)



Fuente [25] Pérdidas del núcleo en función de la de la frecuencia para cada valor de inducción

Según este criterio se calcula el número mínimo de vueltas que podrá tener la bobina para evitar sobrepasar este valor de 100 KW/m^3

Partiendo de:

$$\left. \begin{array}{l} \Phi = L \cdot i \\ \Phi = N \cdot B \cdot A \end{array} \right\} Li = NBA \rightarrow Li_{nom} = NB_{nom} A \quad \text{Luego: } N = \frac{Li_{nom}}{B_{nom} A}$$

$$N = \frac{\hat{L}i_{nom}}{B_{nom} A} = \frac{184,8 \mu H \cdot 1,68}{70 mT \cdot 211 mm^2} = 21 \text{ vueltas}$$

- No saturación del núcleo a intensidad máxima

Además, para que no se sature el núcleo en momentos de intensidad máxima (caso que se da en circuito abierto) se procede de igual manera, pero contemplando la inducción de saturación y la intensidad máxima.

$$N = \frac{Li_{max}}{B_{max} A} = \frac{184,8 \mu H \cdot 7,9846}{350 mT \cdot 211 mm^2} = 19,9 \text{ vueltas}$$

Se escoge el criterio más restrictivo, que es el de pérdidas nominales por histéresis, por lo que se bobina con 21 vueltas.

-Pérdidas en el cobre de la bobina debidas al efecto Joule

En corriente continua (fig a), la densidad de corriente se distribuye por igual a lo largo de la sección del cable, pero en alterna (fig ,b) se observa que hay una mayor densidad de corriente por la superficie que en el centro del conductor.

La corriente tiende a acumularse en la capa externa del conductor debido a su propia autoinducción, este comportamiento se llama "efecto pelicular"

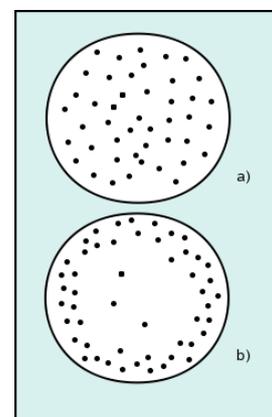


Figura 75.1. Efecto pelicular

Este efecto aumenta significativamente con la frecuencia, ya que se produce un incremento del campo magnético en la zona central del conductor, dificultando el movimiento de los portadores de carga, provocando que la corriente se desplace hacia la periferia, lo que aumenta la resistencia, al desaprovechar la parte central del cable

La forma de reducir estas pérdidas podría ser aumentando la sección o como en el caso de este proyecto, mediante el uso de hilo Litz

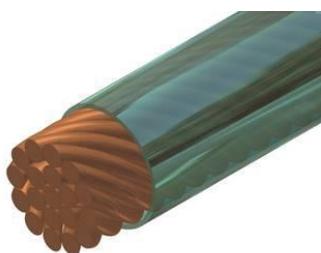


Figura 75.2. Hilo Litz

Es un cable formado por múltiples conductores, cada uno aislado del resto a fin de aumentar la superficie y minimizar el área de cobre que quede en el centro del cable

En alta frecuencia, este efecto toma gran relevancia, por ello se hace necesario el empleo de este tipo de conductores a fin de minimizar su influencia Fig(76)

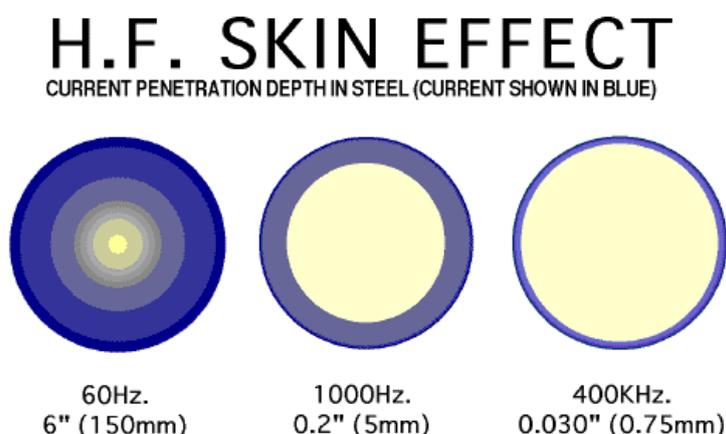


Figura 76. Efecto pelicular en alta frecuencia

La profundidad superficial es el área efectiva por la que circula corriente en el conductor

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{w\mu\sigma}}$$

w frecuencia
 μ permeabilidad magnética
 σ conductividad

Al circular corriente por el cobre de la bobina, se inducirán unas pérdidas resistivas en el cobre que no podrán ser superiores a $J_n=2A/mm^2$

Se calcula el área de cobre necesaria para cumplir esta condición:

$$A_{cu} = \frac{\hat{I}_{Lnom}/\sqrt{2}}{J_n} = \frac{I_{Lnom}}{J_n} = \frac{1.187A}{2A/mm^2} = 0.597mm^2$$

Como se emplea hilo Litz de 0.315mm

Cada hilo tiene un área de:

$$A_{0.315} = \frac{\pi \cdot 0.315^2}{4} = 0.07793mm^2$$

Por lo que el número de hilos será:

$$n^\circ \text{ hilos} = \frac{0.5974}{0.07793} = 7.66 \rightarrow 8 \text{ hilos}$$

A continuación, se pasa a calcular el entrehierro, parámetro en función del cual varía la inducción, por lo que variándolo se consigue ajustar el valor de la inductancia al deseado.

- Cálculo del entrehierro:

$$S = \frac{1}{2} \frac{\mu_o N^2 A_{nucleo}}{L} = \frac{1}{2} \frac{4\pi e^{-7} \cdot 21^2 \cdot 211mm^2}{184,8uH} = 0.316mm$$

En la práctica, este entrehierro se va variando hasta conseguir el valor de inductancia deseado de $184.8 \mu\text{H}$, mediante la colocación de láminas de papel extrafino en el entrehierro.

A continuación, se muestra la captura del valor de inductancia conseguido con este método:

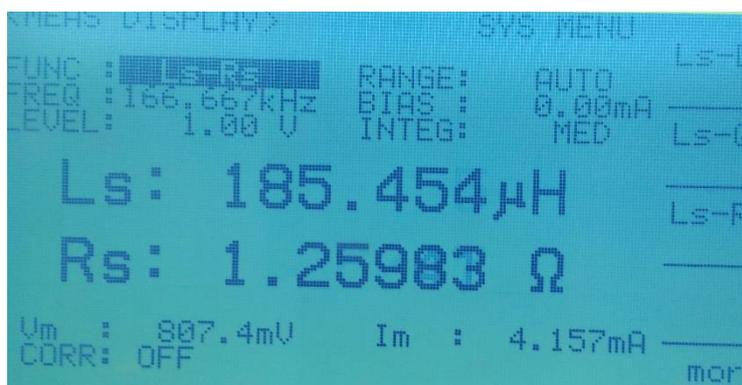


Figura 78. Inductancia y Resistencia equivalente en serie

Valor teórico: $184.8 \mu\text{H}$

Valor conseguido: $185.454 \mu\text{H}$

Resistencia equivalente en serie a 166.666kHz : 1.25Ω

Se muestra el factor de calidad en la siguiente medida $Q = 154.2$



Figura 79. Inductancia y factor de calidad

1.4 DISEÑO DEL TRANSFORMADOR

Análogamente a lo realizado con la bobina, se pasa a diseñar el transformador.

En este caso se usa el núcleo ETD 59 con el material ferromagnético N87.

Es importante diseñar el primario del transformador con una inductancia al menos diez veces superior a la de la bobina anterior, a fin de evitar que afecte a la frecuencia de resonancia mediante su inductancia de dispersión.

Se fija un número de vueltas en el primario y secundario, cumpliendo la relación de transformación: $n=7.5$

$N_p = 19$ vueltas

$N_s = 2.5$ vueltas

Inductancia del secundario:

$$n = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \rightarrow L_2 = \frac{L_1}{n^2} = \frac{1.854 \cdot 10^{-3}}{7.5^2} = 32 \mu H$$

A continuación, se calcula el entrehierro del transformador para mantener ese valor de inductancia con el número de vueltas establecido:

(sección del ETD59: 368mm^2)

Cálculo entrehierro del primario:

$$S_p = \frac{1}{2} \frac{\mu_o N^2 A_{nucleo}}{L} = \frac{1}{2} \frac{4\pi e^{-7} \cdot 21^2 \cdot 368 \text{mm}^2}{1.848 \text{mH}} = 0.05 \text{mm}$$

Cálculo entrehierro del secundario:

$$S_s = \frac{1}{2} \frac{\mu_o N^2 A_{nucleo}}{L} = \frac{1}{2} \frac{4\pi e^{-7} \cdot 2.5^2 \cdot 368 \text{mm}^2}{32 \mu H} = 0.045 \text{mm}$$

El entrehierro en primario y secundario sale muy pequeño y puede considerarse como nulo.

Como en el caso de la bobina, simulamos el circuito para conocer la intensidad que pasa a través, y también comprobamos los resultados analíticamente.

