

UNIVERSIDAD DE ZARAGOZA

**Diseño, construcción y ensayos del
circuito excitador de una bobina de tesla
de estado sólido (SSTC)**

Damián Zuriaga Miguel

Director y codirector
Francisco Perez Cebolla y Jesus Letosa Fleta

Escuela de Ingeniería y Arquitectura

21 de septiembre de 2018

DECLARACIÓN DE
AUTORÍA Y ORIGINALIDAD

(Este documento debe acompañar al Trabajo Fin de Grado (TFG)/Trabajo Fin de Máster (TFM) cuando sea depositado para su evaluación).

D./D^a. Damián Zuriaga Miguel

con nº de DNI 18455361T en aplicación de lo dispuesto en el art.

14 (Derechos de autor) del Acuerdo de 11 de septiembre de 2014, del Consejo de Gobierno, por el que se aprueba el Reglamento de los TFG y TFM de la Universidad de Zaragoza,

Declaro que el presente Trabajo de Fin de (Grado/Máster) Ingeniería Eléctrica, (Título del Trabajo) Diseño, construcción y ensayos del circuito excitador de una bobina de tesla de estado sólido (SSTC)

es de mi autoría y es original, no habiéndose utilizado fuente sin ser citada debidamente.

Zaragoza, a 20 de Septiembre de 2018

Fdo: 

FIGURA 1: Declaración de autoría

UNIVERSIDAD DE ZARAGOZA

Resumen

Escuela de Ingeniera y Arquitectura

Hecho por

Damián Zuriaga Miguel

En este trabajo se compara el modelo de cálculo utilizado hasta ahora con un equivalente matemático al realizado durante el proyecto mediante un simulador de circuitos (PSpice). Se simula el comportamiento de una bobina de Tesla excitada mediante un circuito inversor de onda cuadrada con puente en H. Se diseña y construye una PCB para utilizarla como banco de ensayos y se realizan medidas experimentales en el laboratorio.

Agradecimientos

A mi abuela Lucía, porque sin ella no hubiera sido capaz de sacarme la carrera.

A Carlos Millán por su implicación en el proyecto.

A todos los profesores que se dedican a enseñar y no a dar clase. En especial a mis directores del proyecto, por la ayuda y el apoyo que me han prestado durante su realización.

Índice general

Resumen	I
Agradecimientos	III
1. Estado de la técnica y principio de funcionamiento	3
1.1. Circuito de la bobina de Tesla	5
1.2. Comparativa con el modelo matemático	6
2. Simulación de la bobina en FEMM	9
2.1. El código	10
3. Circuitos y simulaciones	12
3.1. Simulación	12
3.1.1. Resultados	14
3.1.2. Dimensionamiento de componentes	15
3.2. El circuito	17
3.2.1. Componentes	17
3.2.2. Placa de circuito impreso	19
4. Ensayos	22
4.1. Relación tensión-corriente a las frecuencias de resonancia	23
4.2. Ensayos de ruptura dieléctrica a 133 kHz	24
4.3. Comprobación de la frecuencia de mínima corriente	25
5. Conclusiones	27
A. Cálculos	28
A.1. Cálculos capítulo 1	28
A.2. Cálculos de la red snubber	28
A.3. Cálculos para los disipadores	29
A.4. Cálculos de capacidad parásita	29
A.5. Cálculos capítulo 4	29
B. Código para el cálculo de la capacidad	31

C. Siguiete versión del circuito	34
D. Lineas futuras	36
Bibliografía	38

Introducción

Nikola Tesla fue un gran inventor, al que se le podría adjudicar el título de padre de la corriente alterna, en la cual a día de hoy se basa nuestro acelerado estilo de vida. Sus patentes van desde cosas tan variopintas como fuentes de agua ornamentales a utilidades más prácticas como son los alternadores. Sin embargo este proyecto se ha centrado en una de sus invenciones más populares, conocida comúnmente como “La bobina de Tesla”.

Tesla concibió ésta máquina en un principio como “un aparato para producir corrientes eléctricas de alta frecuencia y elevado potencial” tal como consta en la primera patente (US No 568176) que hace mención a ésta máquina en septiembre de 1896 [1].

Esta idea fue evolucionando hasta que publicó su patente (US No 1119732) a la que hace referencia como “un aparato para transmitir energía eléctrica de forma inalámbrica” en diciembre de 1914 [1]. Todo apuntaba a que iba a ser la manera de transmitir energía inalámbrica a grandes distancias, pero poco a poco fue quedando en el olvido y pasó a ser más una curiosidad en el ámbito del entretenimiento o para algunos, fuente de teorías de la conspiración.

Actualmente podría decirse que estamos al nivel de Tesla en 1896, ya que se utiliza ésta invención básicamente como “un aparato para producir corrientes eléctricas de alta frecuencia y elevado potencial”. Algunos han ido un algo más lejos y han implementado la “magia” de la era electrónica, consiguiendo producir música con ésta máquina. De ahora en adelante se hará referencia a la máquina como se conoce comúnmente: bobina de Tesla.

El objetivo principal de este proyecto es hacer funcionar una bobina de Tesla disponible en el departamento de ingeniería eléctrica, cuyo circuito de disparo se había estropeado, diseñando un nuevo circuito de excitación para la máquina. Otro objetivo es comprobar mediante un software de elementos finitos la capacidad que presenta la bobina del secundario, por el hecho de ser un conductor aislado. También se obtienen conclusiones del comportamiento de la bobina una vez se establece el arco. Este proyecto no contempla como objetivo desarrollar todos los cálculos y la explicación teórica, ya que esto se ha

hecho anteriormente en [2]. Los temas citados anteriormente se detallan en los siguientes capítulos.

Los objetivos de este proyecto, organizados por capítulos, son los siguientes: Capítulo 1: se menciona el principio de funcionamiento, se simula el circuito de la bobina de Tesla y se compara con otros modelos. En el capítulo 2 se realiza la simulación de la bobina del circuito secundario en FEMM. En el capítulo 3 se simula el circuito excitador junto con la bobina y se realiza un cálculo de los componentes para la PCB. En el capítulo 4 se comentan los ensayos realizados en el laboratorio y se muestran los resultados. Por último se presentan las conclusiones de este trabajo. Se ha dejado constancia de todos los cálculos en el apéndice A, *Cálculos*. También se han añadido tres apéndices más. Uno con el código utilizado para la simulación en FEMM, otro donde se presenta la siguiente versión de la PCB y el último donde se presentan algunas ideas, por si alguien quiere continuar el trabajo, en *Líneas futuras*.

Capítulo 1

Estado de la técnica y principio de funcionamiento

La bobina de Tesla es un nombre bonito que se le ha dado a un transformador doblemente resonante, que es esencialmente como se comporta. La máquina consiste en un circuito primario y uno secundario, como un transformador, solo que estos circuitos están contruidos para trabajar a su frecuencia de resonancia, y diseñados para que tanto la frecuencia de resonancia del primario como la del secundario coincidan.

La idea original de Tesla: tal como se puede observar en la Figura 1.1, mediante un transformador de alta tensión se alimenta el circuito primario, conforme se carga el condensador, la tensión va aumentando hasta que llega al punto de ruptura dieléctrica entre terminales del explosor y salta el arco, produciendo un cortocircuito que conecta el condensador y la bobina, descargando el condensador primario y entrando en resonancia. En el diseño ya se ha buscado que esta frecuencia coincida con la de resonancia del secundario y de este modo se obtienen tan elevadas tensiones. La ventaja de esto es que se ha conseguido generar, a partir de una fuente de baja frecuencia, por ejemplo, 50 Hz de la red, la frecuencia deseada, generalmente del orden de los cientos de kHz.

Afortunadamente, desde la época de Tesla, la técnica ha ido avanzando y gracias a la electrónica de potencia actual, se puede construir un generador de alta frecuencia, dejando de lado el explosor y el transformador de alta tensión en el lado del primario, consiguiendo exactamente el mismo resultado. En este proyecto el problema se ha abordado de esta última manera.

Lamentablemente, la idea de Tesla de construir una máquina para la transmisión de energía de manera inalámbrica, nunca se llevó a cabo y actualmente todas las bobinas de Tesla que se construyen tienen un fin o didáctico o bien destinadas a espectáculos.

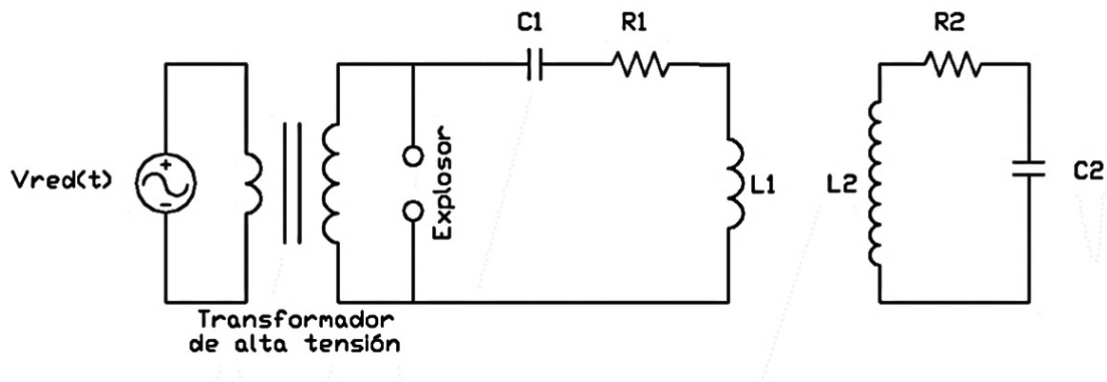


FIGURA 1.1: Circuito equivalente de una bobina de Tesla clásica

Lo más interesante que se ha llegado a hacer con ellas es modular las descargas para producir notas musicales, una de las maneras de hacerlo se propone en este proyecto y queda plasmada en el apéndice *Líneas futuras*.

En [2] y [3] se analiza el problema mediante el circuito de la figura 1.2(b) obviando las resistencias para simplificar el problema, ya que el método que utilizan es obtener las ecuaciones diferenciales del sistema. Transforman dichas ecuaciones al dominio de laplace, entonces hacen el circuito equivalente en pi y realizan el cálculo matemático para obtener las frecuencias de resonancia, y con ello las componentes de tensión y corriente. Una de las conclusiones de estos trabajos que mayor relevancia ha tenido a la hora de afrontar, tanto el estudio del comportamiento de la bobina, como en el laboratorio a la hora de realizar los ensayos, es que existen dos frecuencias de resonancia distintas, por el hecho de estar acoplados primario y secundario.

Las maneras de resolver el circuito son varias, como se desprende del párrafo anterior, se puede hacer de manera analítica resolviendo su equivalente matemático. También puede hacerse de una manera más amateur, mediante simuladores online que te “diseñan” la bobina y sus componentes, como se puede ver en [4]. O se puede calcular numéricamente mediante matlab u otro programa similar, este último es el método que se ha empleado en este proyecto, utilizando como software de simulación PSpice[5], ya que permite trabajar con un circuito de parámetros concentrados, cuya simulación atiende al comportamiento físico de sus elementos.

Las ventajas de utilizar Pspice son varias: permite modelar todo el sistema sin simplificaciones, pudiendo incluir también un modelo más completo de los transistores. La principal diferencia con trabajos anteriores es que se pueden modelar los dispositivos de forma más cercana a la realidad, puesto que en el modelo matemático se acaban resolviendo unas ecuaciones diferenciales con algunas simplificaciones. Además, permite, de manera muy sencilla, obtener tensiones y corrientes en todos los dispositivos del circuito.

1.1. Circuito de la bobina de Tesla

Ya se ha hecho referencia al circuito de la bobina de Tesla clásica en la figura 1.1, sin embargo en este proyecto se prescinde del explosor y del transformador de alta tensión, quedando el circuito equivalente expuesto en la figura 1.2(a). Todo esto es beneficioso ya que se eliminan elementos a la hora de realizar cualquier simulación, estimación o diseño del conjunto.

