

Trabajo de Fin de Grado

**“Música con plasma. Análisis, modelado y modulación de sonido  
en la ruptura dieléctrica del aire”**



Departamento de Electrónica y Electromagnetismo

Grado en Física

Universidad de Sevilla

Memoria elaborada por el estudiante  
Santiago de Felipe García

01/09/21

La elaboración del proyecto ha sido tutorizada por  
D. Antonio José López Angulo y D. Antonio José Ginés Arteaga





## ÍNDICE DE CONTENIDOS

<b>1</b>	<b>INTRODUCCIÓN</b>	<b>1</b>
1.1	CONTEXTO HISTÓRICO	1
1.2	RESUMEN DEL TRABAJO	2
1.3	OBJETIVOS Y METODOLOGÍA	4
1.3.1	Objetivos	4
1.3.2	Metodología	5
1.4	SUMARIO DE CONTENIDOS	6
<b>2</b>	<b>DESARROLLO DE LOS CONTENIDOS</b>	<b>7</b>
2.1	EL TRANSFORMADOR TESLA	7
2.1.1	Circuitos resonantes	7
2.1.2	Señal de salida en una bobina de Tesla	9
2.1.3	Generación de la resonancia inductiva	11
2.1.4	Coeficiente de inducción mutua	13
2.1.5	Acoplamiento magnético	14
2.1.6	Factor de calidad	15
2.2	SIMULACIONES Y RESULTADOS	16
2.2.1	Esquemático del circuito	16
2.2.2	Modelo de MATLAB	21
2.3	USO DE TRANSISTORES EN LA BOBINA DE TESLA	23
2.3.1	Transistor bipolar	23
2.3.1.1	Generación del disparo	23
2.3.1.2	Punto de operación	24
2.3.1.3	Esquemático y simulaciones	24
2.3.2	Transistor MOSFET	27
2.3.2.1	Generación del disparo	27
2.3.2.2	Punto de operación	28
2.3.2.3	Esquemático y simulaciones	28
2.3.3	Transformador flyback	30
2.4	IMPLEMENTACIÓN DE LA MODULACIÓN DE LA SEÑAL	31
2.4.1	Modulación en amplitud	31
2.4.1.1	Definición e índice de modulación	31
2.4.1.2	Resultados y simulaciones	33
2.4.2	Modulación en ancho de pulso	37



<b>3</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTALES .....</b>	<b>38</b>
3.1	MONTAJE EXPERIMENTAL DEL GENERADOR DE TESLA ..	38
3.2	MONTAJE EXPERIMENTAL DE MODULACIÓN .....	41
<b>4</b>	<b>CONCLUSIONES .....</b>	<b>42</b>
<b>5</b>	<b>REFERENCIAS .....</b>	<b>45</b>
<b>6</b>	<b>ANEXO .....</b>	<b>A1</b>
6.1	VALORES DE LOS PARÁMETROS .....	A1
6.1.1	Transformador Tesla con gap .....	A1
6.1.2	Transformador Tesla con transistor bipolar .....	A2
6.1.3	Transformador Tesla con transistor MOSFET .....	A3
6.1.4	Demostrador alternativo .....	A4
6.2	COMANDO ODE45 DE MATLAB .....	A4
6.3	COMPONENTES DEL CIRCUITO .....	A5



## ACRÓNIMOS

AM: Modulación en amplitud.

BJT: Transistor bipolar (del inglés “bipolar junction transistor”).

BP: Bobina primaria.

BS: Bobina secundaria.

BT: Bobina de Tesla.

CP: Circuito primario.

CS: Circuito secundario.

FR: Frecuencia de resonancia.

KVL: Ley de Kirchoff de tensiones (del inglés “Kirchhoff Volt Law”).

MOSFET: Transistor metal-óxido-semiconductor (del inglés “metal-oxide-semiconductor field effect transistor”).

PWM: Modulación de ancho de pulso (del inglés “pulse width modulation”).

ZAD: Zona activa directa

## Música con plasma

Análisis, modelado y modulación de sonido en la  
ruptura dieléctrica del aire



# 1 INTRODUCCIÓN

## 1.1 CONTEXTO HISTÓRICO

A finales del siglo XIX se libró la conocida como “guerra de las corrientes”, que se mantuvo entre Thomas Alva Edison, firme defensor de la corriente eléctrica continua, y Nikola Tesla, quien defendía la transmisión de energía a través de la corriente alterna [1]. Ambos fueron inventores bastante destacados, y sus contribuciones a la ciencia son hoy en día esenciales en nuestro día a día. Adicionalmente, Nikola Tesla pensó en la posibilidad de transmitir grandes cantidades de energía de manera inalámbrica, de un punto a otro situado a kilómetros de distancia. De esta forma, construyó lo que hoy en día se conoce como bobina de Tesla (BT), un circuito eléctrico resonante de radiofrecuencia compuesto por dos bobinas cilíndricas con distinto tamaño y número de vueltas, concéntricas y rellenas de aire.

Los voltajes que generaba la BT eran del orden de kilovoltios y producían campos electromagnéticos oscilantes que eran capaces de encender bombillas de gases ionizados colocadas a varios centímetros del circuito. Sin embargo, esto no era suficiente para lograr transmitir la energía de un rincón del mundo a otro como pretendía inicialmente. Como prueba de concepto, Tesla construyó la torre que lleva su nombre (también conocida como torre Wanderclyffe), con una altura de 57 m y una semiesfera metálica de 21 m de diámetro en su extremo superior, como se muestra en la Fig. 1. A la torre se transfería una potencia de 300 kW y resonaba a una frecuencia de 150 kHz emitiendo energía en forma de campos electromagnéticos en todas las direcciones. Sin embargo, las instalaciones solo eran capaces de generar potencia durante unos instantes, ya que estas se recalentaban al rebasar la potencia límite que podían soportar. Finalmente, debido a los problemas financieros de la época, y a falta de viabilidad tecnológica, el proyecto quedó abandonado.



Fig. 1 Fotografía de la torre Tesla junto a la estación de Wanderclyffe, en Long Island (Nueva York) [2].

## 1.2 RESUMEN DEL TRABAJO

Tesla contribuyó a la ciencia con una gran cantidad de inventos y avances en los conocimientos sobre la generación y transmisión de la corriente alterna; de todos ellos, el objeto de estudio del proyecto es la bobina de Tesla (BT). Este aparato se puede emplear como un demostrador a la hora de ilustrar el fenómeno de la modulación de la señal, mediante el cual es capaz de producir una amplificación en el voltaje de un reproductor de música, como la producida en el canal de audio de un móvil, con la consiguiente disminución de la corriente de carga por conservación de la energía.

Este proyecto consiste en el estudio de los fenómenos físicos de funcionamiento la bobina de Tesla tradicional y su aplicación a la generación de audio por rotura del dieléctrico. En la Fig. 2 se muestra un esquema simplificado de este circuito. El primario consiste en un circuito RLC, el cual genera una señal que oscila a alta frecuencia, llamada frecuencia de resonancia. Cuando las frecuencias de resonancia del primario y el secundario coinciden, se produce un aumento de la tensión en la BS capaz de producir la ruptura dieléctrica del aire. Este fenómeno genera una



chispa en el extremo de la BS, la cual produce la dilatación de las partículas de aire que le rodea, con la consiguiente contracción al entrar en contacto con el aire circundante. Mediante la modulación de la señal es posible reproducir música a partir de las sucesivas contracciones y dilataciones.