La intensidad nominal es: $\hat{I} = 0,94280904$ A en el primario.

Como se trata de la salida, esta intensidad es muy similar a la de los casos de cortocircuito y circuito abierto, ya que tiene comportamiento de fuente de corriente.

Suponiendo una densidad de corriente de 2A/mm² el área de cobre del primario será:

$$A_{cu} = \frac{\hat{I}_{Lnom} / \sqrt{2}}{J_n} = \frac{I_{Lnom}}{J_n} = \frac{0.666A}{2A / mm^2} = 0.333mm^2$$

El número de hilos necesario en el primario, si utilizamos hilos de 0.315 de diámetro, será:

$$n^\circ \text{ hilos} = \frac{A_{cu}}{A_{0.315}} \frac{0.333}{0.07793} = 4.27 \rightarrow 5 \text{ hilos}$$

Como se usa un hilo litz de 14 conductores, se ponen todos, para quedarnos del lado de la seguridad.

Para calcular el área de cobre en el devanado secundario procedemos de la misma manera:

Se calcula la intensidad en el secundario $\hat{I}_s = \hat{I}_p * 7.5 = 7.071^a$

$$A_{cu} = \frac{\hat{I}_{Lnom} / \sqrt{2}}{J_n} = \frac{I_{Lnom}}{J_n} = \frac{5A}{2A / mm^2} = 2.5mm^2$$

Luego el número de cables es:

$$n^{\circ} \text{ hilos} = \frac{A_{cu}}{A_{0.315}} \frac{0.333}{0.07793} = 32.08 \rightarrow 33 \text{ hilos}$$

Como los cables de hilo Litz utilizados tienen hasta 14 conductores, se pelan 3 cables ($3 \cdot 14 = 42 > 33$) y se trenzan para formar nuestro bobinado secundario.

Se comprueba la inductancia del primario con el medidor R-L-C del laboratorio al igual que con la bobina.



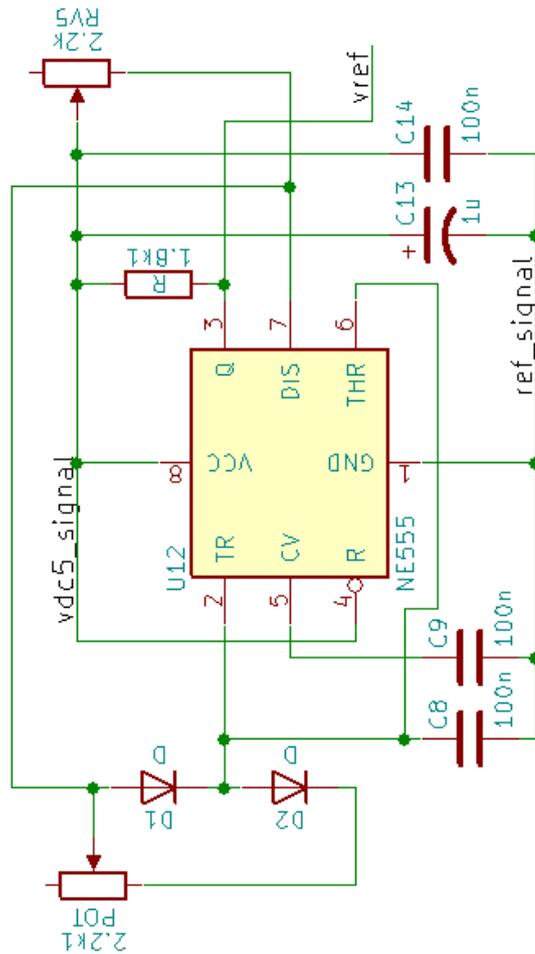
Figura 80. Inductancia y Resistencia equivalente en serie

Se observa que la inductancia es de 2.08744 mH, más de diez veces superior a la de la bobina, lo cual es positivo ya que tendrá menor efecto sobre el circuito resonante.

PLANOS

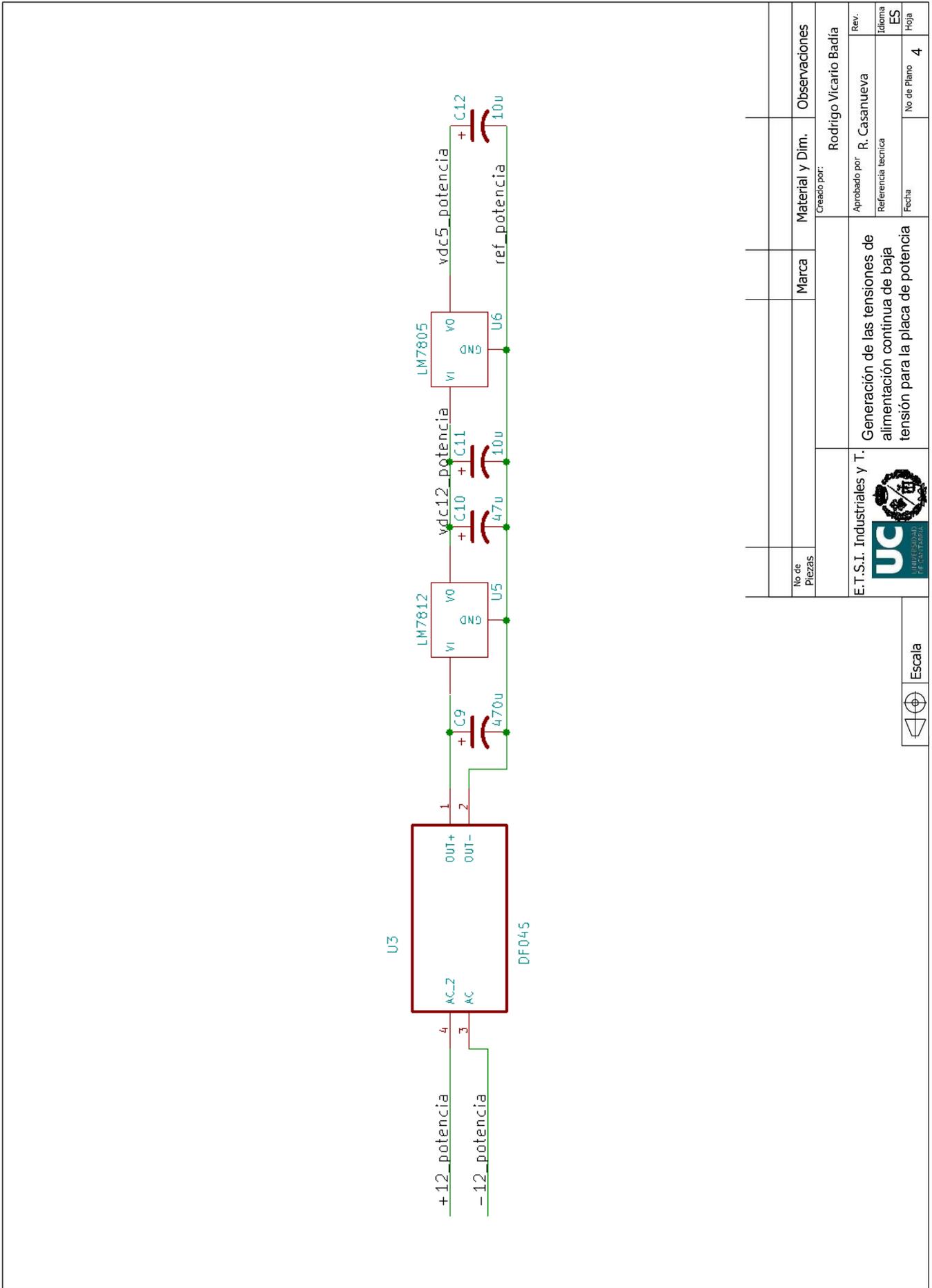
PLANOS

1. GENERACIÓN DE LAS TENSIONES DE ALIMENTACIÓN CONTINUA DE BAJA TENSION PARA LA PLACA DE SEÑAL
2. CIRCUITO DE FRECUENCIA DE MECANIZADO *TIMER NE555*
3. CIRCUITO DE TOMA DE SEÑAL, COMPARACIÓN Y ENTREGA A FPGA
4. GENERACIÓN DE LAS TENSIONES DE ALIMENTACIÓN CONTINUA DE BAJA TENSION PARA LA PLACA DE POTENCIA
5. ETAPA DE ENTRADA AL INVERSOR
6. INVERSOR RESONANTE
7. DRIVER
8. ETAPA DE SALIDA
9. GENERAL PALCA DE SEÑAL
10. GENERAL PLACA DE POTENCIA
11. LAYOUT PLACA DE SEÑAL
12. LAYOUT PLACA DE POTENCIA