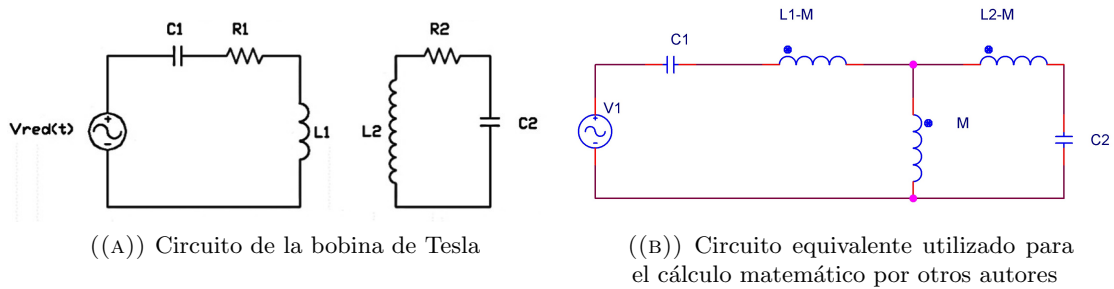


FIGURA 1.2: Posibles circuitos a emplear

Merece la pena hacer mención a las ecuaciones de la bobina ya que son fundamentales a la hora de realizar cualquier simulación o estimación. 1.1 es la piedra angular en el diseño de la bobina y del circuito, ésta relaciona la frecuencia de resonancia con todos los parámetros constructivos.

$$f_{resonancia} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.1)$$

Para maximizar la tensión de salida, ambos circuitos deben tener la misma frecuencia de resonancia, por tanto se impone la condición marcada en 1.2

$$f_{res_{primario}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} = f_{res_{secundario}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}} \quad (1.2)$$

De aquí se extrae 1.3 que es donde se relacionan directamente los componentes del circuito primario y secundario

$$L_1 \cdot C_1 = L_2 \cdot C_2 \quad (1.3)$$

Al establecer la igualdad en 1.2, y excitar el circuito con la frecuencia de resonancia, se esperaría que entrara en resonancia, sin embargo, como ya se ha mencionado anteriormente, al tener dos bobinas acopladas, las frecuencias de resonancia del circuito acoplado van a ser distintas de las calculadas anteriormente. Si bien es cierto que por

separado sus frecuencias son las citadas en 1.1, cuando se excita el circuito acoplado se comporta de una manera distinta, presentando dos frecuencias de resonancia distintas: 1.4 y 1.5 [2].

$$\omega_{acoplado_1} = \frac{\omega_1}{\sqrt{1+k}} \tag{1.4}$$

$$\omega_{acoplado_2} = \frac{\omega_1}{\sqrt{1-k}} \tag{1.5}$$

Siendo $\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot f_{resonancia}$

1.2. Comparativa con el modelo matemático

Para poder comparar los resultados de las simulaciones en Scilab obtenidos en [2] y los obtenidos en este proyecto con Pspice, se muestran los resultados de tensión en el condensador del circuito primario y del secundario en la figura 1.4 y 1.5 respectivamente. Para ambas simulaciones se han utilizado los mismos valores (tabla 1.1) e intervalos temporales a una frecuencia de 122.5 kHz. Sería en caso de que se sometiera el circuito de la bobina a una tensión senoidal pura de 300 V de amplitu. El circuito utilizado para esta simulación se muestra en la figura 1.3, es la implementación del circuito de la figura 1.2(a) en Pspice.

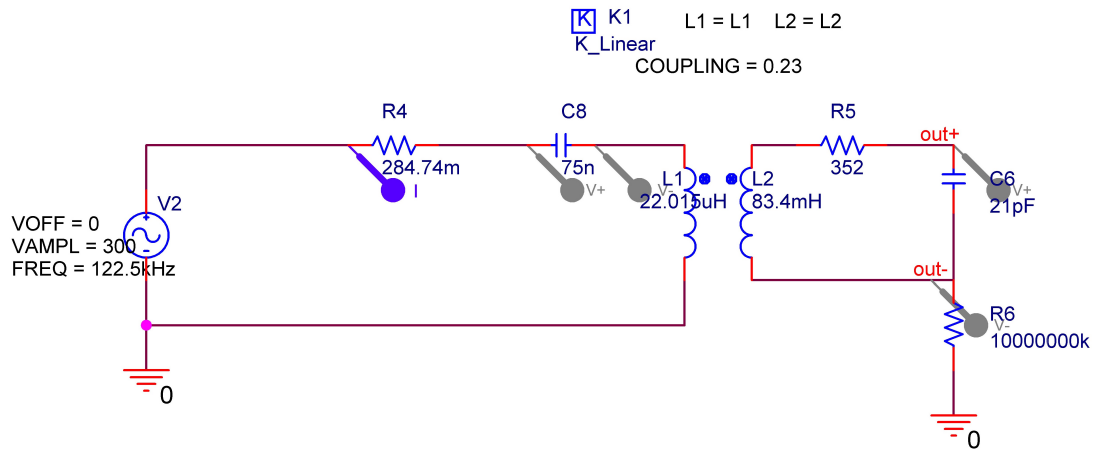


FIGURA 1.3: Circuito empleado en la primera simulación

V_{inv}	R_1	L_1	C_1	R_2	L_2	C_2	M	k
300 V	284.74 mΩ	22.015 μH	75 nF	352 Ω	83.4 mH	21 pF	0.32 mH	0.23

TABLA 1.1: Parámetros utilizados en ambas simulaciones

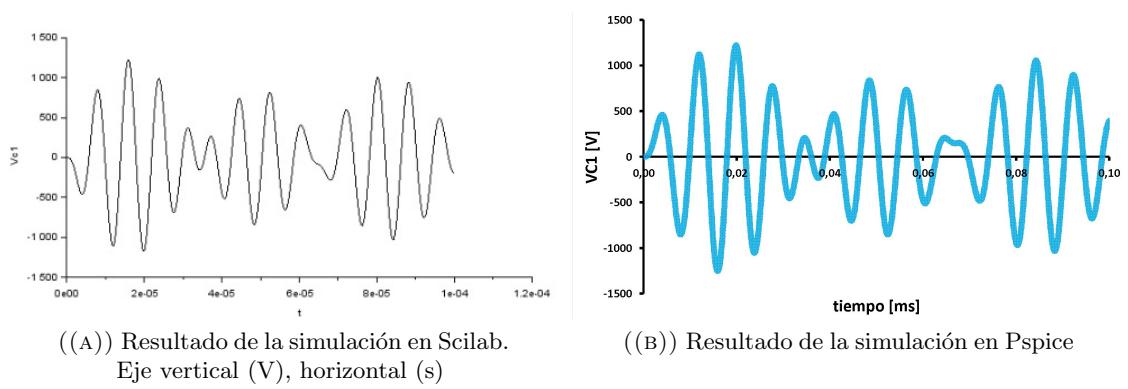


FIGURA 1.4: Tensión del condensador del circuito primario para $V_d = 300 V$

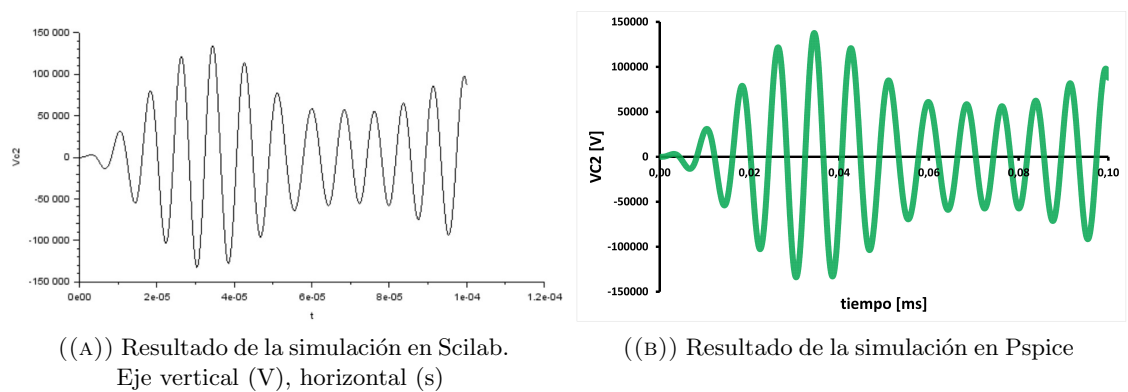


FIGURA 1.5: Tensión del condensador del circuito secundario para $V_d = 300 V$

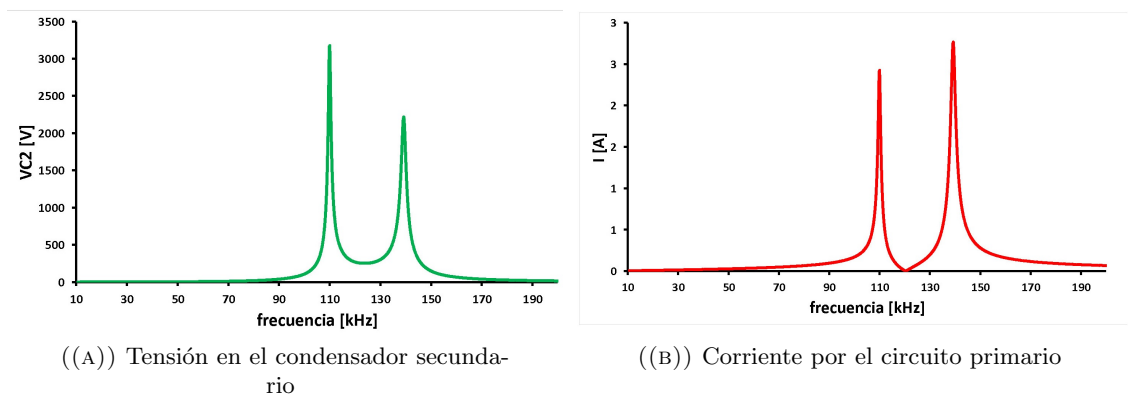


FIGURA 1.6: Barrido de frecuencias con excitación de 1 V

Como se puede observar en las figuras, los resultados son idénticos, lo que significa que tanto el modelo en Pspice 1.2(a) como el de Scilab 1.2(b) resultan válidos para determinar el comportamiento del sistema. Partiendo de aquí, se obtienen unos resultados muy interesantes al realizar un barrido de frecuencias con una excitación senoidal de 1 V de valor de pico. En la figura 1.6(a) se pueden observar dos máximos en tensión a las frecuencias de $f_{acoplado_1} = 110,01 kHz$ y $f_{acoplado_2} = 139,23 kHz$, estos valores tienen

un error menor del 1% respecto a los valores teóricos. Además se observa un mínimo de tensión a $f_{exc} = 123,68 \text{ kHz}$. En la figura 1.6(b) se observan también los mismos máximos de esas frecuencias, desplazados mínimamente, pero el mínimo se encuentra en $f_{exc} = 120,24 \text{ kHz}$. Además de verificar la similitud de ambos modelos, lo cual resulta muy interesante, dado que en el modelo teórico se obviaron las resistencias, Se puede extraer como conclusión que la simulación del sistema permite elegir la frecuencia de excitación, de tal manera que minimice la corriente necesaria para producir el incremento deseado de tensión en el condensador.

Capítulo 2

Simulación de la bobina en FEMM

Anteriormente, ya se ha visto en el circuito de la figura 1.1 que todos los elementos del mismo corresponden a elementos reales físicos. En este proyecto se emplean las fórmulas utilizadas hasta ahora, y se proponen mejoras.

Generalmente, para estimar la capacidad parásita que presenta una bobina se utiliza la fórmula empírica de Medhurst 2.1 [6], [7], que data de 1947. Resulta válida para bobinados de una sola capa.

$$C_{L_2} = K \cdot D \quad [pF] \quad (2.1)$$

Donde:

$$K = 0,1126 \cdot \frac{H}{D} + 0,08 + \frac{0,27}{\sqrt{\frac{H}{D}}} \quad (2.2)$$

Siendo:

H : altura de la bobina secundaria [cm]

D : diámetro de la bobina secundaria [cm]

La bobina bajo estudio tiene unas dimensiones de $H = 43,5 \text{ cm}$ y $D = 11 \text{ cm}$, dando como resultado 2.1 una capacidad de $C_{L_2} = 7,27 \text{ pF}$.

La mejora que se ha intentado aportar, frente al cálculo de la capacidad parásita según 2.1, consiste en su determinación mediante un software de elementos finitos, empleando para ello el software FEMM [8] y programación en Octave [9].

La idea inicial era sencilla, dibujar la bobina espira a espira con cierta separación entre ellas para calcular la carga y la tensión que tenía cada una y con ello su capacidad total, FEMM permite hacer estas simulaciones, el mayor problema que presenta la interfaz de usuario es que se tienen que dibujar manualmente una a una. Afortunadamente se puede programar en un entorno como Matlab u Octave. En este proyecto se ha utilizado el último al ser de código abierto.