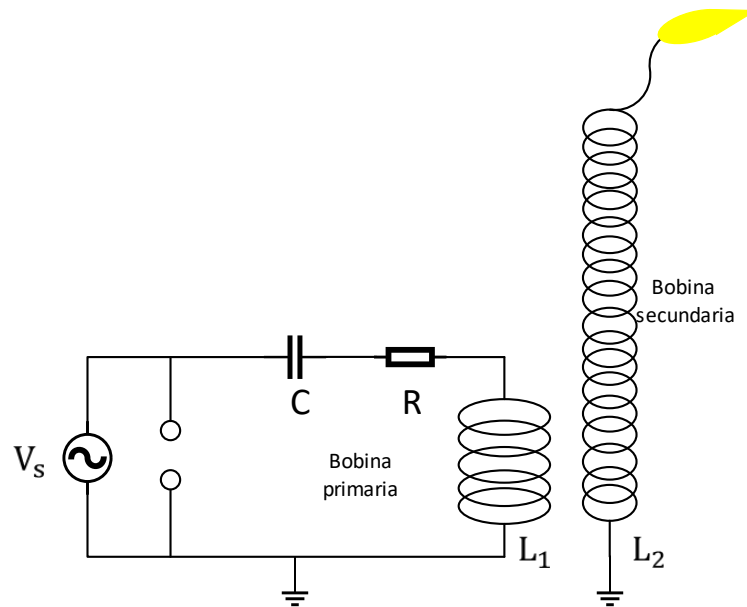


Fig. 2 Esquema de la BT.

En este TFG se estudiará el funcionamiento del sistema completo, elaborando modelos teóricos que permitan mostrar las respuestas del circuito a partir de las ecuaciones que rigen su comportamiento. Esta información permitirá tener una mayor visualización sobre el comportamiento de la BT y el proceso de transmisión de energía que tiene lugar en el aparato. A partir de ellas podremos observar la amplificación que tiene lugar en la tensión de la bobina secundaria (BS) respecto a la propia en la bobina primaria (BP).

A continuación, se simularán los resultados de los esquemáticos asociados a los circuitos de estudio y se comparará con los resultados obtenidos a partir de los modelos teóricos. Si los cálculos y las consideraciones tomadas en el estudio son correctos, los resultados obtenidos a partir de las simulaciones deberán ser similares a los teóricos, con un error numérico debido a las aproximaciones consideradas de orden despreciable.



Una vez estudiado el principio de funcionamiento de la BT tradicional y comprobado que las simulaciones son consistentes con los resultados teóricos, se procederá a estudiar el fenómeno con transistores, los cuales permiten obtener señales a frecuencias que cubre la banda de audio y llega a límites superiores del orden de los megahercios. Aunque esas frecuencias superiores están por encima de lo requerido para la banda de audio, se ha considerado interesante complementar este trabajo con su estudio por la simplicidad que presenta la topología del demostrador y su eficacia a la hora de lograr la amplificación de la señal.

En esta implementación activa se selecciona la arquitectura que se adapte mejor a nuestros requerimientos: estabilidad, sin atenuación y capaz de alcanzar una ganancia en voltaje suficiente, con el fin de implementar la modulación de la señal y estudiar los resultados de simulación. Este montaje es el que presentará el demostrador que se construirá en el laboratorio, mediante el cual se manifestará la correspondencia entre los resultados teóricos y los experimentales y la bondad de los cálculos realizados para estudiar y comprender su funcionamiento. Utilizando este diseño como punto de partida, se realizará un demostrador físico en una placa base de prueba y se procederá a su testado experimental en el laboratorio. Concluiremos este trabajo con una comparativa entre resultados teóricos y los obtenidos experimentalmente.

## 1.3 OBJETIVOS Y METODOLOGÍA

### 1.3.1 Objetivos

A continuación, se enumeran los principales objetivos del proyecto:

- Estudio de las ecuaciones que gobiernan el comportamiento físico de la bobina de Tesla (BT) tradicional. Principio de funcionamiento de la BT.
- Estudio de la amplificación de la señal en la BT. Concepto de resonancia.
- Comparación entre los resultados del modelo teórico y los de simulación. Estudio de las diferencias entre los resultados obtenidos mediante ambos métodos.



- Introducción de la resonancia con transistores y comparación de los resultados con los de la BT tradicional.
- Estudio del concepto de modulación en amplitud de una señal. Amplificación de la señal generada por un reproductor de música.
- Estudio de la modulación de ancho de pulso de una señal eléctrica.
- Comprobación de los cálculos a partir del montaje del circuito real.

### 1.3.2 Metodología

Con el fin de cumplir los objetivos anteriores se ha seguido el siguiente plan de trabajo:

- Estudio bibliográfico de los componentes electrónicos que se emplean en la BT, así como las dimensiones convencionales de las bobinas en estos circuitos.
- Simulación del esquemático correspondiente y programación del modelo teórico que rige el comportamiento del circuito.
- Búsqueda en la bibliografía de modelos que introduzcan transistores y estudio de los componentes electrónicos requeridos para su funcionamiento.
- Construcción del esquemático de dos de los modelos estudiados. Interpretación de los resultados de simulación
- Implementación en uno de los dos esquemáticos la modulación en amplitud (AM) de la señal a partir de la información encontrada en la bibliografía y estudio de las condiciones de polarización adecuadas para lograr una buena amplificación de la señal sin perder la modulación.
- Estudio bibliográfico de arquitecturas de BT musical que implementen la PWM. Diferencias entre un método y otro de modulación de la señal.
- Selección y compra de los materiales necesarios para el montaje del circuito modelado.
- Montaje sobre una placa de prototipado del demostrador correspondiente a la bobina de Tesla.
- Implementación de la modulación en amplitud de la señal en el demostrador.



A la hora de realizar las simulaciones de los esquemáticos que modelan los circuitos reales que aquí se están estudiando se hizo uso del subprograma Capture CIS de OrCAD. Los modelos teóricos se definieron a partir de las ecuaciones estudiadas a lo largo de la memoria mediante el programa de cálculo matricial MATLAB.

## 1.4 SUMARIO DE CONTENIDOS

En esta sección se realiza un sumario de los contenidos de esta memoria. Comenzaremos en la sección 2 con la discusión de los resultados fundamentales de este trabajo desde un punto de vista teórico y simulación. Esta sección constituye el núcleo del desarrollo de este trabajo y está conformada por los siguientes apartados:

- Apartado 2.1: Deducción de las ecuaciones que se encuentran detrás del funcionamiento de la bobina de Tesla (BT) a partir de los fundamentos básicos de circuitos eléctricos y la bibliografía consultada. Estudio de los parámetros que definen las propiedades de un circuito resonante.
- Apartado 2.2: Esquemático de la BT y discusión de los valores de los parámetros que definen el circuito. Estudio de las simulaciones obtenidas a partir del esquemático y comparación con los resultados del modelo teórico. Obtención de la frecuencia de resonancia y el factor de calidad del circuito.
- Apartado 2.3: Estudio de la generación de la señal de disparo en la BT mediante transistores. Interpretación de los resultados de simulación obtenidos con un transistor bipolar y un transistor MOSFET, y discusión sobre la configuración que mejor se adapta a los requerimientos del circuito. Estudio teórico de un transformador flyback.
- Apartado 2.4: Estudio de la modulación en amplitud e implementación en el esquemático. Interpretación de los resultados y discusión sobre las limitaciones que el compromiso amplificación-modulación introduce en los requerimientos del demostrador. Estudio teórico de la modulación en ancho de pulso.