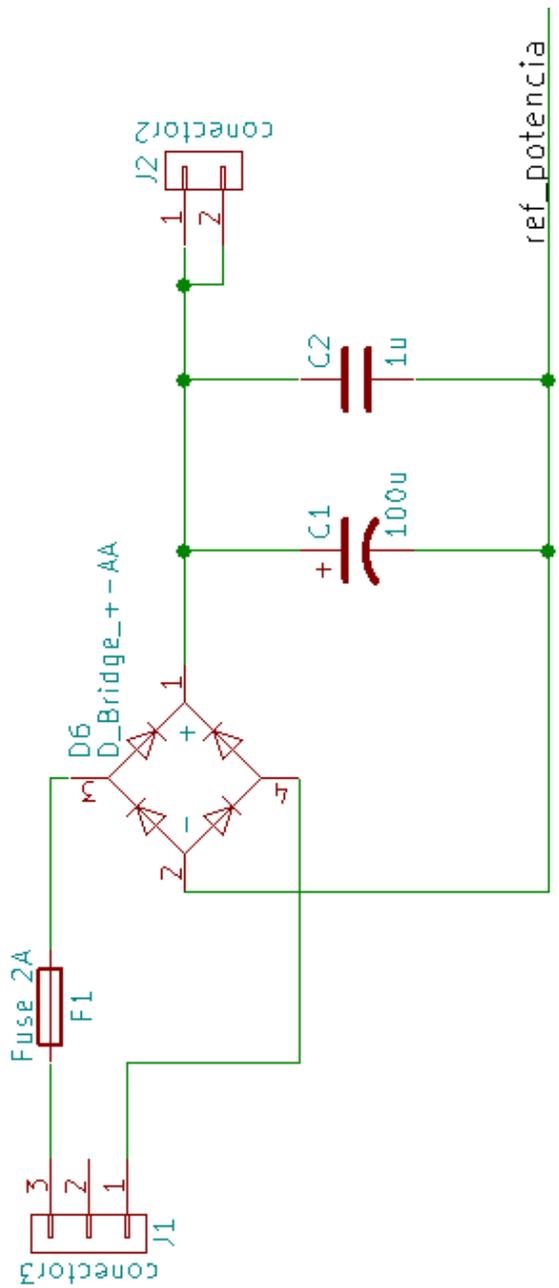
No de Piezas	Marca	Material y Dim.	Observaciones
		Creado por: Rodrigo Vicario Badía	
E.T.S.I. Industriales y T.		Aprobado por: R. Casanueva	Rev.
CIRCUITO DE FRECUENCIA DE MECANIZADO TIMER NE555		Referencia técnica	Idioma
		Fecha	ES
		No de Plano	Hoja
			2





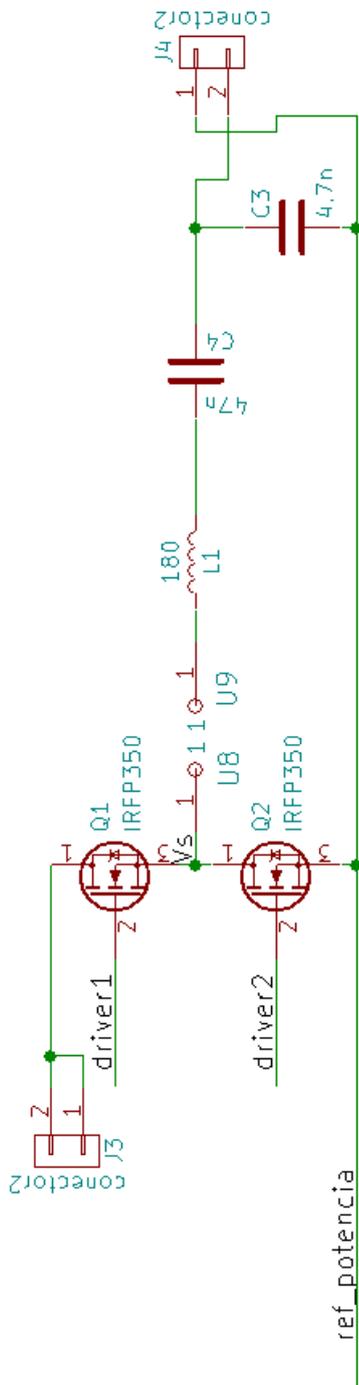
No de Piezas	Marca	Material y Dim.	Observaciones
E.T.S.I. Industriales y T.		Rodrigo Vicario Badía	
		Generación de las tensiones de alimentación continua de baja tensión para la placa de potencia	
Creado por:		Aprobado por: R. Casanueva	
Referencia técnica		Idioma	
Fecha		No de Plano	
		ES	
		Hoja	
		4	

Escala



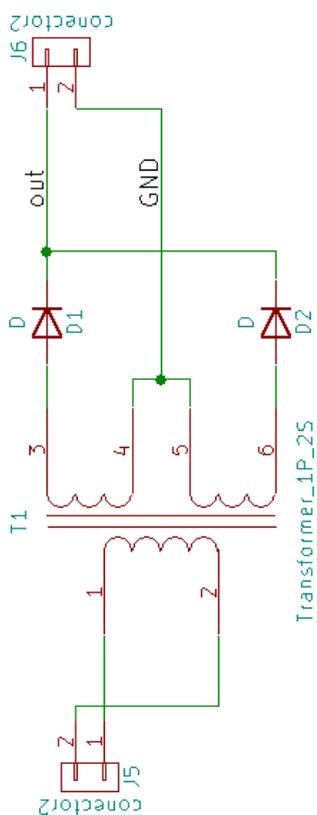
No de Piezas	Marca	Material y Dim.	Observaciones
E.T.S.I. Industriales y T.		Creado por: Rodrigo Vicario Badía	
ETAPA DE ENTRADA AL INVERSOR		Aprobado por: R. Casanueva	Rev.
		Referencia técnica	Idioma
		Fecha	ES
		No de Plano	5
		Hoja	



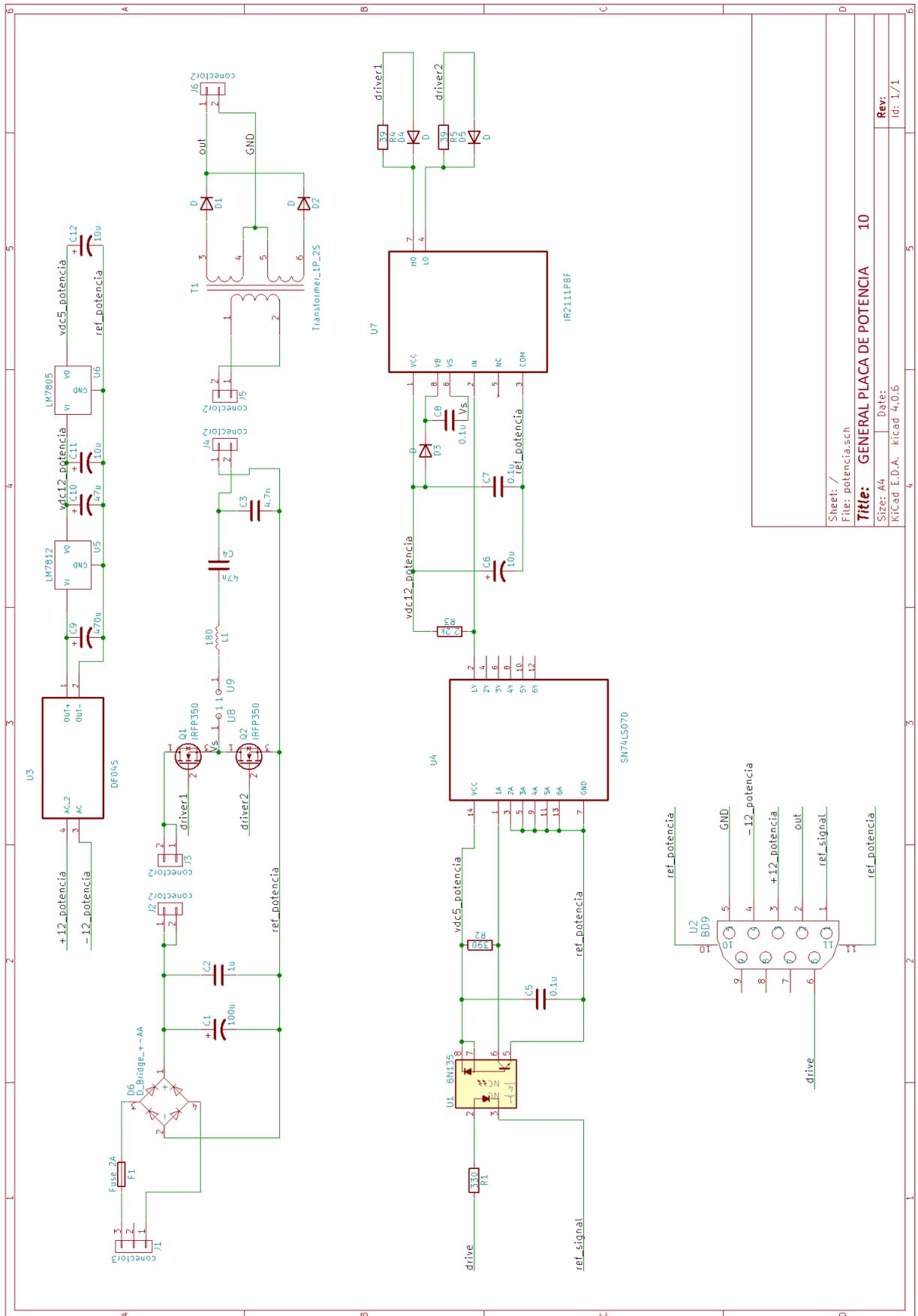


No de Piezas	Marca	Material y Dim.	Observaciones
E.T.S.I. Industriales y T.		Creado por: Rodrigo Vicario Badía	
INVERSOR RESONANTE		Aprobado por: R. Casanueva	Rev.
		Referencia técnica	Idioma
		Fecha	ES
		No de Plano	Hoja
			6