Todo esto resultó ser un problema más complicado de lo que inicialmente parecía, ya que, el resultado de simular con un valor de tensión distinto para cada espira, desvelaba una capacidad distinta para cada una, y puesto que no se conoce cómo están interconectadas dichas capacidades, no puede obtenerse una capacidad total. Por tanto, sin un modelo equivalente que se pudiera utilizar, la aproximación que se realizó fue poner a cero el valor de carga de todas las espiras, excepto la espira superior, que se le asigna tensión de 1V. También se añadió un plano de tierra a cero voltios emulando el suelo. De este modo, la simulación se encarga de asignar un valor de tensión a cada espira y un valor de carga a la espira superior, asumiendo que la capacidad de la espira superior es igual a la total.

La simulación da como resultado el que puede verse en la figura 2.1 y como valor de capacidad se obtiene $C_{L_2} = 2,5 pF$, que es muy susceptible de variaciones de altura respecto al plano de tierra. Dado que debe estudiarse con más detalle el modelo, así como las condiciones de la fórmula de Medhurst, se deja para *Líneas futuras*.

2.1. El código

El código puede verse en el *Apéndice C*, se entiende bastante bien por si solo, pero vale la pena comentarlo a rasgos generales. Entre la línea 5 y 11 se definen las características de la bobina a dibujar, cabe resaltar que tal como está el programa, si solamente se modifican las características de la bobina, únicamente valdrá para bobinas puestas verticalmente. Entre las líneas 25 y 34 se modifica un archivo creado anteriormente una vez definidas las condiciones de contorno y los ajustes necesarios para que funcione la simulación. A partir de la línea 36 comienza el código que dibuja la espira en FEMM. La línea 52 define las condiciones de carga en cada conductor. La línea 62 selecciona el punto medio del arco para que no se confunda el programa al asignarle el valor a otro distinto, y la 63 asigna la propiedad al conductor del arco seleccionado.

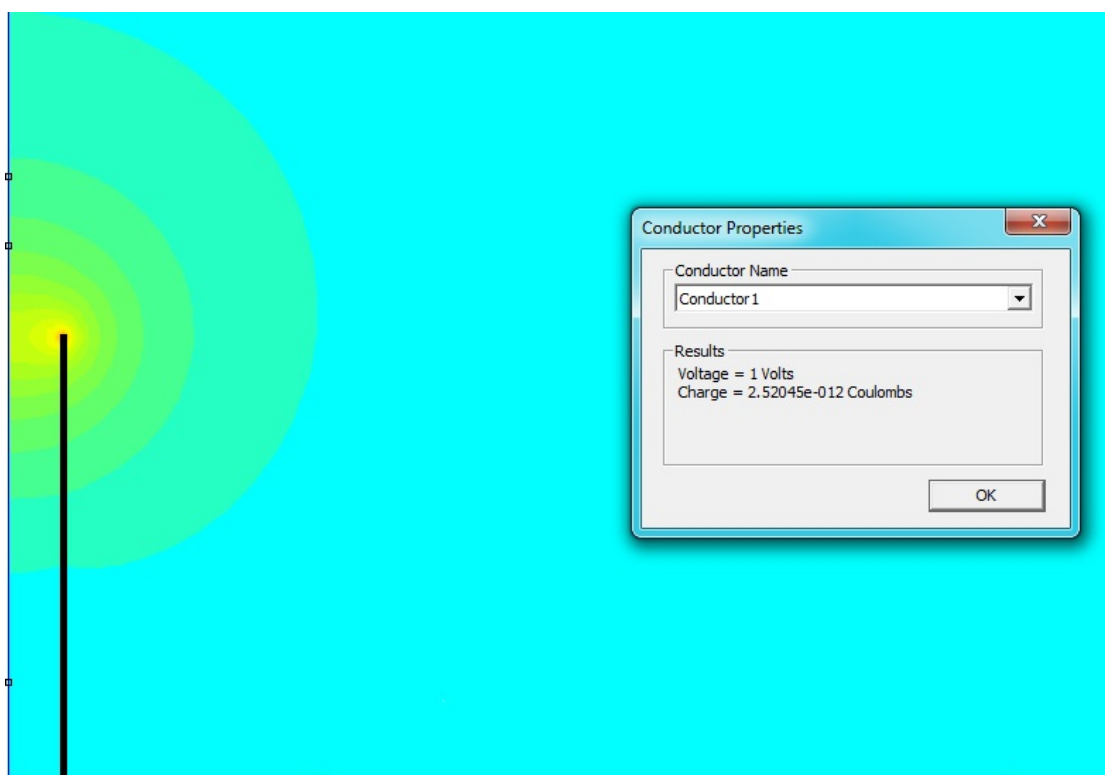


FIGURA 2.1: Captura del resultado de la simulación en FEMM

Capítulo 3

Circuitos y simulaciones

Un generador de alta frecuencia puede crear varios tipos de formas de onda, en este caso, en principio, lo ideal sería generar una onda senoidal, sin embargo, dado el carácter resonante del circuito, con un generador de onda cuadrada se consigue exactamente el mismo efecto, además es más sencillo de implementar. Considerando la premisa anterior y la potencia demandada por la carga, la primera idea que surge es alimentar la bobina mediante un semi-puente actuando como un inversor de onda cuadrada. Sin embargo, dado que el proyecto es eminentemente didáctico, se optó por sobredimensionar el circuito e implementar un puente completo capaz de operar como banco de ensayos, tanto para esta aplicación como para otras donde la potencia demandada fuese mayor.

3.1. Simulación

El esquema de la simulación se muestra en la figura 3.1. Los parámetros que se pueden controlar, además del valor de la impedancia de los elementos, son: Duty cycle (D), tensión del bus de continua (Vd), ángulo de cancelación, caso de implementar un control de fase ($ALFA$) y la frecuencia de excitación (fs). El circuito de disparo consiste en un puente en H con interruptores ideales, porque lo que interesa en esta parte es simular el comportamiento de la bobina de Tesla, para hacerse una idea de los valores de tensión y corriente y así dimensionar los componentes electrónicos. El circuito que se excita son unas bobinas acopladas conectadas cada una a un condensador en serie, las resistencias son las que presenta el propio cobre de las bobinas. Hay una parte del circuito de simulación no representada en la figura 3.1 que se hizo con el propósito de modelar la descarga entre el toroide y tierra, que queda plasmada en el Apéndice *Lineas futuras*.

Como en el capítulo anterior ya se comprobó que los datos que proporciona la simulación son fiables, lo que se buscaba con esta es obtener los valores de tensión en el condensador

secundario y corriente en el primario para poder dimensionar los componentes. Para ello se introdujeron los valores (tabla 3.1) de los componentes, obtenidos en el laboratorio con un medidor de impedancias Wayne Kerr multi bridge 6425 a una frecuencia de 120 kHz. También se añadió el valor de la inductancia de los cables de conexión con la bobina en serie con el circuito primario, esto, que en principio no parecía tener importancia, originó ciertas discrepancias respecto al modelo simplificado, tal como se puede observar en el barrido de frecuencias (figura 3.2) si se compara con el de la figura 1.6. Como es lógico, la variación de los valores de los componentes da como resultado unas nuevas frecuencias de resonancia y otros valores máximos, no siendo eso lo sustancial, sino una alteración en el comportamiento del sistema, causada por la adición de la inductancia. La figura 1.6 revela como frecuencias de resonancia del sistema $f_{res1} = 105,24 kHz$ y $f_{res2} = 133,05 kHz$ así como un mínimo a $f_{minI} = 124,50 kHz$. Resultando esta última la frecuencia a emplear en la simulación, porque posibilita, operando cerca de resonancia, una mayor tensión a la salida del circuito secundario con un menor valor de corriente por el puente.

V_{inv}	R_1	L_1	L_{cable}	C_1	R_2	L_2	C_2	k
50 V	150 m Ω	24.7 μH	3.1 μH	75 nF	550 Ω	77.8 mH	21 pF	0.209

TABLA 3.1: Parámetros utilizados en ambas simulaciones

PARAMETERS:

D = 0.5
 Vd = 50
 ALFA = 0
 fs = 124.5kHz

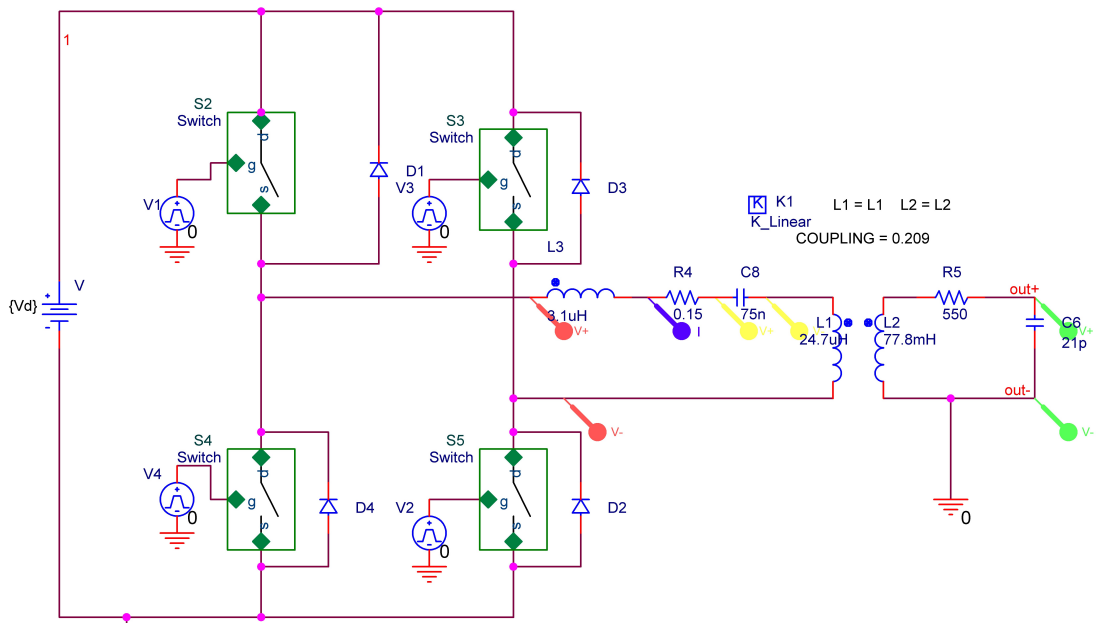


FIGURA 3.1: Esquema del circuito utilizado para la simulación

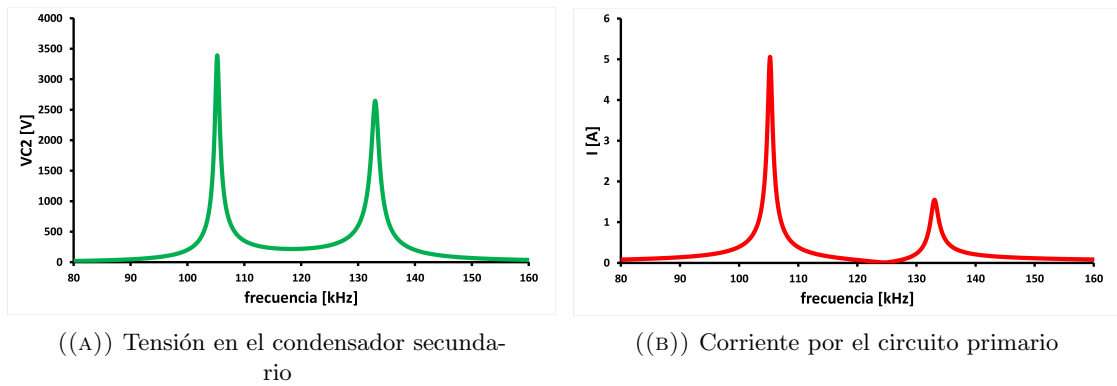


FIGURA 3.2: Barrido de frecuencias con los valores reales y una fuente de excitación de 1 V

3.1.1. Resultados

En la primera simulación se esperaba obtener unos resultados similares a los que se obtendrían excitando con una onda senoidal, nada más lejos de la realidad, la simulación reflejaba un comportamiento distinto, a primera vista parece similar, incluso aceptable, sin embargo cuando se compara con el comportamiento que debería tener el sistema, saltan a la vista las discrepancias. Por ello se realizaron tres simulaciones; excitando con onda senoidal, onda cuadrada y con el puente, todas ellas con $V = 50 V$ de valor de amplitud y a una frecuencia de $f_{exc} = 124,5 kHz$. Se muestran los resultados de tensión en el condensador secundario en la figura 3.3(a) y corriente en el primario en la figura 3.3(b).