Continuaremos en la sección 3 con los resultados experimentales. Finalmente, en la sección 4 se mostrarán las conclusiones principales de este trabajo. También se

interpretan las posibles aplicaciones que podría tener la BT, así como el desarrollo tecnológico del fenómeno de la resonancia inductiva en el futuro.

## 2 DESARROLLO DE LOS CONTENIDOS

### 2.1 EL TRANSFORMADOR TESLA

#### 2.1.1 Circuitos resonantes

La bobina de Tesla (BT) está formada fundamentalmente por dos bobinas concéntricas entre sí acopladas; la bobina conectada a la fuente, también conocida como bobina primaria (BP), se coloca en serie a una resistencia y a un condensador, de manera que el circuito primario consiste en un circuito RLC en serie:

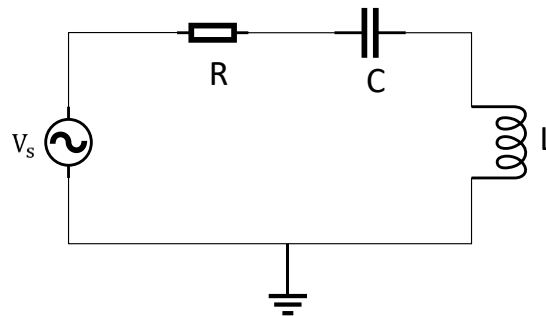


Fig. 3 Circuito RLC en serie. El circuito primario del transformador Tesla presentaría el mismo comportamiento que este tipo de circuitos si no existiera el circuito secundario.

Aplicando la ley de Kirchoff de tensiones (KVL) se llega a la siguiente ecuación:

$$V_R(t) + V_C(t) + V_L(t) = V_S(t) \quad (1)$$

Teniendo en cuenta el comportamiento dinámico de la señal eléctrica en el condensador cuando el circuito es alimentado por una fuente alterna la expresión

anterior toma la forma de una ecuación diferencial para la tensión en la bobina primaria:

$$LC \frac{d^2 V_L(t)}{dt^2} + RC \frac{dV_L(t)}{dt} + V_L(t) = V_S(t), \quad (2)$$

la cual resulta ser una ecuación de segundo orden. Despejando en la ecuación anterior y haciendo el cambio  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  y  $\xi = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$  se tiene que:

$$\frac{d^2 V_L(t)}{dt^2} + 2\xi\omega_0 \frac{dV_L(t)}{dt} + \omega_0^2 V_L(t) = \omega_0^2 V_S(t) \quad (3)$$

Esta es la expresión del polinomio característico de un circuito de segundo orden como el que estamos estudiando, donde  $\omega_0$  es la frecuencia natural o de resonancia del circuito [3]. Sean  $V$  el valor eficaz de la tensión proporcionada por la fuente e  $I$  el valor eficaz de la corriente que atraviesa el circuito; las tensiones en cada uno de los elementos del circuito vienen dadas por:

$$V_R = I \cdot R, \quad V_L = I \cdot X_L j, \quad V_C = -I \cdot X_C j \quad (4)$$

La corriente viene dada por:

$$I = \frac{V}{Z} = \frac{V}{R + (X_L - X_C)j} \quad (5)$$

El diagrama de fases de un circuito resonante está representado en la Fig. 4. Se ha tomado como referencia la corriente al ser la misma en todo el circuito. Cuando  $|V_L| = |V_C|$  el desfase entre la tensión y la corriente se anula, esto es,  $\cos\phi = 1$ ; este es el factor de potencia, y se dice que un circuito es resonante cuando su valor es la unidad [4], de modo que la frecuencia de resonancia será aquella a la cual las reactancias en el condensador y en la bobina se igualen:

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (6)$$

A la frecuencia de resonancia la impedancia total del circuito toma un valor real pues  $X_L = X_C$ , esto es, toma su valor mínimo, y la corriente que atraviesa el circuito es la máxima posible (5). Esto da lugar a la mayor transferencia de energía de la fuente a los elementos reactivos del circuito.

El parámetro  $\xi$  es el coeficiente de amortiguamiento, y de su valor depende la estabilidad del circuito [3]. En realidad, nunca se podría conseguir una respuesta oscilatoria pura, ya que eso equivaldría a una autoinducción de valor infinito, o a una resistencia idénticamente nula; se trata de buscar componentes cuyas impedancias amortigüen lo mínimo posible la señal.

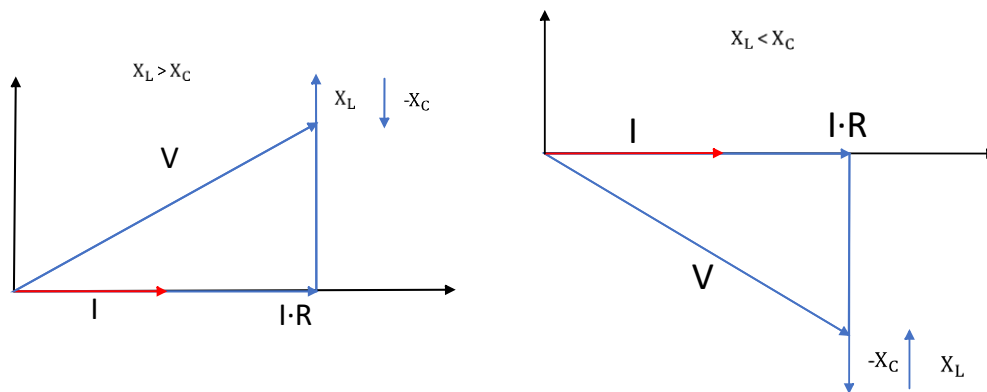


Fig. 4 Diagrama de fase en un circuito RLC en serie. Dependiendo del valor de la tensión en los elementos reactivos, el circuito será inductivo (imagen de la izquierda) o capacitivo (imagen de la derecha) [4].

### 2.1.2 Señal de salida en una bobina de Tesla

Para lograr incrementos de tensión del orden de kV es necesario que la relación de aspecto de las bobinas sea dispar, pues el factor de amplificación depende del ratio entre las dimensiones de las bobinas. La forma que se suele considerar de la bobina secundaria es cilíndrica, mientras que la primaria se puede tomar con varias formas alternativas, como la cilíndrica, una espira en la base de la secundaria o conoidal [5]. Como criterio de diseño consideraré una forma cilíndrica, ya que es la que presenta la topología más sencilla a la hora de montar el circuito pues solo hay que enrollar el hilo con un radio determinado; además, en los otros dos casos hay que considerar la



variación en la dirección de la radial de la BP a la hora de integrar las ecuaciones, lo cual hace algo más dificultoso su estudio.