 Escala



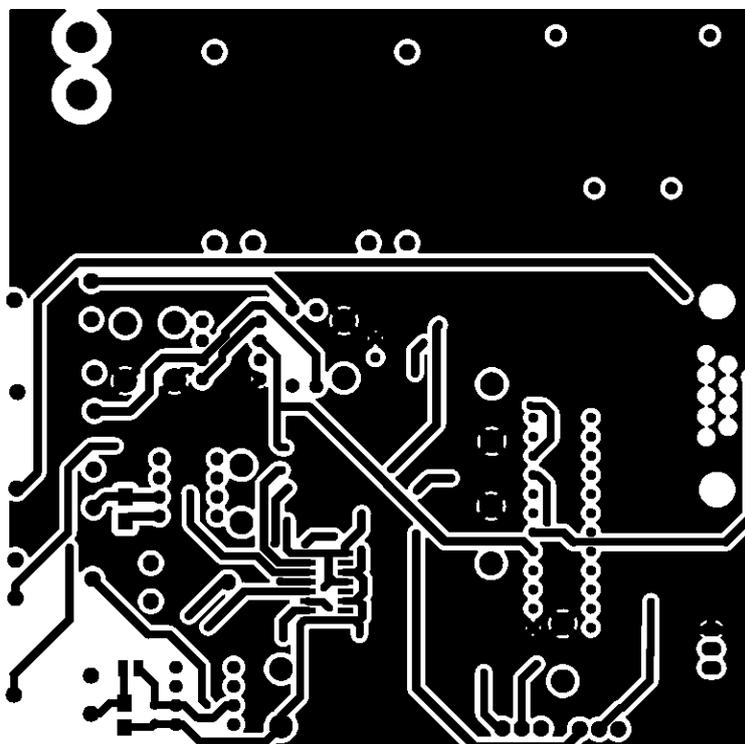
No de Piezas	Marca	Material y Dim.	Observaciones
E.T.S.I. Industriales y T.		Rodrigo Vicario Badía	
ETAPA DE SALIDA		Aprobado por: R. Casanueva	Rev.
		Referencia técnica	Idioma
		Fecha	ES
Escala		No de Plano	Hoja
		8	8



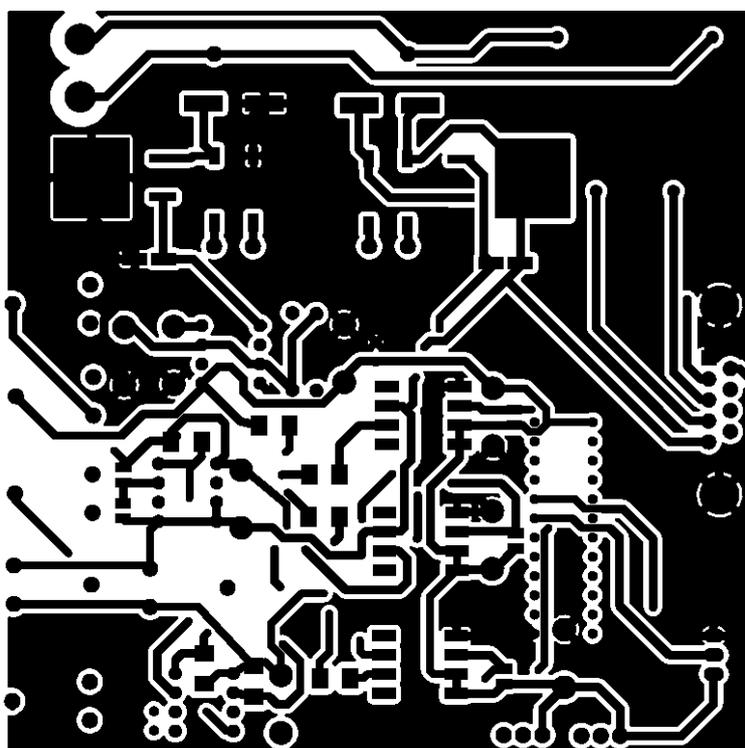
Sheet: /
 File: potencia.sch
Title: GENERAL PLACA DE POTENCIA 10
 Size: A4 Date:
 KICad E.D.A. kicad 4.0.6
Rev:
 Id: 1/1