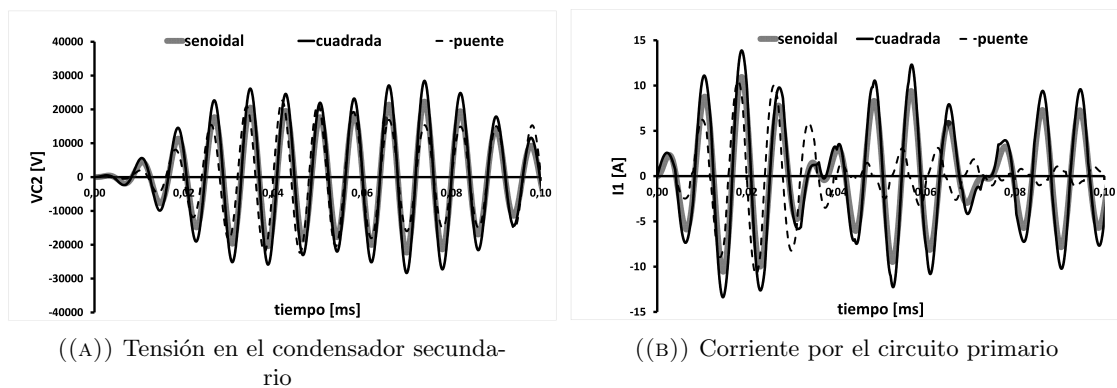


FIGURA 3.3: Resultado de la simulación con distintas excitaciones

Estos resultados no son los esperados, ya que tanto la excitación con onda cuadrada como la del puente deberían ser idénticas. Este comportamiento venía causado porque el dead time que venía por defecto en el modelo era muy grande $t_d = 1 \mu s$. En la figura 3.4(a) se compara el funcionamiento, con un $t_d = 1 \mu s$, que tal como se puede observar, el modelo

no opera correctamente. Sin embargo, si este se reduce hasta un valor adecuado (figura 3.4(b)) de $t_d = 0,1 \mu s$, el comportamiento es ya comparable al de una onda cuadrada.

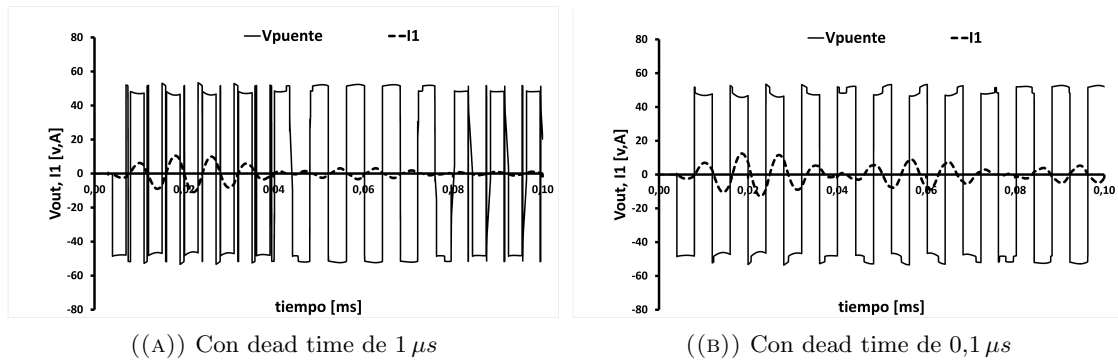


FIGURA 3.4: Tensión y corriente de salida del puente de transistores

Tras el análisis de la influencia del tiempo muerto de los transistores, se puede extraer que influye claramente en el comportamiento del sistema, como se deduce del resultado de las simulaciones.

Se dejó como dead time para las simulaciones $T_d = 750 ns$, que es con el que se realizaron los ensayos y se muestra el resultado de la simulación En la figura 3.5, con una excitación de 50V a 124.5 kHz.

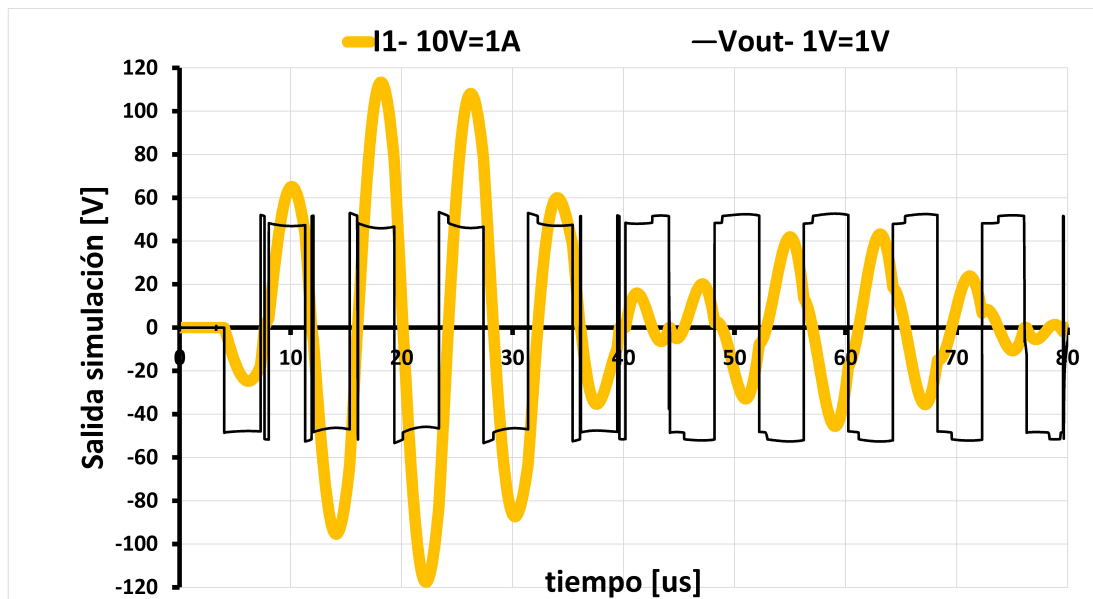


FIGURA 3.5: Resultado de la simulación para obtener los valores nominales del circuito

3.1.2. Dimensionamiento de componentes

Como se ha visto anteriormente, la corriente del circuito primario está regulada por tres parámetros: frecuencia de excitación, tensión de alimentación y el tiempo muerto de los

transistores. Sin embargo, se sabía de antemano que la corriente que se iba a demandar no debía de ser demasiado grande, ya que el circuito que se estaba sustituyendo no permitía el paso de grandes corrientes. Por tanto se decidió limitar la corriente nominal a 10 A, aunque el circuito sea capaz de soportar mayores corrientes en régimen permanente. Experimentalmente se elegirá la mejor manera de regular el paso de la corriente. Para los ensayos, por seguridad y precaución, se limitó a 50 V, pero se tendría en cuenta para el dimensionamiento de los componentes la tensión máxima a la que se les podría someter, así, en un futuro el circuito resultante será más versátil. De este modo quedaron fijadas como condiciones de diseño: una tensión máxima en el bus de continua $V_{max} = 330 V$, una nominal $V_n = 50 V$ y una corriente eficaz nominal en el circuito primario $I_n = 10 A$. Como se puede ver en la figura 3.5, con la tensión nominal no se excederá la corriente nominal

En cuanto al cálculo de la red snubber para minimizar las pérdidas en el paso a off de los transistores (se asume operación ZVS), este se realiza tal como se indica en [10], mediante 3.1. Tomando como corriente máxima en el peor de los casos $I_o = 10\sqrt{2} A$, tensión de diseño $V_d = 50 V$ y un tiempo de apagado $t_{fall} = 20 ns$ (obtenido de la ficha técnica de los transistores). Con estos datos, resulta una capacidad $C_{snubber} = 2,83 nF$. No obstante, dado que, de acuerdo con las simulaciones, no se han de superar los 10 A de amplitud, en lugar de tomar un condensador de 3,3 nF que sería el más próximo, se optó por uno de 2,2 nF, evitando ralentizar en exceso la conmutación. En cualquier caso este tema será abordado posteriormente en el apartado de resultados experimentales.

$$C_{Snubber} = \frac{I_o t_{fall}}{2V_d} \quad [F] \quad (3.1)$$

Respecto a los disipadores, las pérdidas durante la conmutación, en un principio se asumía que eran nulas, ya que, se tenía previsto trabajar en resonancia o cerca, sin embargo, los resultados experimentales mostraron que este no iba a ser el caso. Las pérdidas en conmutación se calculan mediante 3.2, las de conducción mediante 3.3. Ambas se utilizan para obtener un valor máximo de $R_{\theta_{dis}}$ mediante 3.4. Una vez obtenido este valor, se buscará un disipador que tenga un valor de resistencia térmica igual o inferior.

$$P_{sw} = 0,5 \cdot V_N \cdot I_N \sqrt{2} \cdot f_{max} \cdot t_{fall} \quad [W] \quad (3.2)$$

$$P_{con} = R_{ON} * I_{ef}^2 \quad [W] \quad (3.3)$$

Siendo:

R_{ON} : resistencia del transistor en estado saturado [Ω]

I_{ef} : corriente eficaz que circula por el transistor [A]

$$T_{Jmax} - T_{amb} = P_{tot} \cdot (R_{\theta_{JC}} + R_{\theta_M} + R_{\theta_{dis}}) \quad (3.4)$$

Siendo:

T_{amb} y T_{Jmax} : temperatura ambiente y temperatura máxima de la unión del transistor [$^{\circ}\text{C}$]

$R_{\theta_{JC}}$, R_{θ_M} y $R_{\theta_{dis}}$: resistencias térmicas de la unión del transistor a la cápsula, de la mica y del disipador respectivamente [$\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$]

$$P_{tot} = P_{sw} + P_{con} \quad [\text{W}]$$

Y como se detalla en el apéndice de cálculos, resulta una $R_{\theta_{dis}} = 33^{\circ}\text{C}/\text{W}$, para instalar un disipador con este valor de resistencia térmica o menor en cada transistor.

3.2. El circuito

3.2.1. Componentes

La primera pregunta al buscar los componentes reales es: ¿qué tipo de interruptor se debe poner? Al estar trabajando a tan altas frecuencias, se descartan los transistores bipolares, quedando tan solo para elegir entre IGBT o MOSFET, de los cuales, los últimos se dejaron de lado porque, en nuestro caso, no aportaban ninguna ventaja respecto a los IGBT frente a su coste. Los IGBT trabajan bien a frecuencias medias-altas, son más baratos y son capaces de manejar potencias suficientemente altas con pocas pérdidas en conducción, adaptándose a los requerimientos de diseño obtenidos de la simulaciones. Partiendo de ahí ya solo quedaría averiguar cómo disparar éstos transistores. Afortunadamente, para afrontar dicho problema, se sugirió la utilización de un circuito similar al mostrado en la figura 3.6, el cual se estudia en una de las prácticas de la asignatura Electrónica de Potencia impartida en la titulación.