El campo magnético generado a raíz de la corriente que pasa por la bobina primaria se obtiene a partir de la ley de Ampère:

$$\oint_C \vec{B}_1(t) \cdot d\vec{r} = \mu_0 N_1 I_1(t) \rightarrow B_1(t) = \frac{\mu_0 N_1 I_1(t)}{h_1}, \quad (7)$$

donde  $\mu_0$  es la permeabilidad magnética del vacío (al tratarse de aire el medio que rodean las bobinas),  $I_1$  la corriente que atraviesa la bobina primaria y  $h_1$  la altura de esta. Se genera, a su vez, una corriente oscilante en el secundario:

$$I_2(t) = B_1(t) \cdot \frac{h_2}{\mu_0 N_2} = \frac{N_1 h_2}{h_1 N_2} \cdot I_1(t) \quad (8)$$

Por tanto, la corriente en el secundario es proporcional al número de vueltas en el primario, mientras que es inversamente proporcional al propio en el secundario. El flujo magnético a través de la bobina secundaria (BS) debido a esa corriente inducida viene dado por:

$$\phi_2(t) = B_2(t) \cdot S_2(t) = \frac{\mu_0 N_2^2 I_2(t)}{h_2} \cdot \pi R_{L2}^2 = \frac{\mu_0 N_1 N_2 I_1(t)}{h_1} \cdot \pi R_{L2}^2 \quad (9)$$

La tensión en la BS se obtiene a partir de la ley de Faraday-Lenz:

$$V_2(t) = - \frac{d\phi_2(t)}{dt} = - \frac{\mu_0 N_1 N_2}{h_1} \cdot \pi R_{L2}^2 \cdot \frac{dI_1(t)}{dt} \quad (10)$$

Y para la bobina primaria (BP) se tiene que:

$$V_1(t) = - \frac{d\phi_1(t)}{dt} = - \frac{\mu_0 N_1^2}{h_1} \cdot \pi R_{L1}^2 \cdot \frac{dI_1(t)}{dt}, \quad (11)$$

siendo  $R_{L1-L2}$  el radio de las bobinas primaria y secundaria, respectivamente. El cociente de ambas expresiones da la relación entre las tensiones en las bobinas:

$$V_2(t) = \frac{N_2}{N_1} \cdot \left( \frac{R_{L2}}{R_{L1}} \right)^2 \cdot V_1(t) \quad (12)$$





La tensión en la BS es proporcional al número de espiras que la rodea, mientras que es inversamente proporcional al propio de la BP, de manera que para amplificar la señal el número de vueltas en la BP debe ser más pequeño que en la BS (unos dos o tres órdenes de magnitud inferior). Además, el grosor del hilo en la BS debe ser menor que en la BP, pues la corriente que atraviesa el secundario es muy pequeña y se debe reducir el valor de la resistencia parásita que se origina en ella:

$$R_{p2} = \rho_{Cu} \cdot \frac{h_2}{\pi R_2^2} \quad (13)$$

La resistividad del cobre esmaltado es  $\rho_{Cu} = 1,71 \cdot 10^{-2} \Omega \cdot \frac{mm^2}{m}$  [6].

### 2.1.3 Generación de la resonancia inductiva

En el circuito secundario (CS) se deja uno de los extremos de la BS conectado a tierra, y el otro se deja suspenso en el aire, comportándose este como el dieléctrico de un condensador. Si la diferencia de potencial que se genera en el secundario es capaz de ionizar el aire que lo rodea, se produce la ruptura dieléctrica del mismo y aparece la chispa que caracteriza a la bobina de Tesla. El valor de la tensión necesaria para producir la ruptura dieléctrica entre las placas de un condensador depende del dieléctrico que se encuentre entre ellas: en el caso del aire la tensión de ruptura toma valores desde los 0,4 kV/mm hasta los 3 kV/mm, dependiendo de la presión [7].

La capacidad parásita producida por la acumulación de carga en las espiras del secundario viene dada por la fórmula de Medhurst [8]:

$$C_{p2} = 2R_2 a_1 + h_2 a_2, \quad (14)$$

donde  $a_1 = 3,0963 \cdot 10^{-2} \frac{pF}{mm}$  y  $a_2 = 1,00976 \cdot 10^{-2} \frac{pF}{mm}$ . Esta capacidad y la correspondiente al aire se modelan por un condensador en serie a la BS:

$$C_2 = C_{p2} + C_a \quad (15)$$

De esta forma, el CS se comporta también como un circuito RLC, con su propia frecuencia de resonancia (FR). También es posible colocar un condensador toroidal en el extremo al aire del bobinado (Fig. 5), de manera que se evite cualquier escape de carga al aire en las espiras por ruptura eléctrica, permitiendo una mayor acumulación de carga entre sus extremos antes de que se genere la chispa [9]:

$$C_a = C_t + C_a' \rightarrow C_a' = C_a - C_t \quad (16)$$

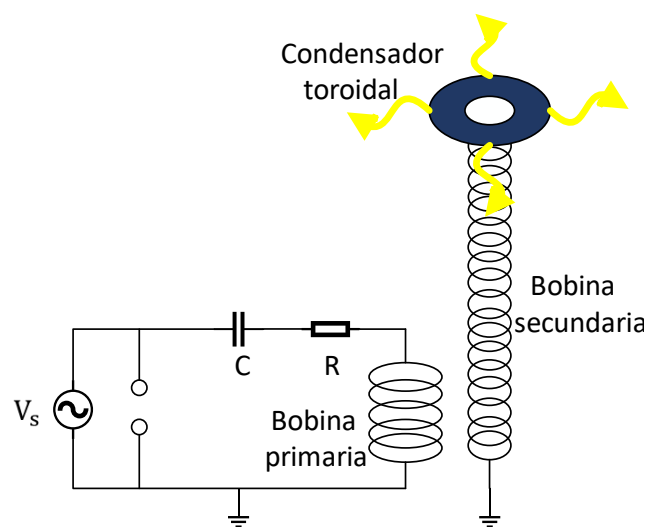


Fig. 5 Esquema de la BT con un condensador toroidal.

Generalmente se hace uso de un transformador elevador de tensión que amplifique la amplitud de la señal de entrada en el primario; además, es necesaria la presencia de un “gap” que consiste en dos puntas metálicas separadas entre sí por unos pocos milímetros, como se muestra en la Fig. 6 [5].

Este gap actúa como un interruptor que abre y cierra el circuito continuamente: cuando el condensador no es capaz de acumular más carga, estas se desvían hacia el gap; entonces, el condensador se descarga y los electrones circulan hacia el mismo, cargándolo de nuevo. De esta manera, se genera una señal que oscila a la frecuencia de resonancia (FR) del circuito primario (CP), y si las frecuencias de resonancia del primario y el secundario coinciden, entonces la conversión de energía

eléctrica a magnética en el transformador Tesla es máxima y, por tanto, la señal en la salida toma la mayor amplitud posible.