11. LAYOUT PLACA DE SEÑAL

Top

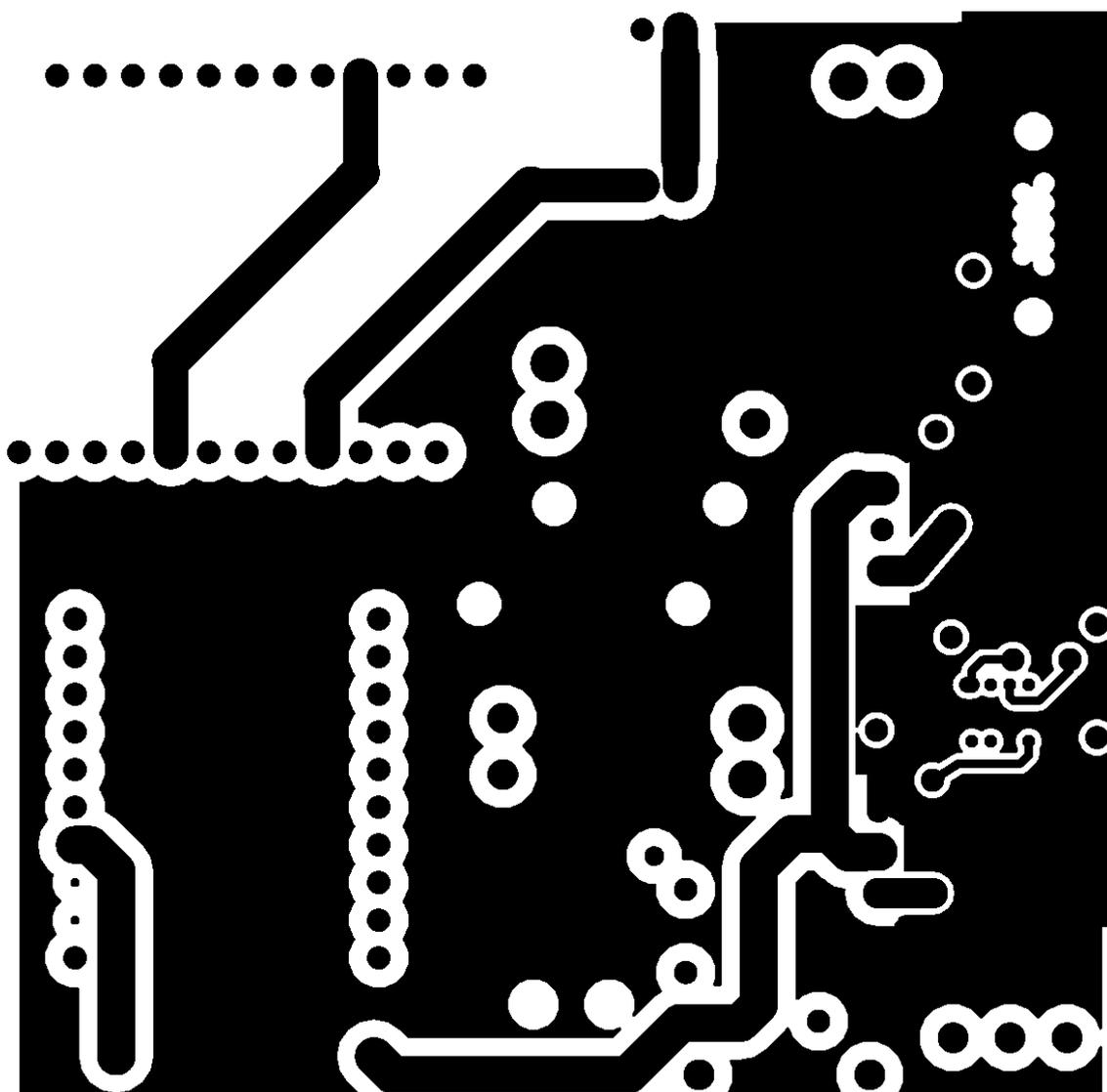


Bottom

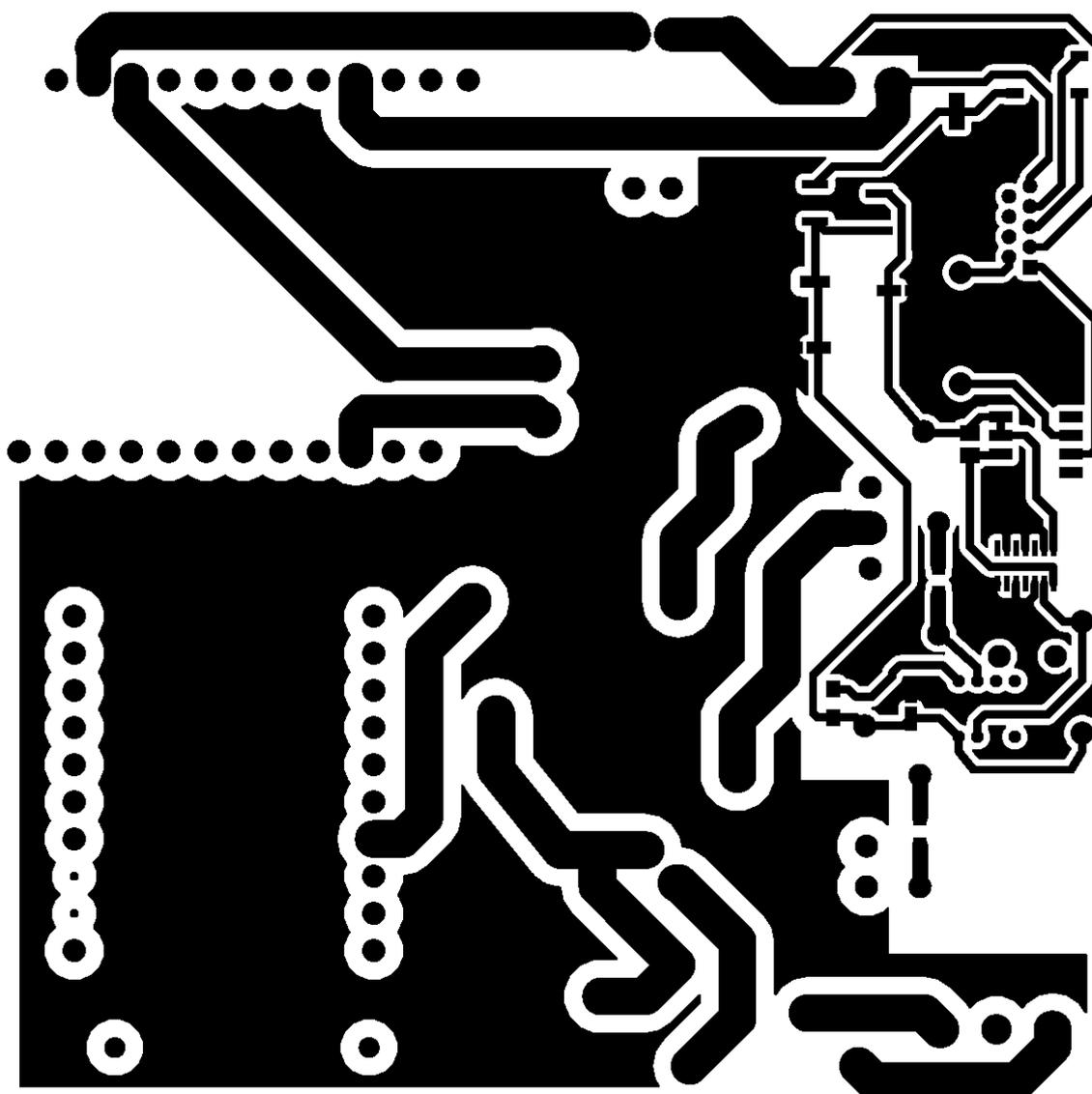


12. LAYOUT PLACA DE POTENCIA

Top



Bottom



IMÁGENES

1. PLACA DE SEÑAL

1.1 TOP

1.2 BOTTOM

2. PLACA DE POTENCIA

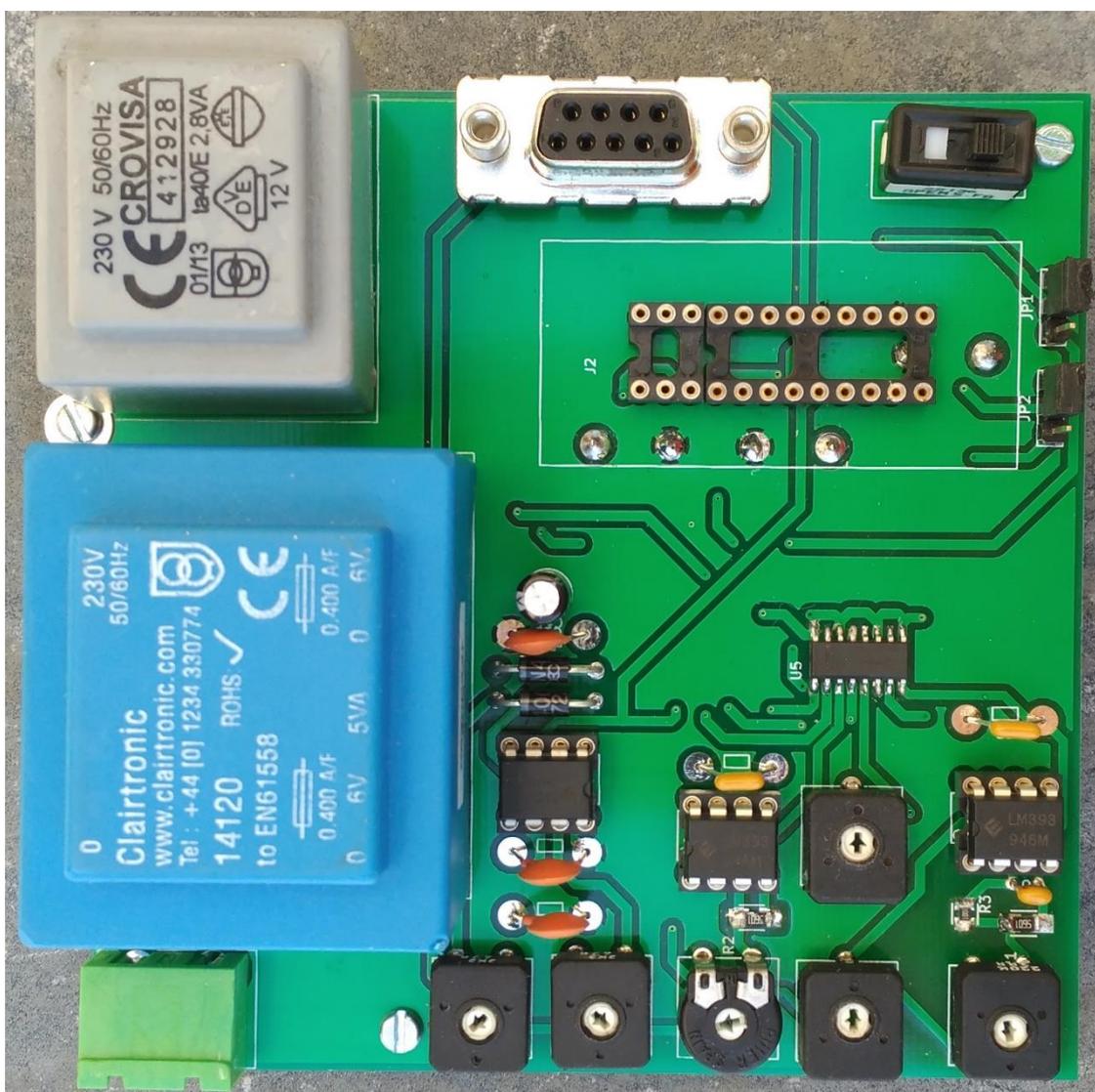
2.1 TOP

2.2 BOTTOM

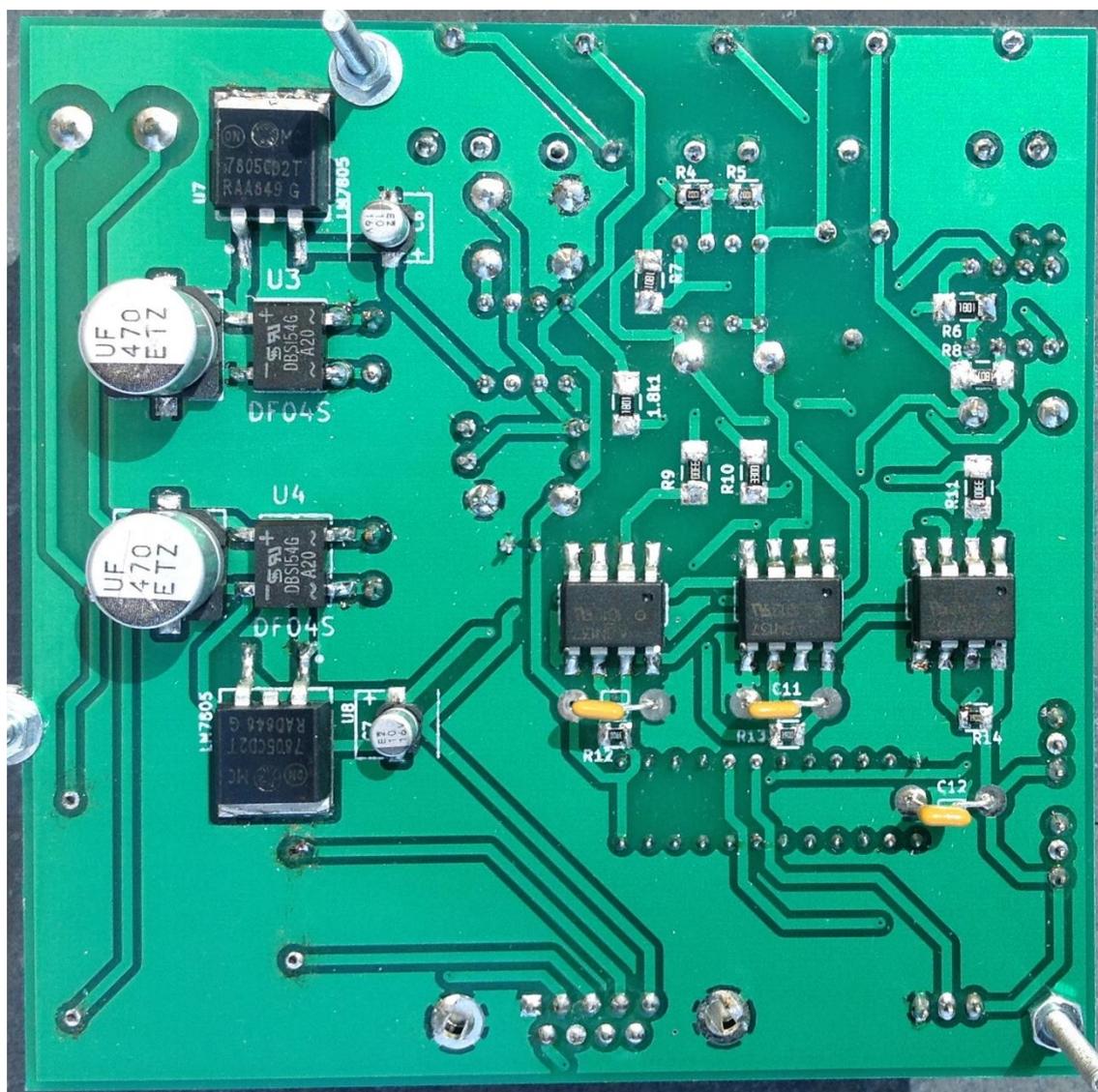
3. MONTAJE LABORATORIO

1. PLACA DE SEÑAL

1.1 TOP

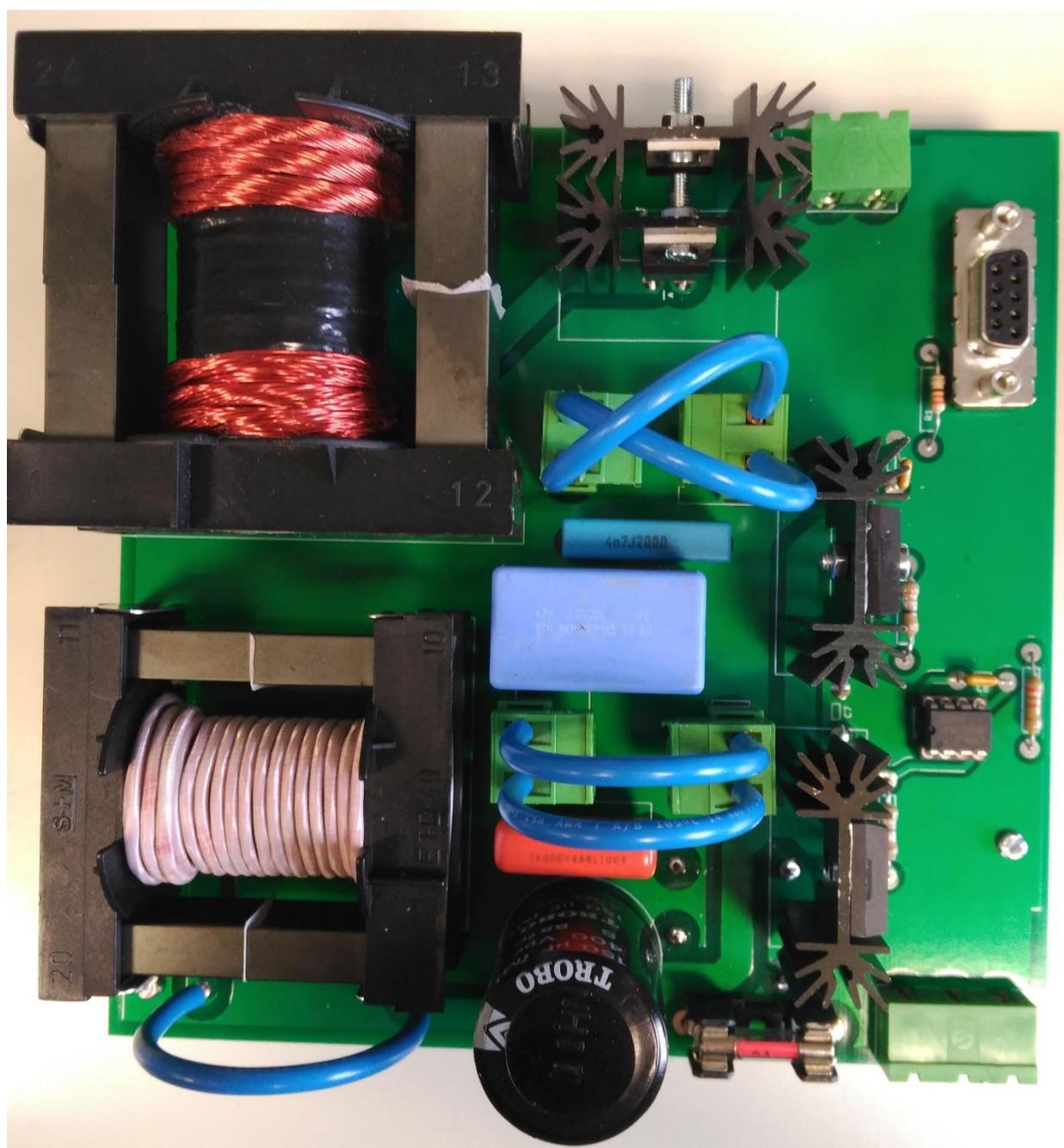


1.2 BOTTOM

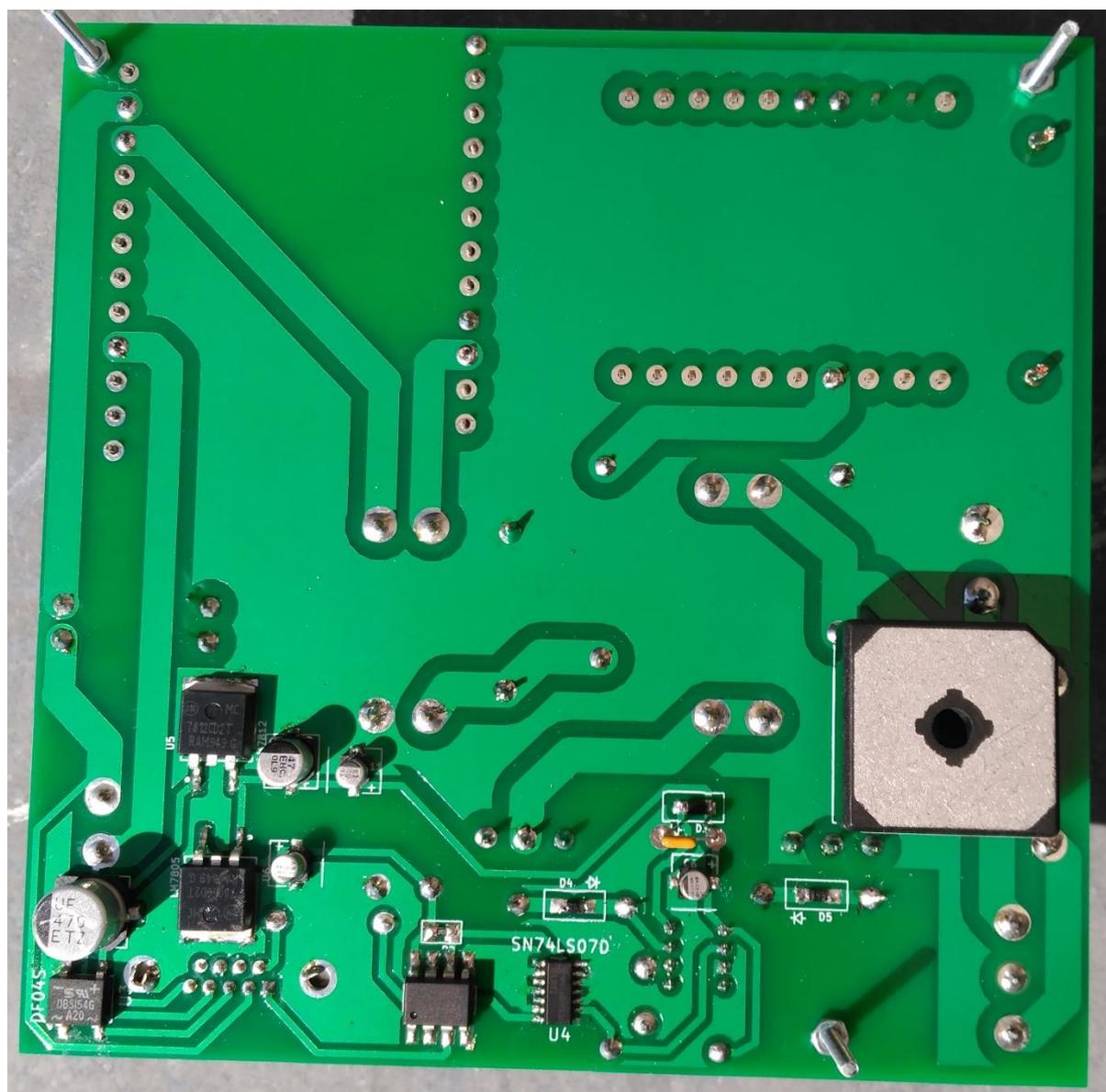


2. PLACA DE POTENCIA

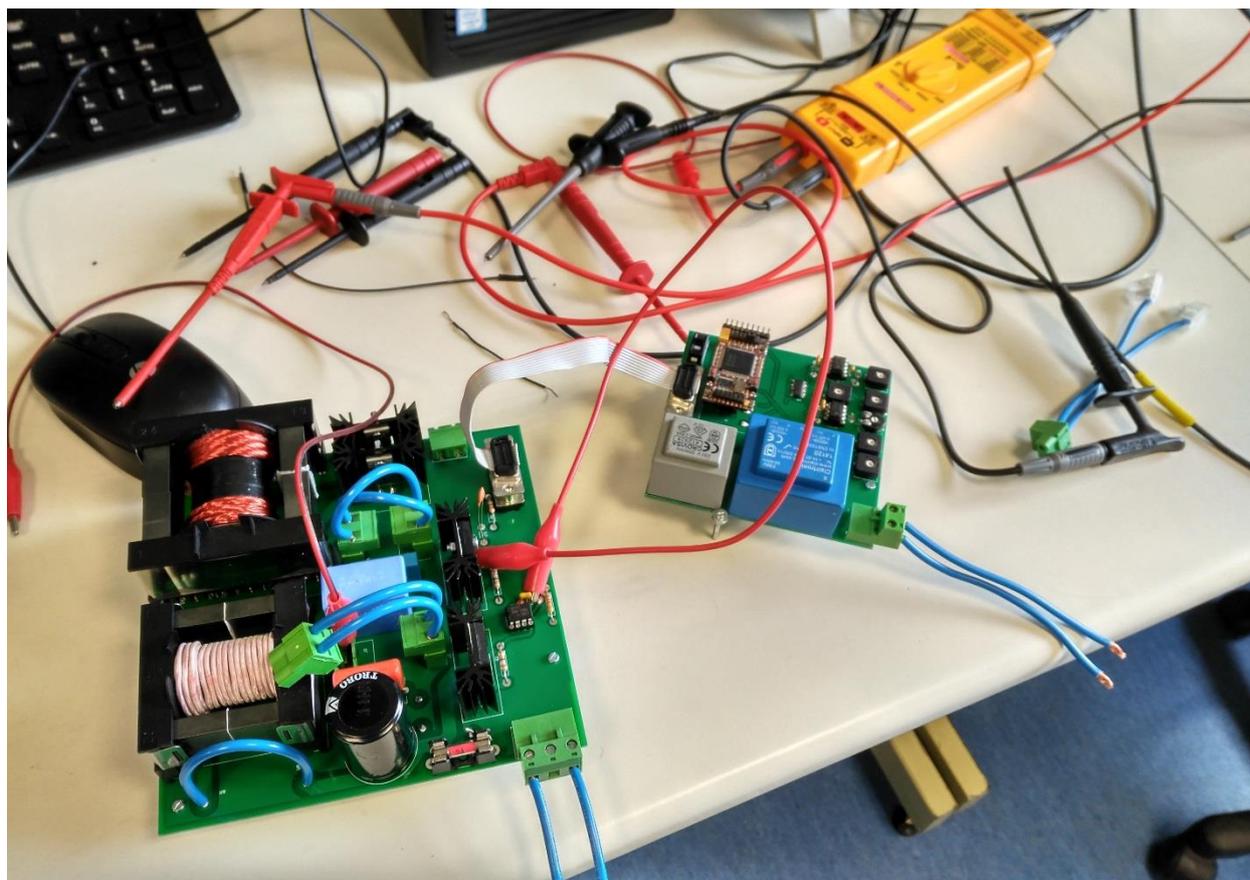
2.1 TOP



2.2 BOTTOM



3. MONTAJE LABORATORIO



PLIEGO DE CONDICIONES

PLIEGO DE CONDICIONES

1 PARÁMETROS Y CONDICIONES DE FUNCIONAMIENTO

2 NORMATIVA Y CONDICIONES LEGALES

3 REVISIÓN DE PRECIOS

1 PARÁMETROS Y CONDICIONES DE FUNCIONAMIENTO

El diseño del prototipo se lleva a cabo para que opere bajo las siguientes condiciones de trabajo:

Tensión de alimentación: 220V 50/60Hz Tensión de red

Intensidad de descarga: ~ 5 A

Tensión nominal de descarga; 25 V

Frecuencia de mecanizado: Ajustable

Ancho de pulso de la frecuencia de mecanizado: Ajustable

Protección contra sobretensión: Ajustable con un máximo de 200V

Frecuencia de conmutación: 185 kHz

Potencia nominal: 125 W