Si se explica el circuito de la figura 3.6 es más sencillo de lo que a simple vista pueda parecer. Consta de un SG3525, y 4 TLP250. La señal de control de dos de los transistores sale por el pin 14 del 3525 y la misma señal, negada y con cierto dead time, tiene su salida por el pin 11 para el control de los otros dos. Los TLP proveen separación galvánica y se encargan de enviar el pulso de corriente necesario a cada transistor, en esencia se comportan como un transformador de impulsos. La frecuencia de salida se controla, por

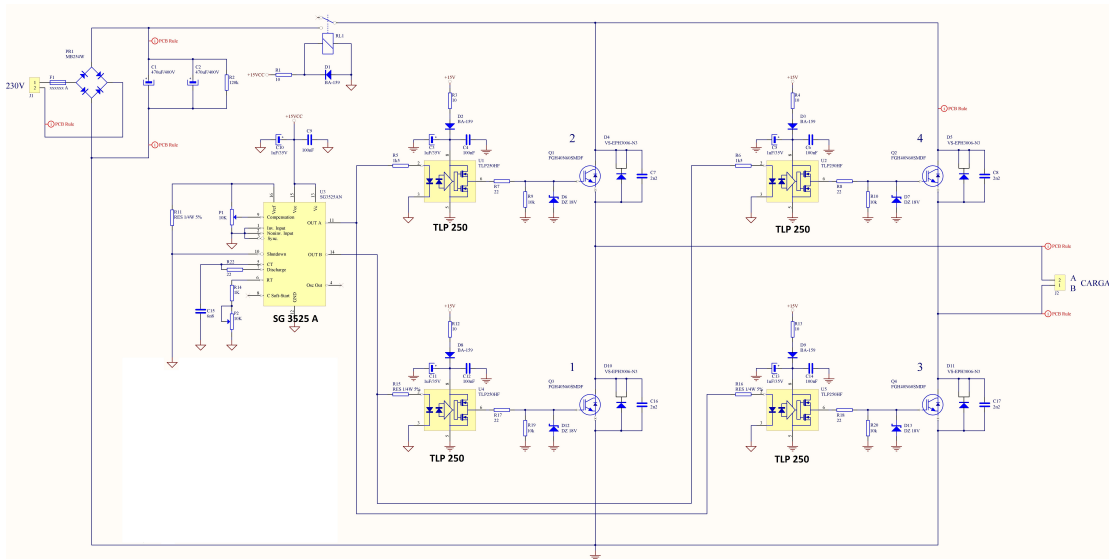


FIGURA 3.6: Circuito real con todos sus componentes

un lado, con el condensador conectado al pin 5 del 3525, para fijar el valor máximo y mínimo. Por otro lado, para seleccionar la frecuencia deseada, se controla mediante el potenciómetro conectado al pin 6. El dead time se puede modificar mediante la conexión de una resistencia entre los pines 5 y 7 y mediante el potenciómetro conectado en el pin 9. Se puede añadir un control ON-OFF conectando un transistor al pin 10.

Este circuito estaba pensado para hacer funcionar unos MOSFET, que se comportan de una manera muy similar a los IGBT, para una cocina de inducción, que también es un circuito resonante. Como ya se tienen todos los componentes, lo único que haría falta es montarlo y probar si funciona. El problema de pasar del papel a la realidad es que no siempre se tienen todos los componentes que se desean.

Los IGBT que se tenían en el departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones eran unos FGH40N60, que eran capaces de aguantar una tensión de $V_{CE} = 600 V$ y una corriente de $I_C = 40 A$ a una temperatura de $T_C = 100 ^\circ C$, lo que significa que están capacitados para aguantar las condiciones de diseño impuestas.

En el departamento de Ingeniería Eléctrica se tenían unos puentes rectificadores MB-25W con capacidad de aguantar una tensión de $V_{RMS} = 400 V$ y una corriente de $I_o = 25 A$ a una temperatura de $T_C = 55 ^\circ C$. También se disponía de condensadores electrolíticos de $V_{max} = 63 V$ y capacidad de $C = 2200 \mu F$.

Como en el momento del montaje del circuito no habían llegado todavía algunos componentes como los disipadores y los diodos, se instalaron como disipadores los que se ven en la figura 3.7, que tienen una resistencia térmica menor que la calculada.

Lo primero que hacía falta era comprobar si el circuito cumplía los requisitos de diseño, para ello se montó el 3525 y un TLP junto con el resto de los componentes pasivos necesarios, y lo primero que se observó es que no era capaz de proporcionar la frecuencia necesaria para alimentar a la bobina. Afortunadamente se solucionó cambiando el condensador C2 que venía por defecto (6.8 nF) por uno de un valor más pequeño, se fueron probando distintos valores de capacitancia hasta dejarlo en un condensador de 1nF (el menor valor recomendado por el fabricante). Al comprobar que la circuitería de disparo se comportaba de una manera adecuada, se probó con un transistor y respondió perfectamente a la frecuencia demandada, por tanto se procedió al diseño de la PCB.

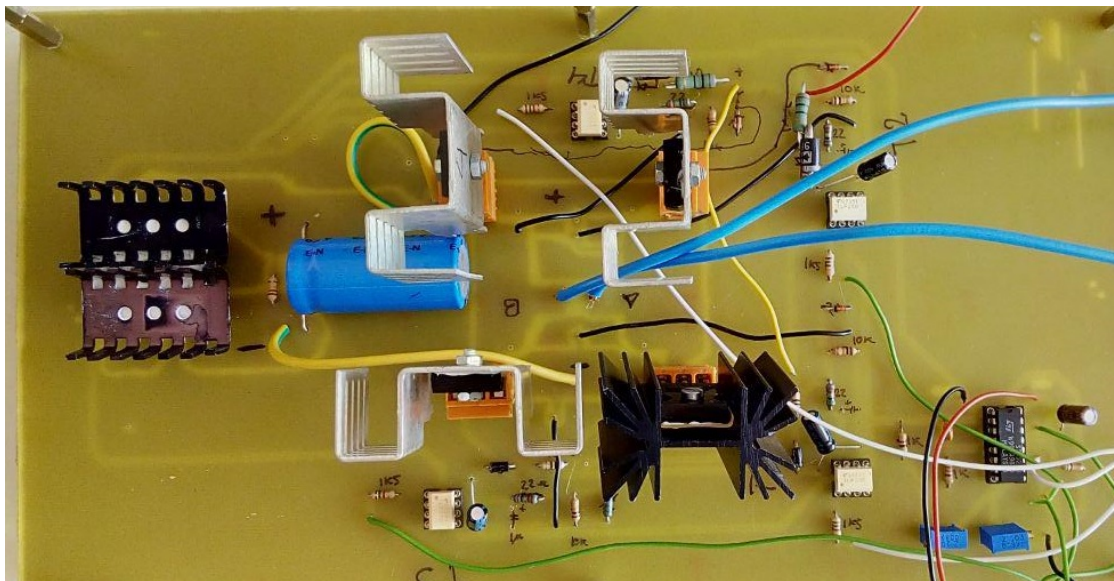


FIGURA 3.7: Foto del montaje del circuito para los ensayos

3.2.2. Placa de circuito impreso

Durante el diseño de la placa del prototipo se tuvo especial cautela en que todo el conexionado estuviera correcto y que no se olvidara ningún componente, y por desconocimiento se dejó en segundo plano el tamaño de la placa, resultando finalmente una placa tamaño A4 (figura 3.7). Se procuró hacer todo el conexionado en una capa ya que la máquina que se utilizó para la impresión y las placas en blanco que se tenían eran para una sola cara, el resto se conectó mediante cables. Para facilitar la orientación dentro del circuito, se han hecho referencia a dichas conexiones mediante distintas capas en diseño. El resultado del diseño final puede verse en la figura 3.8.

Aunque se tuvo cuidado de hacer todo correctamente, hubo varios fallos que fueron detectados cuando se comenzaron a soldar los componentes y pudieron subsanarse manualmente, empleando para ello una dremel y un poco de paciencia. Cabe destacar entre ellos la no impresión del espacio para el fusible, poner el relé al revés, un cortocircuito

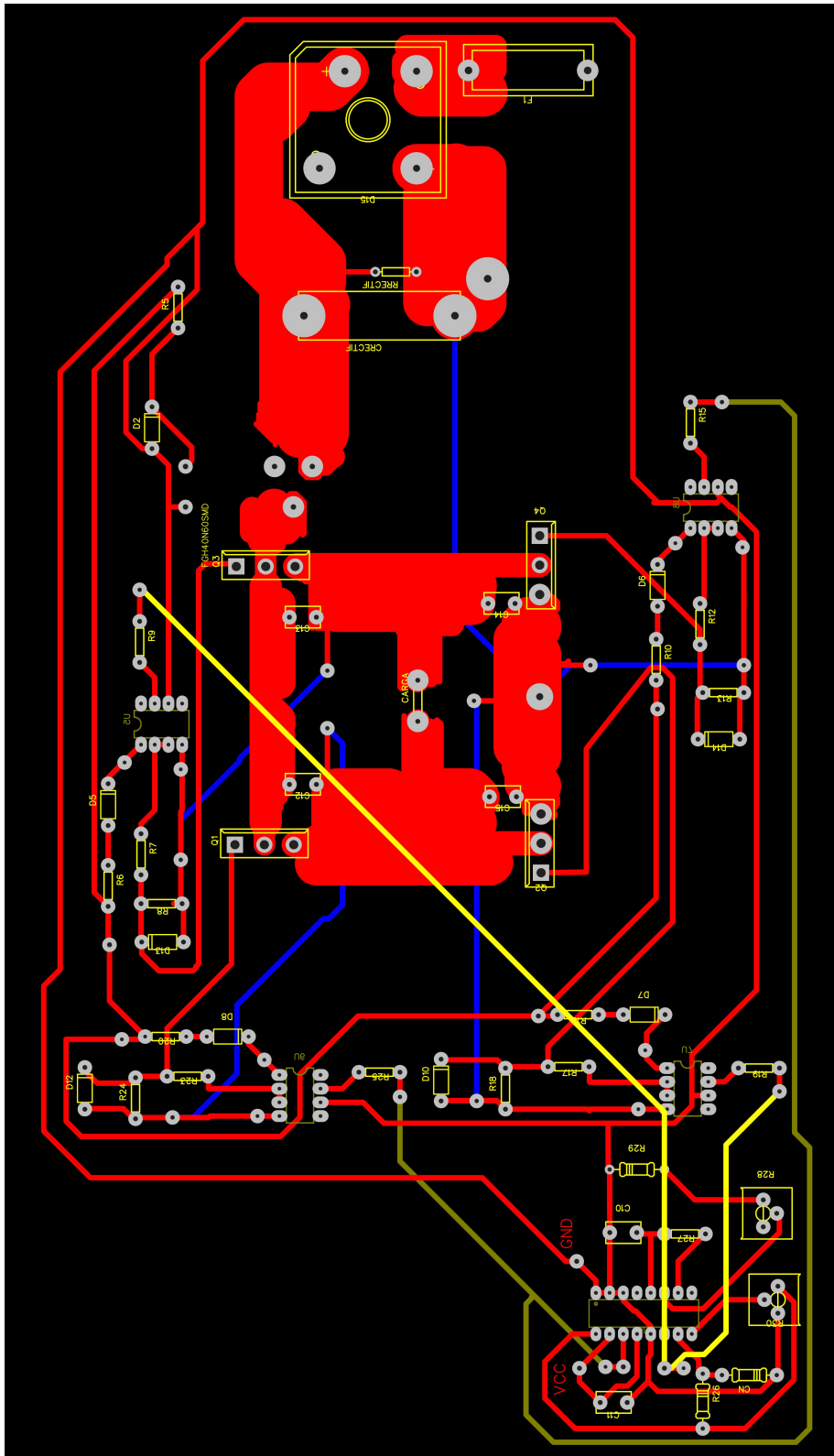


FIGURA 3.8: Esquema de la PCB final

indirecto entre dos patas de un transistor y sobre todo y más peligroso, la separación entre las pistas de potencia y el cobre restante era inferior a 1mm.

Capítulo 4

Ensayos

Para comprobar que los resultados de la simulación se corresponden con los experimentales, se realizaron tres ensayos variando la frecuencia de excitación, con el objetivo de verificar si las frecuencias de resonancia y la de mínima corriente se corresponden con las calculadas. Para controlar la tensión de alimentación, a la entrada del puente rectificador, se conectaron un transformador de aislamiento 230/50V y un autotransformador monofásico para regular la tensión entre 0 y 50 V. Para la medida de señal, se utilizó un osciloscopio Tektronix TDS 2014B de 4 canales, dos sondas de corriente Tektronix TCP202 y dos sondas de tensión Chauvin Arnoux de medida diferencial. Se emplearon como explosores unas esferas para los ensayos de descarga dieléctrica de 2 cm de diámetro y separación variable.

Durante los ensayos se excede ligeramente el valor nominal de corriente supuesto en el diseño del circuito, pero esto no supone ningún problema, ya que se tenían todos los componentes sobredimensionados. Al trabajar en resonancia si no se elevaba la tensión, y por tanto la corriente lo suficiente, no se podían apreciar resultados comparables en el osciloscopio. Los ensayos han sido realizados inicialmente sin red snubber. Esto es debido a que durante el transitorio inicial hasta el instante en que salta el arco se opera en modo ZCS, pasando los transistores a operar en modo ZVS a partir de ese momento.