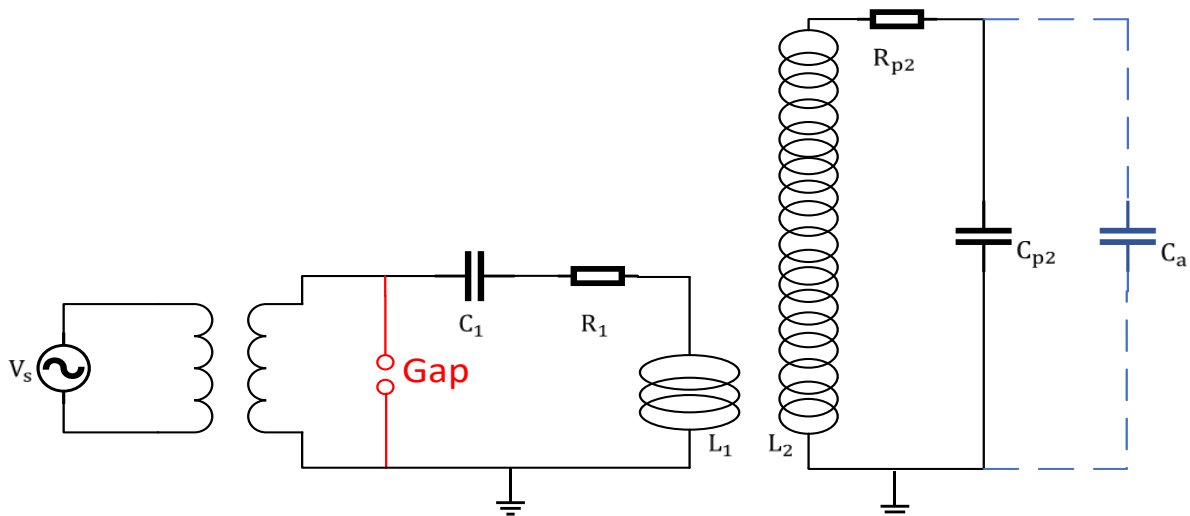


Fig. 6 Esquema de una bobina de Tesla. El gap entre el terminal de entrada en el condensador y la tierra permite generar una oscilación de mayor frecuencia.

#### 2.1.4 Coeficiente de inducción mutua

Las expresiones (8), (10) y (11) son de primer orden, pues no se ha tenido en cuenta el término correspondiente al coeficiente de inducción mutua,  $M$ . La razón por la que se ha despreciado este término es que en la bobina de Tesla (BT) el coeficiente de acoplamiento magnético toma valores pequeños, del orden de 0,1 [5]. Para la expresión de  $M$  hay que partir del flujo del campo magnético que origina el paso de corriente a través de la bobina primaria (BP) en la bobina secundaria (BS):

$$\phi_{21}(t) = B_1(t) \cdot S_2(t) = N_x \cdot \frac{\mu_0 N_1 I_1(t)}{h_1} \cdot \pi R_{L2}^2, \quad (17)$$

En el caso general en que el grosor de los hilos que rodean los cilindros primario y secundario no sea el mismo, el factor  $N_x$  está dado por:

$$N_x = N_1 \frac{d_1}{d_2}, \quad (18)$$

$d_1$  y  $d_2$  son los diámetros de los hilos en el primario y en el secundario, respectivamente. La deducción de esta relación se muestra en la Fig. 7:

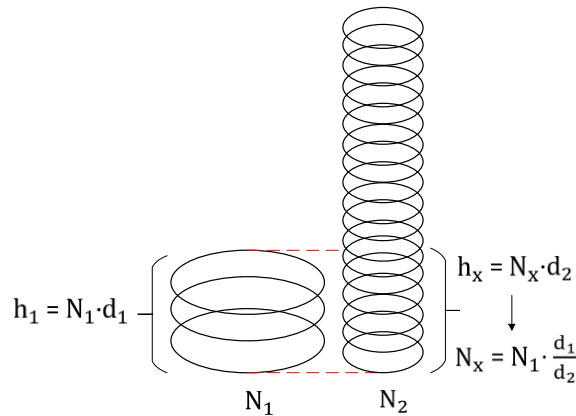


Fig. 7 Relación geométrica entre el número de espiras que atraviesa el campo  $B_1$  en la BP y en la BS. Si el grosor de los hilos de cobre en una bobina y otra son distintos, entonces el número de vueltas que atraviesa el campo no es el mismo.

El coeficiente de inducción mutua está dado por:

$$\phi_{21}(t) = M \cdot I_1(t) \rightarrow M = \frac{\mu_0 N_1^2 d_1}{h_1 d_2} \cdot \pi R_{L2}^2, \quad (19)$$

De esta manera, a las expresiones dinámicas de las tensiones que caen en las bobinas hay que añadir el término correspondiente a la inducción mutua:

$$V_{1-2}(t) = L_{1-2} \cdot \frac{dI_{1-2}}{dt} + M \cdot \frac{dI_{2-1}}{dt} \quad (20)$$

### 2.1.5 Acoplamiento magnético

A partir de las expresiones (10) y (11) es posible deducir las expresiones de los coeficientes de autoinducción de cada bobina, comparándolas con el primer término de la ecuación (20):

$$L_{1-2} = \frac{\mu_0 N_{1-2}^2 \pi R_{L1-L2}^2}{h_{1-2}} \quad (21)$$

El coeficiente de acoplamiento magnético de las bobinas es, por tanto:

$$M = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \rightarrow k = \sqrt{\frac{h_2}{h_1} \cdot \frac{R_{L2} N_1 d_1}{R_{L1} N_2 d_2}} \quad (22)$$

En una BT suele tomar valores menores que 0,2, de manera que solo una pequeña proporción del campo magnético que se genera en la BP atraviese la BS [5]. De esta forma, se acentúa el transvase de energía que tiene lugar en el proceso. Una vez discutidos los valores de N y d en cada bobina para mejorar las prestaciones de la BT, queda el propio del radio: por la expresión (22) conviene elegir un BP de radio mayor que en la BS para reducir el valor de k.

### 2.1.6 Factor de calidad

La amplificación en una BT es menos efectiva en un rango de valores de la frecuencia por debajo y por encima de la resonancia magnética. Si se representa la señal frente a la frecuencia de trabajo es posible determinar la efectividad del circuito resonante a partir del factor de calidad, que se define como el cociente entre la frecuencia de resonancia (FR) y la anchura a media altura (ancho de banda en que la curva se encuentra por encima del 50 % del valor máximo) [10]:

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (23)$$

En la Fig. 8 se muestra la efectividad del circuito según el valor de Q:

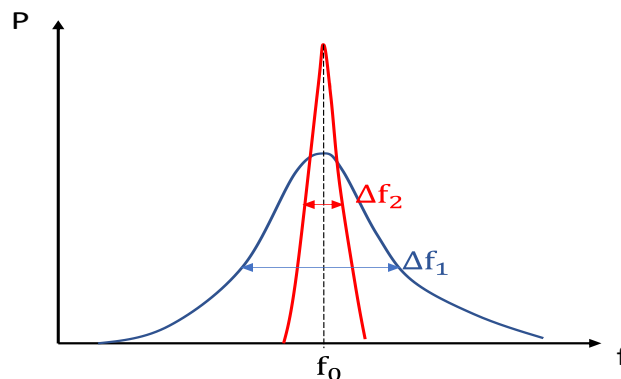


Fig. 8 Curva P-f de dos circuitos resonantes. La curva 1 es más baja y tiene un mayor ancho de banda, mientras que la curva 2 tiene un pico pronunciado y presenta un ancho de banda pequeño, luego se cumple que  $Q_2 > Q_1$ ; el circuito 2

opera de manera más efectiva como filtro paso de banda que el circuito 1.