2 NORMATIVA Y CONDICIONES LEGALES

El diseño del sistema debe tener en cuenta la normativa y reglamentos aplicables al campo.

- Norma SN 237 550 Electroerosión. De 1980.
- Norma UNE-EN 1295 Máquinas herramienta. Seguridad en máquinas de electroerosión. 2009.
- Norma europea EN 292 Seguridad de las máquinas. Conceptos básicos, principios generales para el diseño. 1991.
- Prevención de riesgos laborales. Directiva 98/37/CE “Seguridad de máquinas” artículo 118-A.
- Norma SN 237550/1 Electroerosión, definiciones y terminología.
- Norma SN 237550/2. Electroerosión.

3 REVISIÓN DE PRECIOS

Los precios mostrados en el apartado “PRESUPUESTO” están sujetos a cambios en función de la variación de los mismos en el mercado.

Así como la mano de obra es una estimación, y será al final el coste real en horas al precio/hora correspondiente en el momento de la ejecución del proyecto.

PRESUPUESTO

PRESUPUESTO:

Para la realización del presupuesto se han considerado los gastos en materiales y mano de obra necesarias para el desarrollo del proyecto.

Se ha tenido en cuenta el carácter de prototipo por lo que el presupuesto está realizado para una unidad.

1. Componentes

En la siguiente tabla se indican los componentes utilizados, cantidad, precio unitario e importe.