Lo primero que se hizo fue poner el mínimo deadtime posible en los transistores con los componentes que se tenían instalados en la placa, que resultó ser de 750 ns. Después se comprobó que, efectivamente, las frecuencias de resonancia se encontraban donde se había previsto. A continuación se procedió a verificar si la relación que guardan la tensión y la corriente a las frecuencias de resonancia coinciden con las vistas en la figura 3.3. Posteriormente se hicieron unos ensayos de ruptura dieléctrica con distinta separación entre los explosores a $f_{res} = 133 kHz$. Finalmente se comprobó que la frecuencia de

mínima corriente era la mejor para hacer trabajar el sistema y se hicieron ensayos de ruptura dieléctrica.

4.1. Relación tensión-corriente a las frecuencias de resonancia

Los resultados obtenidos para una frecuencia de $f_{exc} = 105\text{ kHz}$ son los mostrados en la figura 4.1, la tensión en el condensador secundario se calcula mediante $U_{C2} = Z_C \cdot I_2$, como la impedancia del condensador secundario es de $Z_{C2} = -j72179\Omega$, y la corriente del secundario son unos 200 mA de pico, resultaría una tensión de $V_{C2} = 14,44\text{ kV}$ aproximadamente.

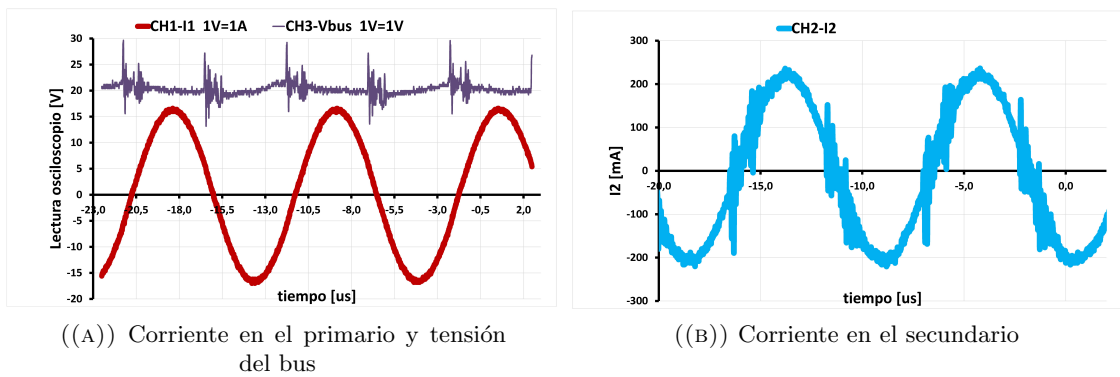


FIGURA 4.1: Valores experimentales de corriente en primario y secundario

Los resultados obtenidos para una frecuencia de $f_{exc} = 133\text{ kHz}$ se muestran en la figura 4.2, siguiendo el razonamiento descrito anteriormente, la tensión en el condensador secundario resulta $V_{C2} = 25,26\text{ kV}$ aproximadamente.

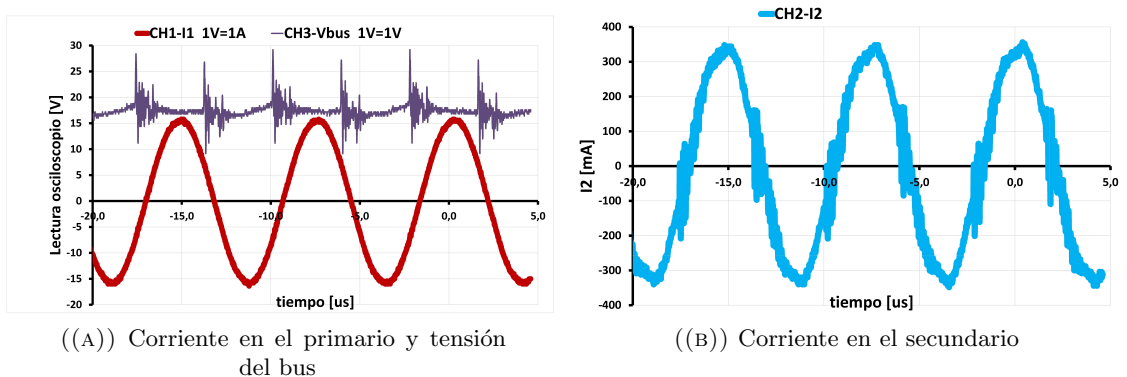


FIGURA 4.2: Valores experimentales de corriente en primario y secundario

Cualitativamente, los resultados obtenidos en corriente del primario no se pueden comparar con los obtenidos en las simulaciones al estar excitando con distintos valores de

tensión. Sin embargo, concuerdan con los que proporciona la simulación en tensión del secundario, ya que, para la misma corriente en el primario, se obtiene un mayor valor de tensión en el secundario en el caso de 133 kHz.

4.2. Ensayos de ruptura dieléctrica a 133 kHz

Se realizaron ensayos conectando los explosores y con una separación entre 1-8 mm (4.7-25.8 kV [11]), pero por simplicidad, se muestran solamente con separación entre 6 y 7 mm, en las figuras 4.3 y 4.4 con tensión en negro y corriente en amarillo en la figura 4.3. Los resultados son con el arco cebado. Cuando se ceba el arco, el sistema sale de resonancia y por tanto demanda menos corriente para la misma tensión, lo interesante de esto es que el sistema pasa a presentar un carácter inductivo.

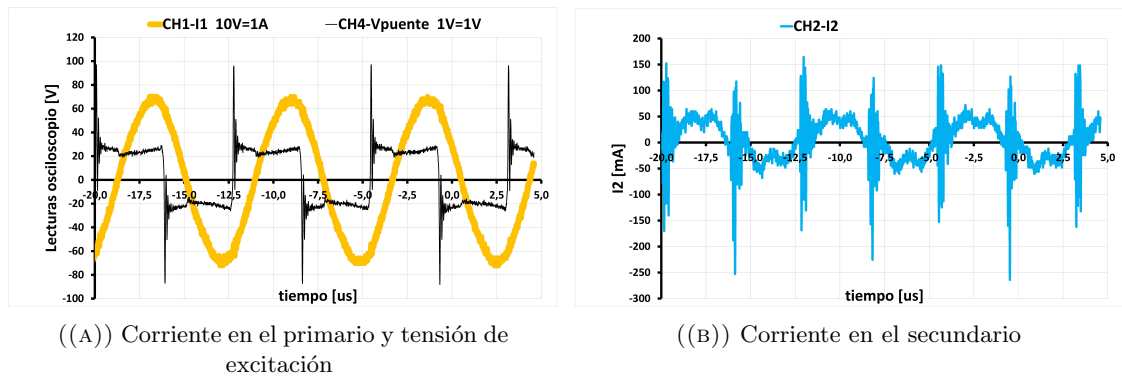


FIGURA 4.3: Valores experimentales de corriente en primario y secundario durante descarga con separación de 6 mm

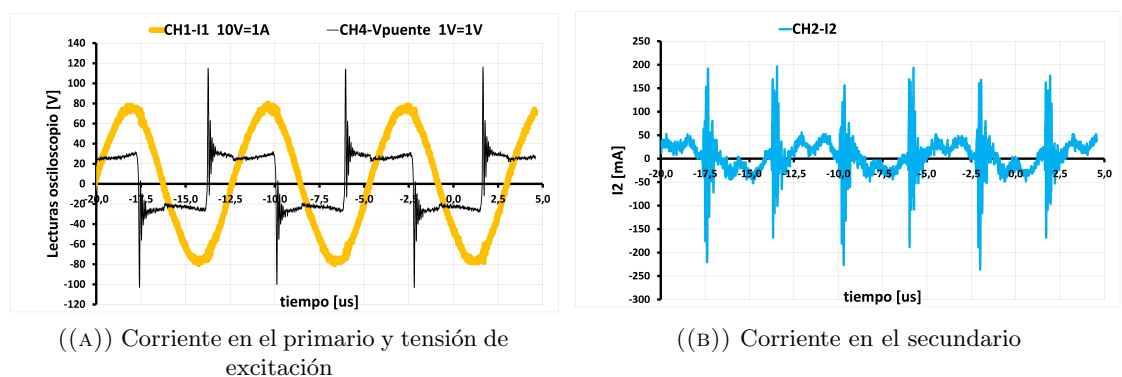


FIGURA 4.4: Valores experimentales de corriente en primario y secundario durante descarga con separación de 7 mm

4.3. Comprobación de la frecuencia de mínima corriente

En el *Capítulo 3* se propuso como hipótesis que trabajar fuera de resonancia a la $f_{min_I} = 124,5\text{ kHz}$ sería lo idóneo para hacer funcionar la bobina de Tesla. Experimentalmente se encontró esta misma frecuencia y se comprobó que producía mayores tensiones en el condensador secundario, de tal modo que, con separación de los explosores de 9 mm, a $f_{res_2} = 133\text{ kHz}$, siendo la frecuencia de resonancia que con menor corriente produce mayores tensiones, no era capaz de producir la ruptura dieléctrica con la mayor energía que se le podía suministrar al sistema. En la figura 4.5 se muestra la salida del autotransformador en este caso. Sin embargo, a f_{min_I} se consiguió producir la ruptura con esta separación de los explosores e incluso más; de 9-13mm (28.3-36.8 kV).

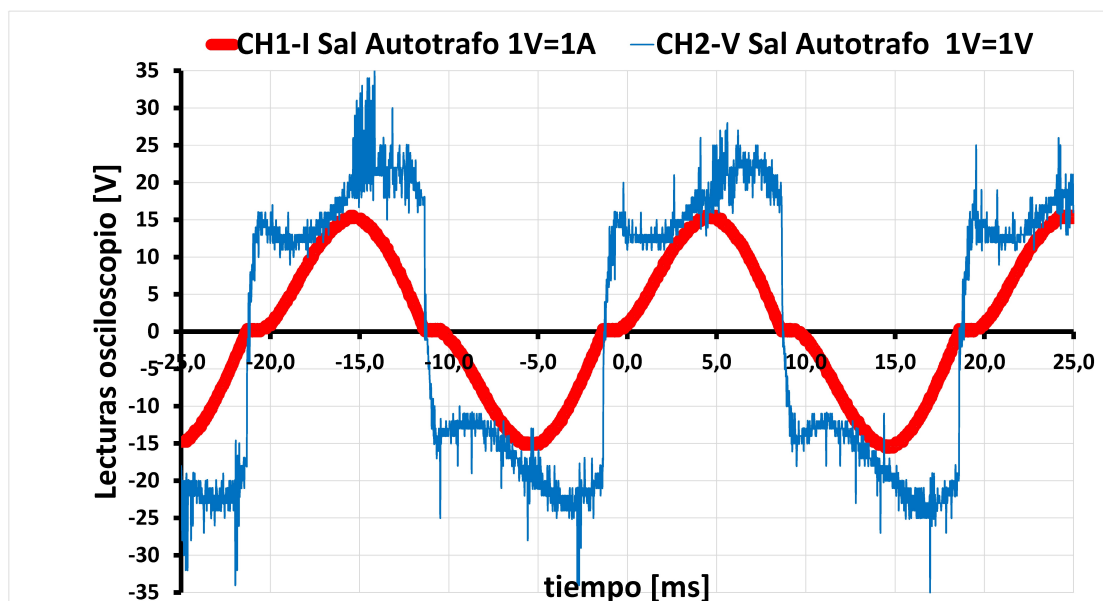
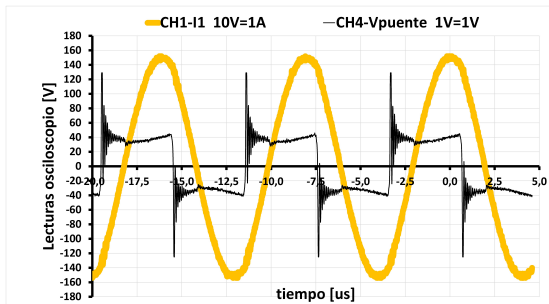


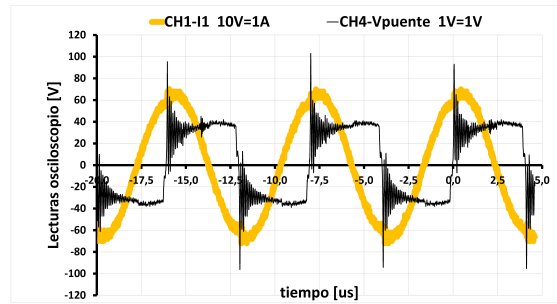
FIGURA 4.5: Tensión (azul) y corriente (rojo) de salida del autotransformador

Se puede apreciar claramente el cambio de carácter del sistema si se compara el comportamiento que presenta cuando está sin arco (figura 4.6(b)), que a la frecuencia de $f_{min_I} = 124,5\text{ kHz}$ resulta casi puramente capacitivo, respecto a cuando se ceba el arco (figura 4.6(a)), que es sensiblemente inductivo. Este comportamiento es muy interesante ya que puede ayudar a futuros proyectistas a modelar el sistema durante la descarga.