## 2.2 SIMULACIONES Y RESULTADOS

### 2.2.1 Esquemático del circuito

El esquemático construido para realizar las simulaciones del circuito es el siguiente:

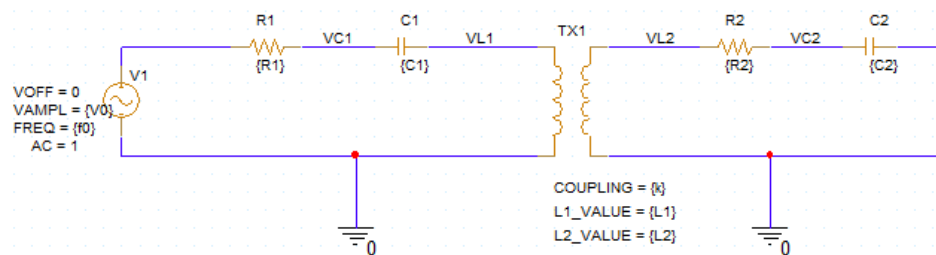


Fig. 9 Esquemático del transformador Tesla. El condensador del circuito secundario (CS) modela la suma de la capacidad parásita de la bobina secundaria (BS) y la correspondiente al aire, mientras que la resistencia del secundario es la resistencia parásita debida al número elevado de espiras que la conforman.

Para realizar los cálculos y definir todos los parámetros del circuito partí de valores similares a los que encontré en la bibliografía para algunos de los parámetros del circuito (referencias [5], [9], [11] y [12]). Típicamente, el ratio altura-diámetro de la BS está comprendido entre 5:1 y 3:1: yo consideré unas dimensiones de la bobina primaria (BP) y un valor de  $k$  típicos y a partir de los cuales se obtuviera un ratio de la BS que se encontrara en ese rango. En el caso de la BP consideré una separación entre las espiras dada por el parámetro  $s_{01}$ , de manera que se puedan desprestigiar los elementos parásitos debido a la proximidad de éstas y no se deban tener en cuenta en el esquemático anterior:

Parámetro	Valor
$V_0$	220 V
$R_1$	10 $\Omega$
$C_1$	100 nF
$R_{L1}$	10 cm



Parámetro	Valor
$N_1$	7
$d_1$	5 mm
$s_{01}$	1,7 mm
$N_2$	1000
$d_2$	0,3 mm
$k$	0,15

Tabla 1 Variables de partida

A partir de estos valores es posible determinar el valor del resto de variable. Las ecuaciones de ligadura entre las variables de partida y el resto están recogidas en la Tabla 2; las expresiones ya deducidas en la sección anterior se incluyen en forma de referencia:

	$C_1$	$R_{L1}$	$N_1$	$d_1$	$s_{01}$	$N_2$	$d_2$	$k$
$h_1$	-	-	$N_1 d_1 + s_{01}$	$N_1 d_1 + s_{01}$	$N_1 d_1 + s_{01}$	-	-	-
$h_2$	-	-	-	-	-	$N_2 d_2$	$N_2 d_2$	-
$R_{L2}$	-	(22)	(22)	(22)	-	(22)	(22)	(22)
$l_1$	-	$2\pi \cdot R_{L1} N_1$	$2\pi \cdot R_{L1} N_1$	-	-	-	-	-
$l_2$	-	-	-	-	-	$2\pi \cdot R_{L2} N_2$	-	-
$L_1$	-	(21)	(21)	(21)	-	-	-	-
$L_2$	-	-	-	-	-	(21)	(21)	-
$C_2$	$\frac{L_2}{L_1 C_1}$	-	-	-	-	-	-	-
$M$	-	-	(19)	(19)	-	-	(19)	-
$f_0$	$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$	-	-	-	-	-	-	-

Tabla 2 Ecuaciones de ligadura entre las variables de partida y los parámetros a determinar

Los valores de los parámetros de todos los esquemáticos de la memoria se encuentran recogidos en el apartado 6.1 del anexo.

Para el rango  $0 < f < 200$  kHz, en pasos de 100 Hz, se tiene para las bobinas las curvas en frecuencia que se muestran en la Fig. 10:

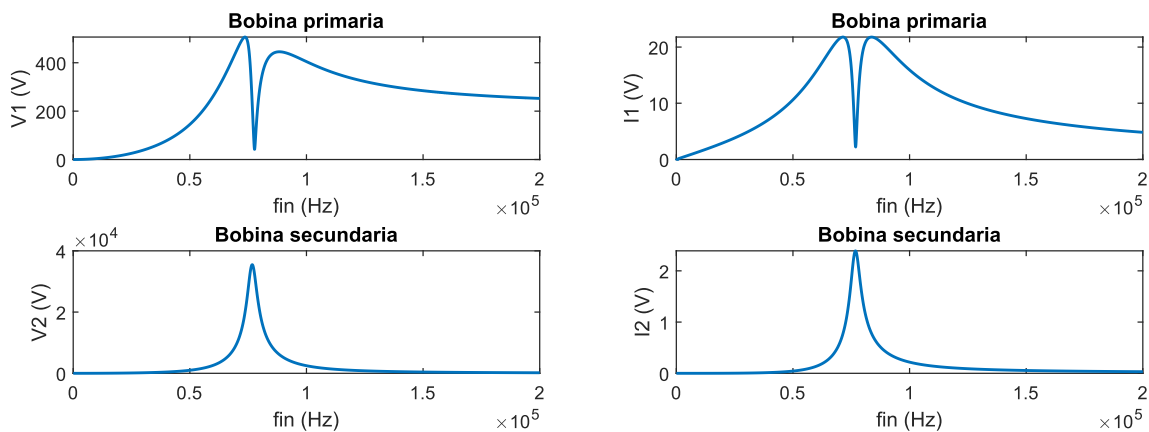


Fig. 10 Dependencia con la frecuencia de la señal en la BP y la BS. La imagen de la izquierda se corresponde con la tensión en las bobinas, mientras que la de la derecha es la correspondiente a la corriente eléctrica que las atraviesa; en ambas imágenes, la gráfica de arriba se corresponde con la BP, y la de abajo con la BS.

En la BS se produce un incremento bastante abrupto de la señal en torno a 76,93 kHz, la cual es la frecuencia de resonancia (FR), de forma que se produce el mayor transvase de energía. Sin embargo, la BP presenta una caída de la señal a esas frecuencias: esto se debe al acoplamiento electromagnético resonante de las bobinas, por el cual se produce un transvase de energía adicional del primario al secundario.

El acoplamiento entre las bobinas genera una fluctuación en el valor de la FR en la BP y la BS [13]; ampliando la imagen de la curva en el secundario es posible notar que la amplitud máxima realmente se alcanza a un valor distinto de  $f_0$ . Haciendo un barrido en frecuencia de 76 kHz a 77 kHz, en pasos de 1 Hz, es posible determinar de forma más precisa esta frecuencia. La curva correspondiente se muestra en la Fig. 11:



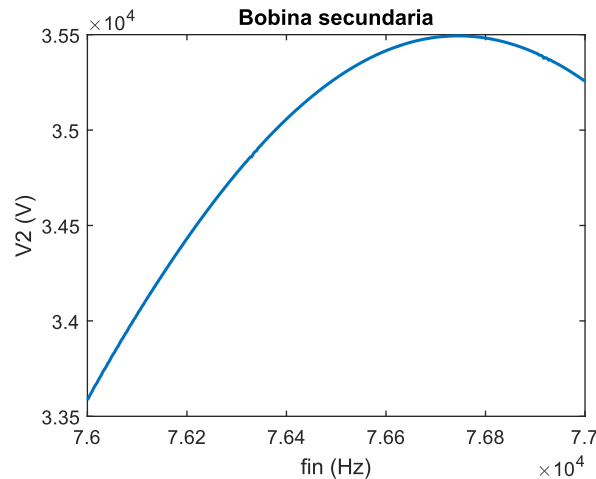


Fig. 11 Determinación gráfica de la frecuencia de resonancia de acoplamiento.