Componente	Valor	cantidad	Precio Unitario	Importe
Resistencia 0,1W smd	5,6K	2	0,037 €	0,074 €
Resistencia 0,1W smd	1k	1	0,037 €	0,037 €
Resistencia 0,1W smd	1,8k	4	0,037 €	0,074 €
Resistencia 0,1W smd	10k	2	0,037 €	0,074 €
Resistencia 0,1W smd	330	5	0,037 €	0,185 €
Resistencia 0,1W smd	390	5	0,037 €	0,185 €
Resistencia 0,1W smd	39	5	0,037 €	0,185 €
Resistencia 0,1W smd	2,2k	2	0,037 €	0,074 €
Condensador 50V smd	220nF	4	0,350 €	1,400 €
Condensador 50V smd	100nF	6	0,043 €	0,258 €
Condensador Electrolítico smd	100uF	1	0,043 €	0,043 €
Condensador Electrolítico smd	1uF	1	0,148 €	0,148 €
Condensador Electrolítico smd	470 uF	3	2,390 €	7,170 €
Condensador Electrolítico smd	10uF	6	0,250 €	1,500 €
Condensador Electrolítico smd	47uF	1	0,390 €	0,390 €
Condensador MKV 2000V	4,7 nF	1	0,790 €	0,790 €
Condensador MKV 2000V	47 nF	1	2,640 €	2,640 €
Condensador 50V axial	100nF	5	0,129 €	0,645 €
Condensador Electrolítico 400V	100uF	1	4,540 €	4,540 €
Condensador MKV 400V	1uF	1	1,130 €	1,130 €
Potenciómetro Ajustable	47k	2	0,350 €	0,700 €
Potenciómetro Ajustable	470k	1	0,350 €	0,350 €
Potenciómetro Ajustable	220k	1	0,350 €	0,350 €
Potenciómetro Ajustable	2,2k	2	0,350 €	0,700 €
Interruptor SPDT	-	1	1,200 €	1,200 €