Como puede observarse en la figura 4.7, los resultados de la simulación no son exactos, ni el valor máximo ni el desfase son los mismos. Sin embargo es útil para hacerse una idea de qué corrientes van a circular por el circuito.

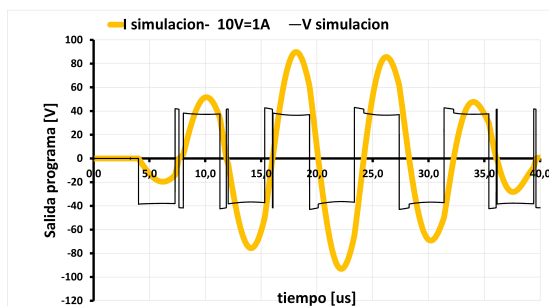


((A)) Tensión y corriente en el primario con descarga a 9 mm

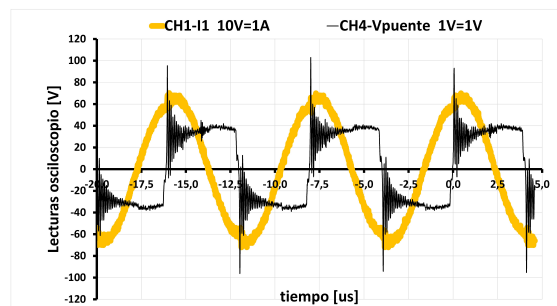


((B)) Tensión y corriente en el primario sin descarga a 13mm

FIGURA 4.6: Diferencia de comportamiento del sistema con y sin arco



((A)) Resultados de la simulación para el mismo caso



((B)) Tensión y corriente experimental en el primario sin descarga

FIGURA 4.7: Discrepancia de comportamiento de la simulación y experimental

Capítulo 5

Conclusiones

Se ha diseñado, construido y ensayado un circuito electrónico de potencia capaz de generar tensión de onda cuadrada de amplitud hasta 50V y corriente nominal 10 A, con un rango de frecuencias de 90 kHz-140 kHz. En el diseño se ha tenido en cuenta la posibilidad de escalarlo de manera sencilla hasta 330 V.

Dicho circuito se ha utilizado en este proyecto para alimentar una bobina de Tesla, una máquina muy sensible a ligeras variaciones en sus componentes y a la vez muy susceptible de sufrirlas, ya que el mero hecho de cambiar la colocación de la máquina en un punto u otro de la habitación hace variar la capacidad del toroide y la parásita de la bobina. Por tanto, introducir unos valores reales de los componentes y no unos teóricos en la simulación proporcionará unos resultados más cercanos a la realidad.

Respecto a la variación de carácter que presenta el sistema de cuando se produce la ruptura dieléctrica a cuando no, se puede concluir que lo mejor sería buscar una frecuencia cercana a la de mínima corriente, pero entrando en la zona de carácter inductivo del sistema, de tal manera que, cuando se produjera la descarga, no cambiara de la zona de *ZCS* a la de *ZVS* para los transistores y se trabajase siempre en esta última. De este modo no se tendría la necesidad de diseñar una red snubber más complicada que la que se ha implementado en este proyecto, puesto que si se instala solamente como red snubber un condensador y se trabaja en la frecuencia de mínima corriente, se podrían dañar o destruir los transistores [12].

Si se quiere elevar la tensión del condensador secundario por encima de los valores obtenidos en los ensayos, será necesario el paso de una corriente mayor de la prevista por el primario. La realización de esto será posible con bajos valores de corriente eficaz y grandes valores de corriente instantánea si se implementa un control ON-OFF en el SG3525 con un duty cycle pequeño.

Apéndice A

Cálculos

A.1. Cálculos capítulo 1

Utilizando 1.4 y 1.5 a la frecuencia de resonancia teórica de 122.5 kHz, resulta:

$$\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot 122,5 \cdot 10^3 = 769690 \text{ rad/s}$$

$$\omega_{acoplado_1} = \frac{769690}{\sqrt{1+0,23}} = 694006 \text{ rad/s}$$

$$acoplado_1 = \frac{694006}{2 \cdot \pi} = 110,45 \text{ kHz}$$

$$\omega_{acoplado_2} = \frac{769690}{\sqrt{1-0,23}} = 877143 \text{ rad/s}$$

$$acoplado_2 = \frac{877143}{2 \cdot \pi} = 139,60 \text{ kHz}$$

Si se comparan con las del resultado de la simulación $f_{acoplado_{1sim}} = 110,01 \text{ kHz}$ y $f_{acoplado_{2sim}} = 139,23 \text{ kHz}$ resulta:

$$Err_{f_1} = \frac{110,45 - 110,01}{110,45} \cdot 100 = 0,398 \%$$

$$Err_{f_2} = \frac{139,60 - 139,23}{139,60} \cdot 100 = 0,265 \%$$

A.2. Cálculos de la red snubber

Empleando 3.1 con los datos de $V_d = 50 \text{ V}$, $t_{fall} = 20 \text{ ns}$ y $I_o = 10\sqrt{2} \text{ A}$, resulta:

$$C_{Snubber} = \frac{10\sqrt{2} \cdot 20 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot 50} = 2,83 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

A.3. Cálculos para los disipadores

El valor de R_{ON} se obtiene de la hoja de características mediante los valores de $V_{CE(sat)} = 2,1 V$ a $40 A$, por tanto:

$$R_{ON} = \frac{2,1}{40} = 0,0525 \Omega$$

T_{Jmax}	T_{amb}	R_{ON}	I_{rms}	$R_{\theta JC}$	$R_{\theta M}$	t_{fall}
150 °C	30 °C	0.0525 Ω	10 A	0.43 °C/W	0.2 °C/W	20 ns

TABLA A.1: Parámetros utilizados para el cálculo del disipador

Como se dimensiona el disipador para el caso mas desfavorable, que sería con carga inductiva y desfase 90° a $133 kHz$, las pérdidas en conmutación mediante 3.2 serán:

$$P_{sw} = 0,5 \cdot 50 \cdot 10\sqrt{2} \cdot 133 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-9} = 0,94 W$$

Para las pérdidas en conducción, mediante 3.3 se obtiene:

$$P_{avg} = 0,0525 \cdot \left(\frac{10\sqrt{2}}{2}\right)^2 = 2,63 W$$

$$P_{tot} = P_{sw} + P_{avg} = 2,63 + 0,94 = 3,57 W$$

Si ahora se introduce en 3.4

$$150 - 30 = 3,57 \cdot (0,43 + 0,2 + R_{\theta_{dis}})$$

$$\text{Resulta } R_{\theta_{dis}} = \frac{120}{3,57} - 0,43 - 0,2 = 33 \frac{^\circ C}{W}$$

A.4. Cálculos de capacidad parásita

Si utilizamos 2.1 y 2.2 con los valores de componentes $H = 43,5 cm$ y $D = 11 cm$ resultan los siguientes valores:

$$K = 0,1126 \cdot \frac{43,5}{11} + 0,08 + \frac{0,27}{\sqrt{\frac{43,5}{11}}} = 0,661$$

$$C_{L2} = 0,661 \cdot 11 = 7,27 pF$$

A.5. Cálculos capítulo 4

Impedancia del condensador secundario:

$$Z_{C2} = \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot 105 \cdot 10^3 \cdot 21 \cdot 10^{-12}} = -j 72179 \Omega$$