$f_{0teór}$	$f_{0sim}$	$ \Delta f_0 /f_{0teór}$
76,93 kHz	76,74 kHz	0,25 %

Tabla 3 Comparativa de la frecuencia de resonancias teórica y de acoplamiento.

Aunque la discrepancia no es relevante, en las simulaciones que siguen se considerará como frecuencia de resonancia (FR) la de acoplamiento para una mayor rigurosidad. El factor de calidad se puede determinar gráficamente por la expresión (23):

$f_0$	$f_1$	$f_2$	$Q$
76,74 kHz	73,20 kHz	80,60 kHz	10,37

Tabla 4 Valor del factor de calidad

El valor obtenido es bastante pequeño, pero se encuentra dentro del rango de valores típicos de circuitos similares al de estudio (10-100) [10].

Resulta ilustrativo mostrar el comportamiento de la señal en las bobinas para varias frecuencias; en la Fig. 12 se muestran tres casos:

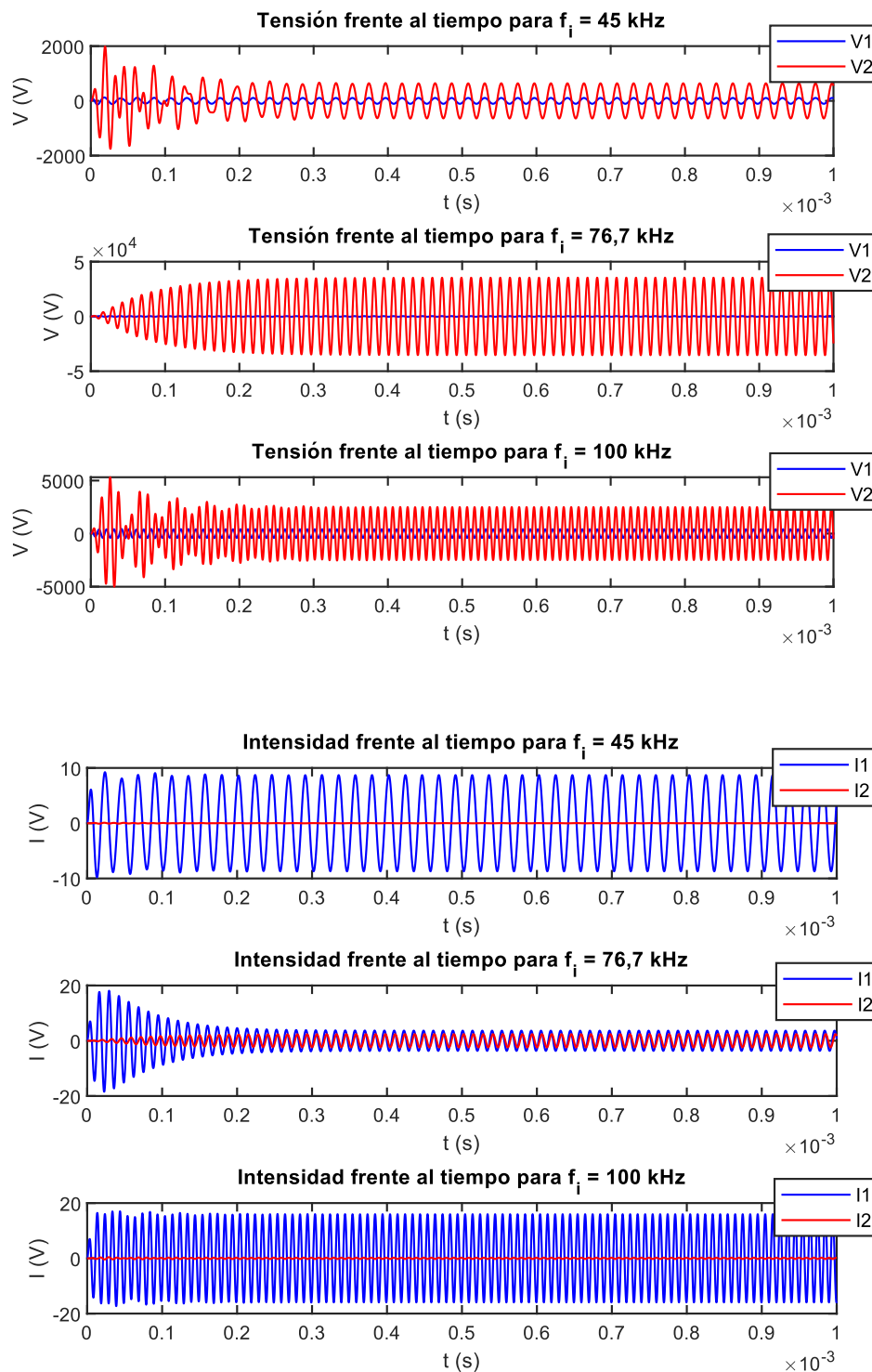


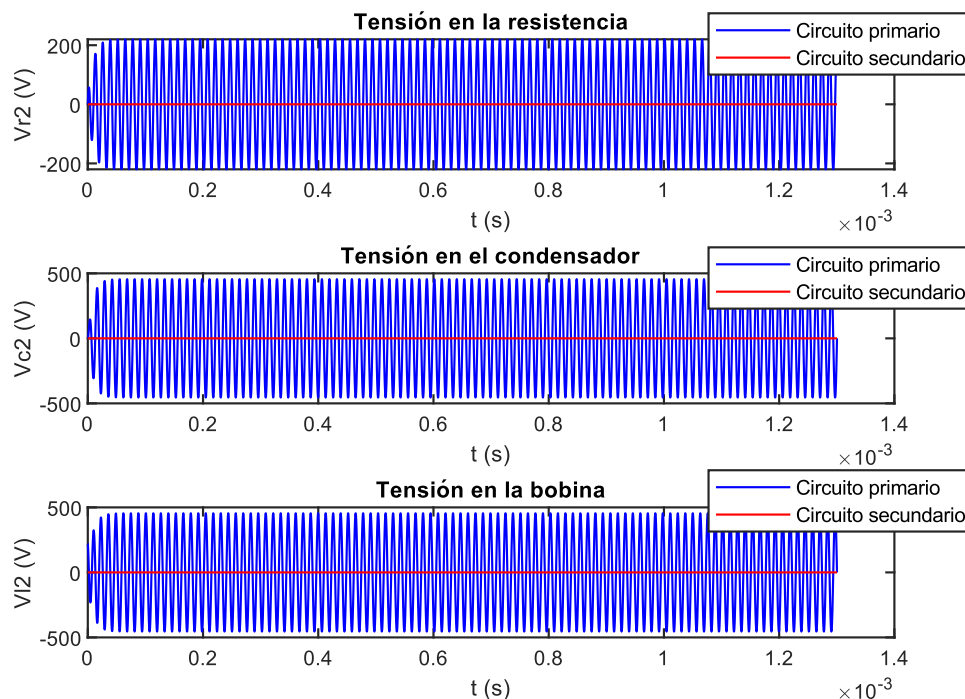
Fig. 12 Evolución de la señal con el tiempo para tres frecuencias distintas. En la imagen arriba se muestra la tensión, y en la de abajo la corriente eléctrica; en todas las gráficas la curva azul es la señal en la BP y la roja la propia a la BS.