FPGA UM_XC3S200	-	1	24,570 €	24,570 €
Zócalo	-	1	1,100 €	1,100 €
Puente de diodos DBS154G	1,5 A,400V	3	0,138 €	0,414 €
Diodo 1N4007 1 A	1A 1000V	2	0,099 €	0,198 €
Diodo Shottky	1A, 25V	6	0,310 €	1,860 €
ES1JL ultrarápido	1A, 600V	2	0,220 €	0,440 €
Conector DB9	-	2	4,600 €	9,200 €
Conector 2 pines		8	1,370 €	10,960 €
Conector 3 pines		1	1,400 €	1,400 €
Regulador lineal mc7805	5 V, 1 A	3	0,630 €	1,890 €
Regulador lineal mc7812	12V, 1 A	1	0,810 €	0,810 €
Comparador dual LM393D	-	2	0,590 €	1,180 €
Optoacoplador 6n137	-	2	1,360 €	2,720 €
Timer NE555D		1	0,350 €	0,350 €
“Level shifther” MC14504BD		1	1,100 €	1,100 €
Transformador 2 salidas	6V 5VA	1	7,790 €	7,790 €
Transformador 1 salida	12V 2,4VA	1	8,160 €	8,160 €
Puente de diodos KBPC806	8A, 600V	1	4,830 €	4,830 €
Driver IR2111 half bridge	-	2	1,780 €	3,560 €
“Level shifter” SN74LS07		1	0,890 €	0,890 €
MOSFET IRF350		2	5,210 €	10,420 €
Disipador		4	1,690 €	6,760 €
Fusible 5 x 20 mm	2A	1	0,660 €	0,660 €
Porta fusible 5 x 20 mm		1	0,187 €	0,187 €
Núcleo ETD 59		1	11,210 €	11,210 €
Núcleo ETD 49		1	7,450 €	7,450 €
Placa PCB señal Doble cara		1	24,500 €	24,500 €
Placa PCB potencia Doble cara		1	60,140 €	60,140 €
Cable aislado PVC Cobre Templado	0,5m	1	0,500 €	0,500 €
Zócalos		4	0,600 €	2,400 €
Jumper		3	0,347 €	1,041 €
			TOTAL:	233,532 €

2. Equipos con amortización

Se muestran los equipos utilizados y su coste de amortización, de modo que se pueda calcular cuál ha sido el coste de su uso durante el período de realización del proyecto.

Equipo	Coste	Años de amortización	Tiempo de uso (en años)	Coste de uso
Ordenador	925 €	5	0,5	93 €
Osciloscopio TDS754SD10	5.050 €	12	0,1	42 €
Licencia de Orcad 16.6	8.027,41 €	4	0,5	1.003 €

3. Personal

En la siguiente tabla se especifican los costes de mano de obra directa

Puesto	Salario	Tiempo trabajado	Honorarios
Investigador técnico de la Universidad de Cantabria	1640€/mes	6 meses	9.840 €
Soldador electrónico	20€/hora	7 horas	140 €

4. Cuadro de costes del puesto de trabajo

Laboratorio de electrónica de potencia de la UC	Costes de electricidad	Costes de utilización	Tiempo de uso	Totales
Laboratorio	75€/mes	150€/mes	6 meses	1.350 €

Costes de electricidad estimados en base a iluminación y consumo de equipos.

Costes de utilización estimados en base al coste de alquileres de oficina y espacio utilizado.

5. Presupuesto total

La suma de los costes anteriores añadiendo el iva se ve reflejado en la siguiente tabla:

Tipo de coste	Cantidad
Coste de componentes	233,35 €
Coste de amortización por uso	1.138,00 €
Coste de personal	9.980,00 €
Coste del puesto de trabajo	1.350,00 €
Total (sin IVA)	12.701,35 €
Total (con IVA 21%)	15.368,64 €

El coste final de desarrollo del prototipo y Ejecución Material asciende a la cantidad de **15.368,64 € (QUINCE MIL TRESCIENTOS SESENTA Y OCHO EUROS CON SESENTA Y CUATRO CÉNTIMOS)**

Santander, 05 de Mayo de 2018

Fdo.: Rodrigo Vicario Badía

Bibliografía

- [1] R. Casanueva "Generación y control de descargas en procesos de electroerosión utilizando convertidores resonantes". Universidad de Cantabria. 2004.
- [2] A. Alonso Estébanez, "Diseño De Un Prototipo De Inversor Resonante LCpCs Para Un Proceso De Electroerosión Por Penetración", PFC, Universidad de Cantabria, 2005.
- [3] R. Casanueva, F.J. Azcondo, C. Brañas, "A new bipolar power supply for spark erosion based on a series-parallel resonant inverter," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008*, pp. 1904-1909.
- [4] R. Casanueva, F. Azcondo, S. Bracho, "Series parallel resonant converter for an EDM power supply", *Journal of Materials Processing Technology*, vol. 149, pp.172-177, June 2004.
- [5] R. Casanueva, H.P. Schulze, F.J. Azcondo, M. Leone, "Fuentes de alimentación de electroerosión: aplicaciones y propuestas". *2nd Manufacturing Engineering Society International Conference MESIC- CISIF'07*, Madrid, España. 2007-07.
- [6] Lazarenko, B.R. Lazarenko, N.I. Patente GB637793, 1950.
- [7] Tipos de mecanizado por electroerosión, [Online]. (2014). Disponible. <http://www.demaquinasyherramientas.com/mecanizado/tipos-de-mecanizado-por-electroerosion>
- [8] Escuela Superior de Ingenieros, Universidad de Navarra. Introducción a la electroerosión. [Online]. (Octubre/2011), pp. 68. Disponible <http://www.tecnun.es/asignaturas/labfabricacion/LCSF/pdfs/Electroerosion.pdf>
- [9] María del Mar Espinosa, "La electroerosión un tutorial", Escuela técnica superior de ingenieros industriales-UNED 15/04/2002.

- [10] ETI Tudela. Introducción a la electroerosión. [Online]. (Octubre/2011), pp. 116. Disponible.
<http://www.etitudela.com/profesores/jfcm/mipagina/downloads/electroerosiononamio.pdf>
- [11] Brian Pflunger, "Selecting the appropriate EDM technology for hole-drilling applications", Makino, Inc. 2014.
- [12] Canadian industrial metalworking "Small-hole EDM". Marzo 2010. Disponible.
<https://www.canadianmetalworking.com/article/metalworking/small-hole-edm>.
- [13] "Small Hole Drilling Applications". The authority on Small Hole Drilling Electrodes. Holepop. [online] Disponible. <http://www.holepop.com/edm-electrode-tubing/small-hole-drilling-applications/>
- [14] "The pulses of the EDM and the fluid dielectric", [Online]. (15/03/2003). Disponible.
<https://www.interempresas.net/Medicion/Articulos/12322-Los-pulsos-de-la-electroerosion-y-el-fluido-dielectrico.html>
- [15] Daniel Martinez Kraemer, "Procesos de arranque de viruta y no convencionales que se aplican en la industria metalmecánica" INTI-Mecánica, Noviembre 2018. Disponible.
https://www.researchgate.net/publication/304778226_Procesos_de_arranque_de_viruta_y_no_convencionales_que_se_aplican_en_la_industria_metalmecanica
- [16] ETI Tudela. "Máquinas y generadores". [Online]. (Octubre/2011). Disponible:
<http://www.etitudela.com/profesores/jfcm/edm/Cap2.htm>
- [17] Eckart Uhlmann. "Comparative analysis of dry-EDM and Conventional EDM for the Manufacturing of Micro Holes in Si₃N₄-TiN". *18th CIRP Conference on Electro Physical and Chemical Machining (ISEM XVIII)*. 2016.

- [18] P.M. George. "EDM machining of carbón-carbon composite a Taguchi approach" *Journal of Materials Processing Technology* 145. Enero 2014.
- [19] S. Plaza, E. Pérez, "High-Aspect Ratio Microhole EDM-Drilling in aeronautical Alloys" *5th Manufacturing Engineering Society International Conference*. Junio 2013.
- [20] Reliable EDM "Complete EDM Handbook", Tema 14 "Small hole EDM drilling" [Online].
Disponible.
http://www.reliableedm.com/Complete%20EDM%20Handbook/Complete%20EDM%20Handbook_14.pdf
- [21] Znidarsic M., Juncar M. "Deep small hole drilling with EDM", *4th Advanced Manufacturing Systems and Technology*. 1996. Disponible. <http://lab.fs.uni-lj.si/lat/uploads/edm/bibJoze/deep.pdf>
- [22] M. Ángel Pita Fernández "Familias lógicas" [Online]. Disponible.
<http://www.monografias.com/trabajos45/familias-logicas-electronica/familias-logicas-electronica2.shtml>
- [23] Manual de usuario "FPGA GOP_XC3S20 XILINX Spartan-3" Disponible.
https://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds099.pdf
- [24] J. Baizán, "Fuente de alimentación bipolar para aplicaciones de electroerosión", TFG, Universidad de Cantabria. Diciembre 2011
- [25] Datasheet Núcleo ETD49. Fabricante TDK. Disponible.
https://en.tdk.eu/inf/80/db/fer/etd_49_25_16.pdf