Tensión del condensador secundario a 105 kHz

$$V_{C2} = 72179 \cdot 200 \cdot 10^{-3} = 14,44 \text{ kV}$$

Tensión del condensador secundario a 133 kHz

$$V_{C2} = 72179 \cdot 350 \cdot 10^{-3} = 25,26 \text{ kV}$$

Apéndice B

Código para el cálculo de la capacidad

```
1
2 % A adimos a OCTAVE la ruta de los ficheros .m del FEMM
3   addpath("C:\\femm42\\mfiles")
4
5 % DEFINICION DE LA GEOMETRIA GENERAL
6   % Datos (em mm, V)
7   Altura_bobina= 438;
8   Diametro_bobina=110;
9   Numero_espiras= 1827;
10  Radio_espira= 0.1;
11  Vtoro= 1;
12  %Separacion_espiras= Radio_espira*2+0.04; %Altura_bobina/Numero_espiras %
13  %mm;
14  %Sep-volt_esp=(Radio_espira*2)+Separacion_espiras %se usa para ajustar
15  %la formula empleada m s adelante para el calculo de la tension de
16  %espiras
17  %Wesp=Vtoro/Numero_espiras;
18
19 % Coodrenada de inicio del dibujo
20  Coord_x=55; %Coord x de la esquina inferior de la bobina
21  Coord_y_inic=5;
22
23  printf("Abriendo FEMM (Iniciando conexion de Octave a FEMM...\n");
24  openfemm %Abrimos el FEMM (instrucci n descrita en p3
25  apt startup del manual de Octavefemm)
26
27  printf("Creando documento de FEMM para simulacion electrostatica...\n");
28
29  opendocument('acapacidad-memoria.fee')
```

```

27 %0 for a magnetics problem, 1 for an electrostatics problem, 2 for a heat
    flow problem, or 3 for a current flow problem.
28
29 %newdocument(1);           % Creamos nuevo documento de femm
    electrost tico (p. 3 del manual Octavefemm)
30
31 printf("Especificando características del problema...\n");
32
33 % Los param de la instrucc i n son ei_probdef(units,type,precision,
    depth,minangle) (v ase Pag 22 del manual octavefemm)
34 ei_probdef(125000,'millimeters', 'axi', 1e-8, 1, 30); % Especificamos
    las caractersticas del problema en femm
35
36 % Dibujamos la bobina
37 Coord_y=Coord_y_inic;
38 rsqrt=Radio_espira*sqrt(1/2);
39
40 Coord_LV(1,1)= Coord_x+Radio_espira; %calcula las nuevas coordenadas del
    c rculo
41 Coord_LV(2,1)= Coord_x;
42 Coord_LV(3,1)= Coord_x-Radio_espira;
43 Coord_LV(4,1)= Coord_x;
44
45 for i=1:Numero_espiras
46
47     Coord_LV(1,2)= Coord_y;
48     Coord_LV(2,2)= Coord_y+Radio_espira;
49     Coord_LV(3,2)= Coord_y;
50     Coord_LV(4,2)= Coord_y-Radio_espira;
51
52     ei_addconductorprop(i,0,0,0); %el ultimo valor hay que ponerlo a 1 si
    se le asigna el voltaje o a 0 si se le asigna la carga
53     %ei_addconductorprop(i,Vtoro*(2e-06*Sep_volt_esp^2*i^2+0.0008*
    Sep_volt_esp*i+0.0273),0,1) %a ade las propiedades de los
    conductores en este caso todos con el mismo nombre
54     %cabe destacar que se usa una formula no lineal calculada a partir de
    una simulacion con 10 espiras para calcular la tension en cada espira
55
56     ei_addnode(Coord_LV(1,1),Coord_LV(1,2)); %a ade los cuadraditos
57     ei_addnode(Coord_LV(2,1),Coord_LV(2,2));
58     ei_addnode(Coord_LV(3,1),Coord_LV(3,2));
59     ei_addnode(Coord_LV(4,1),Coord_LV(4,2));
60
61     ei_addarc(Coord_LV(1,1),Coord_LV(1,2),Coord_LV(2,1),Coord_LV(2,2),90,1)
    ; %crea el arco entre dos puntos
62     ei_selectarcsegment(Coord_x+rsqrt,Coord_y+rsqrt); %selecciona el
    segmento recién creado

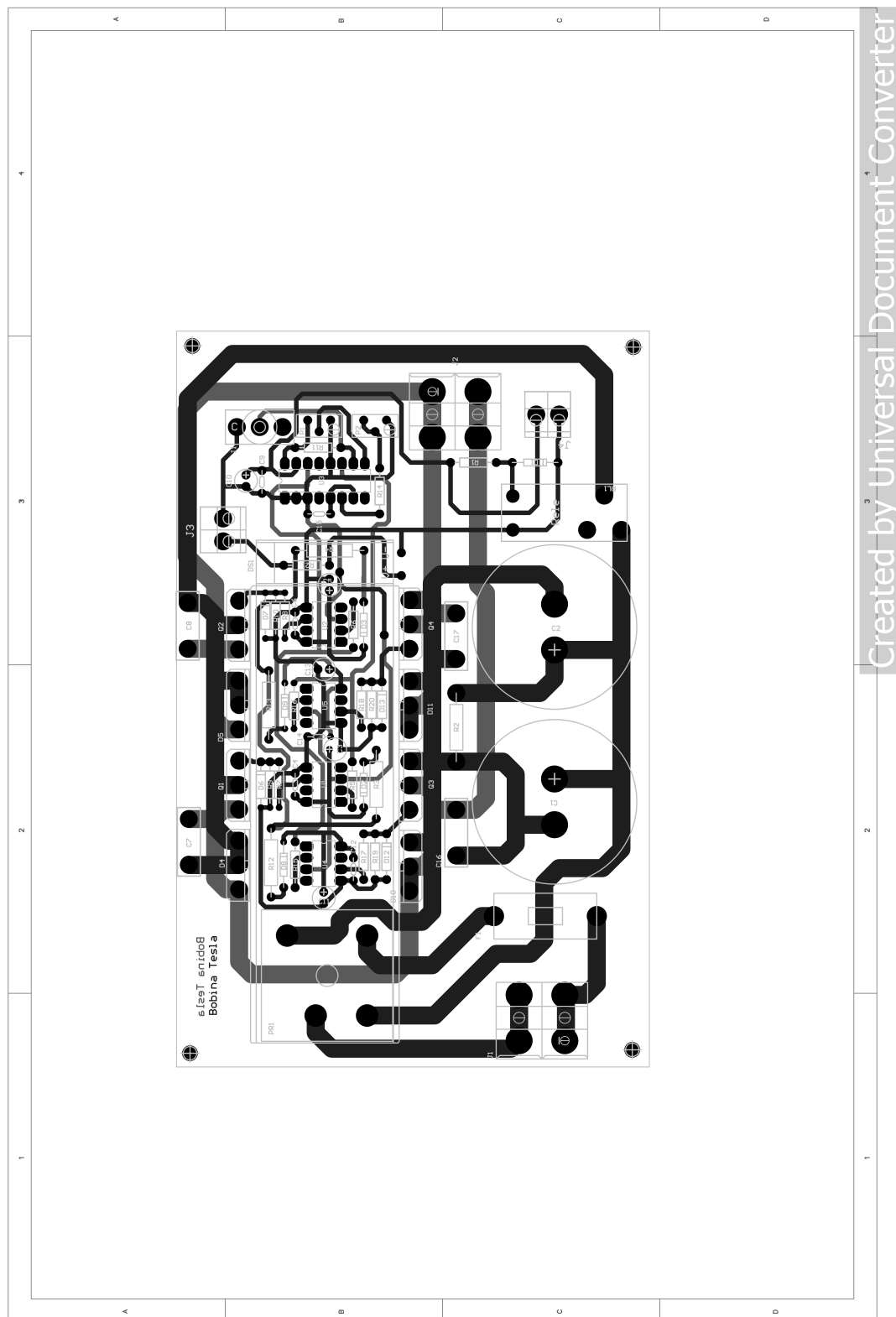
```

```
63     ei_setarcsegmentprop(1, '<None>', 0, 0, i);           %e atribuye las
condiciones de tension o carga
64
65     ei_addarc(Coord_LV(2,1),Coord_LV(2,2),Coord_LV(3,1),Coord_LV(3,2),90,1)
;
66     ei_selectarcsegment(Coord_x-rsqrt,Coord_y+rsqrt);
67     ei_setarcsegmentprop(1, '<None>', 0, 0, i);
68
69     ei_addarc(Coord_LV(3,1),Coord_LV(3,2),Coord_LV(4,1),Coord_LV(4,2),90,1)
;
70     ei_selectarcsegment(Coord_x-rsqrt,Coord_y-rsqrt);
71     ei_setarcsegmentprop(1, '<None>', 0, 0, i);
72
73     ei_addarc(Coord_LV(4,1),Coord_LV(4,2),Coord_LV(1,1),Coord_LV(1,2),90,1)
;
74     ei_selectarcsegment(Coord_x+rsqrt,Coord_y-rsqrt);
75     ei_setarcsegmentprop(1, '<None>', 0, 0, i);
76
77
78     ei_addblocklabel(Coord_x,Coord_y);   %pone la etiqueta no mesh para no
hacer mallado en el interior de la bobina
79     ei_selectlabel(Coord_x,Coord_y);
80     ei_setblockprop('<No Mesh>',1,0,0);
81
82     Coord_y=Coord_y+Separacion_espiras;   %calcula la nueva coordenada y
83
84
85     endfor
```

Apéndice C

Siguiente versión del circuito

La siguiente versión de la placa de prototipo será la que se puede ver en la figura [C.1](#) con algunas modificaciones, esta placa ha sido diseñada por el maestro de taller del Departamento de Ingeniería Eléctrica Carlos Millán, basándose en los datos de este proyecto con la supervisión del autor. Para este circuito se instalará un disipador para todo el conjunto de potencia LAM 3 K 100 12, con una resistencia térmica de 1 K/W, con el objetivo de llegar a los 300 V en el bus de continua.



Created by Universal Document Converter

FIGURA C.1: Esquema de la próxima PCB

Apéndice D

Lineas futuras

El primer punto es el modelado de la descarga dieléctrica. En el modelo presentado en Pspice (figura D.1) se intenta simular mediante una resistencia conectada a un interruptor gobernado por un comparador por histéresis, el cual cuando detecta un valor $Límite_{max}$ de tensión en el condensador del secundario, se cierra, y cuando alcanza un valor $Límite_{min}$, se abre. Probablemente sería interesante añadir una otro tipo de carga en paralelo con el condensador secundario, ya que los resultados obtenidos en el laboratorio sugieren que el circuito pasa de ser doblemente resonante a tener solo una frecuencia de resonancia, distinta de todas las anteriores.

Un segundo tema a desarrollar es el de la generación de notas musicales mediante la bobina de Tesla. Para ello se propone sustituir el interruptor del pin 10 del 3525 por un transistor para modular mediante el encendido y apagado del arco eléctrico unos pulsos de una frecuencia audible. Se propone realizar mediante la adquisición de datos de cualquier tarjeta de sonido (un teléfono, instrumento musical, tarjeta de audio, etc), ejecutar una FFT (Fast Fourier Transform) mediante un arduino, y calcular las frecuencias predominantes y amplitud. Después pasar la señal de ON al transistor del pin 10 con un PWM de la frecuencia requerida para modular dicho comportamiento.

Como tercer tema cabe destacar el estudio y optimización para el dimensionamiento de los componentes necesarios para crear una nueva bobina de Tesla, con una tensión distinta a la de este proyecto. Lo interesante sería buscar la manera más eficiente de producir las descargas sin tener que utilizar corrientes muy elevadas, variando la frecuencia de resonancia a la que se trabaja, el coeficiente de acoplamiento o algún otro parámetro.

Como último tema, se deja pendiente el estudio para realizar un mejor cálculo de la capacidad.

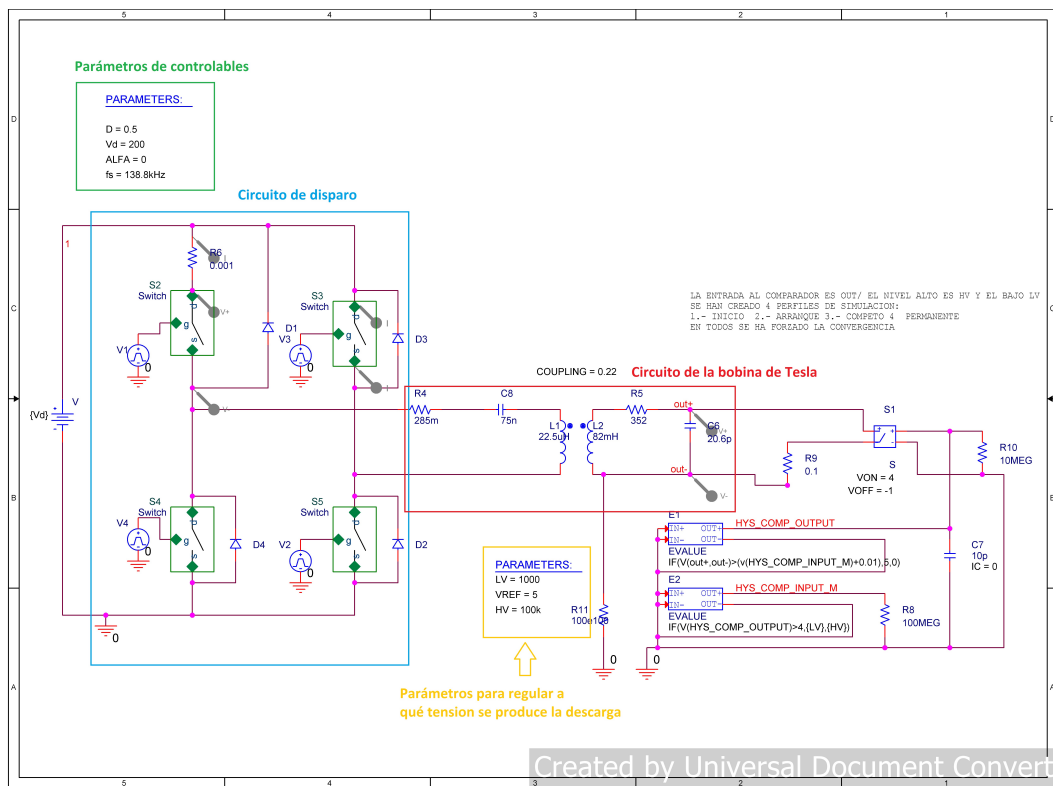


FIGURA D.1: Esquema del archivo de la simulación en Pspice

Bibliografía

- [1] @Alvy. Todas las patentes de nikola tesla en un gigantesco documento pdf de 500 páginas. a fecha 10/09/2018. URL <https://www.microsiervos.com/archivo/tecnologia/patentes-nikola-tesla-pdf.html>.
- [2] Saray Menjibar Ruiz. Diseño paramétrico de bobinas de tesla. tfg escuela de ingeniería y arquitectura unizar. 2017.
- [3] Mohammad Hosein Khanzade Ali Abbasi. *Analysis of Dual Resonant Solid State Tesla Transformer*. Faculty of FAVA Engineering, Imam Hosein University, Tehran, Iran.
- [4] Barton B. Anderson. Javatc. URL <http://www.classictesla.com/java/javatc/javatc.html>.
- [5] Cadence Design Systems. Orcad pspice designer. URL <https://www.orcad.com/products/orcad-pspice-designer/overview>.
- [6] R. G. Medhurst. H.F. RESISTANCE AND SELF-CAPACITANCE OF SINGLE-LAYER CONDUCTORS. *Wireless Engineer*.
- [7] A. Mariscotti. Determination of the stray capacitance of single layer solenoids. *DINAEL – Dept. of Naval and Electrical Eng. University of Genova*.
- [8] Ph.D. David Meeker. Finite element method magnetics. URL <http://www.femm.info/wiki/HomePage>.
- [9] John W. Eaton. Gnu octave. URL <https://www.gnu.org/software/octave/>.
- [10] William P. Robbins Ned Mohan, Tore M. Undeland. *ELECTRÓNICA DE POTENCIA: Convertidores, aplicaciones y diseño Tercera edición, pp 597*. Mc Graw Hill. ISBN 978-970-10-7248-6.
- [11] IEEE. *Standard for High-Voltage Testing Techniques*.
- [12] Diego Puyal Carlos Bernal José M. Burdío Jesús Acero Ignacio Millán. Versatile High-Frequency Inverter Module for Large-Signal Inductive Loads Characterization

Up to 1.5 MHz and 7 kW. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*,
Vol 23 N°1, 2008.