## 2.2.2 Modelo de MATLAB

A partir de KVL en el circuito primario (CP) y el circuito secundario (CS), teniendo en cuenta la ecuación (20), se llega al siguiente sistema de ecuaciones acopladas:

$$\begin{aligned} V_{C1}(t) + R_1 C_1 \frac{dV_{C1}(t)}{dt} + L_1 C_1 \frac{d^2 V_{C1}(t)}{dt^2} + M C_2 \frac{d^2 V_{C2}(t)}{dt^2} &= V_s(t) \\ V_{C2}(t) + R_2 C_2 \frac{dV_{C2}(t)}{dt} + L_2 C_2 \frac{d^2 V_{C2}(t)}{dt^2} + M C_1 \frac{d^2 V_{C1}(t)}{dt^2} &= 0 \end{aligned} \quad (24)$$

En el apartado 6.2 del anexo se explica el comando utilizado para obtener las soluciones de este sistema en MATLAB. En la Fig. 13 se incluyen las gráficas correspondientes a cada uno de los componentes del circuito:



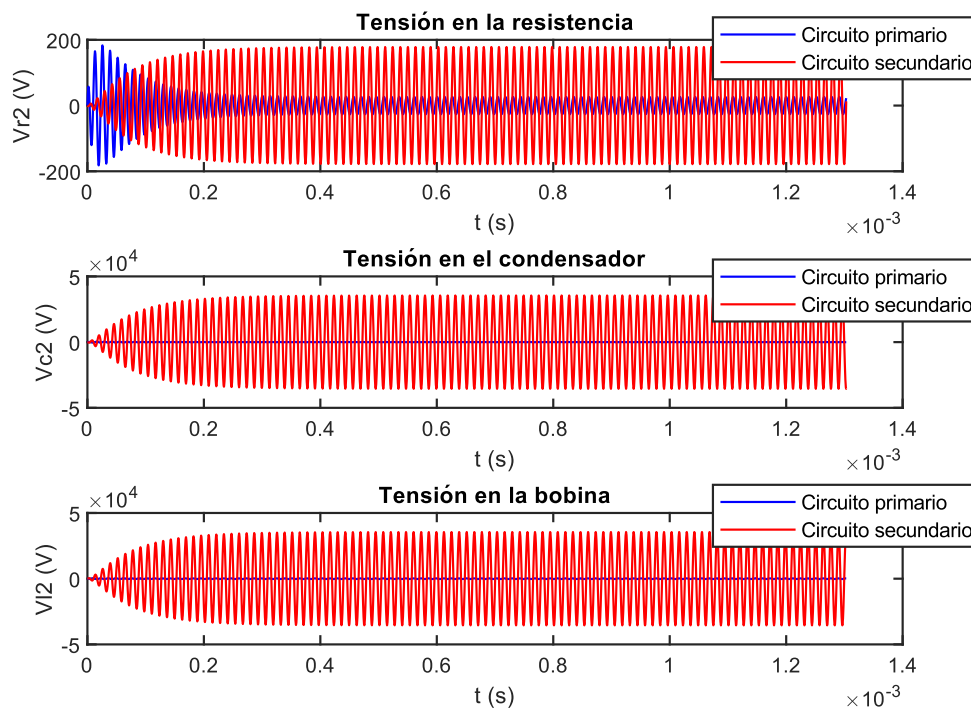


Fig. 13 Tensión en los componentes del circuito. En la imagen de arriba  $M = 0 \mu\text{H}$  y en la de abajo  $M = 171,88 \mu\text{H}$ ; las curvas azul y roja se corresponden con las señales en el CP y el CS, respectivamente.

Si no se considerara el coeficiente  $M$  el problema que se estudiaría sería el de un circuito RLC sin acoplamiento alguno, es decir, sin la presencia del CS. En la siguiente tabla se comparan el valor de la amplitud de tensión obtenido por simulación a través de OrCAD y la medida a partir del modelo de MATLAB:

$V_{L\text{máx}}(\text{teór})$	$V_{L\text{máx}}(\text{sim})$	$ \Delta V /V_{L\text{máx}}(\text{teór})$
35,401 kV	35,509 kV	$3,05 \cdot 10^{-3} \%$

Tabla 5 Comparativa de resultados teóricos y de simulación

Podemos observar que existe un acuerdo absoluto dentro de la precisión numérica entre resultados teóricos y de simulación. Podemos concluir a partir de las simulaciones que los cálculos matemáticos y las consideraciones geométricas de la sección anterior son correctos y que, por tanto, tenemos un punto de partida adecuado para diseñar nuestro circuito en una implementación física real, actuando

como amplificador de voltaje y filtro en un rango en torno a la frecuencia de resonancia.

## 2.3 USO DE TRANSISTORES EN LA BOBINA DE TESLA

Los transistores cada vez son más frecuentes frente al gap en este tipo de circuitos debido a la simplicidad de la topología del circuito en que se implementa, en el cual es posible generar señales de frecuencias del orden de cientos de kilohercios a partir de fuentes en DC: una vez que el circuito esté polarizado correctamente, el transistor conmuta entre conducción y corte, actuando como interruptor que abre y cierra el circuito, generando la oscilación a la frecuencia de resonancia.

### 2.3.1 Transistor bipolar

Este tipo de transistores están formados por dos diodos de unión PN acoplados entre los que se desplazan los portadores de carga, de manera que según su polarización sus condiciones de trabajo serán unas u otras [14]. Dependiendo del dopado de las regiones de semiconductores que lo conforman, pueden ser de tipo NPN o PNP; los transistores considerados en el proyecto son de tipo NPN.

#### 2.3.1.1 Generación del disparo

El BJT ocupa el lugar del gap en la bobina de Tesla (BT):

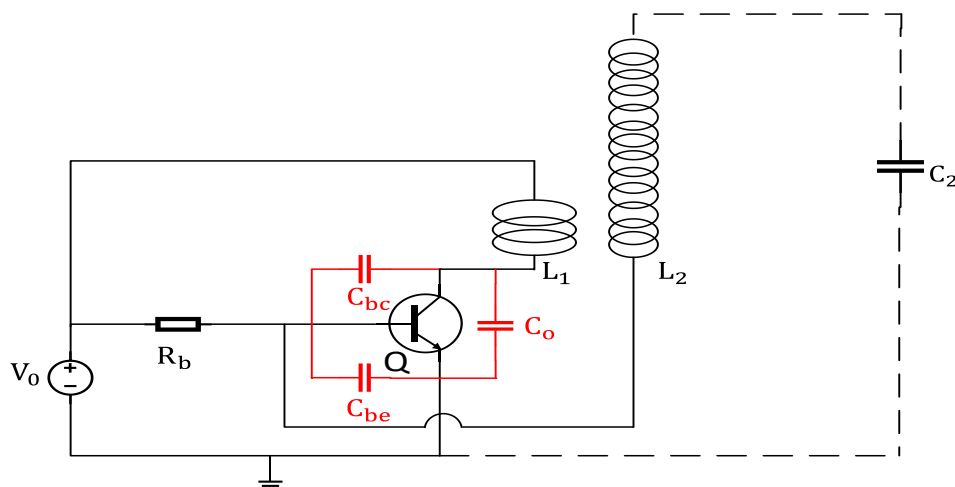


Fig. 14 Esquema de una BT con disparo controlado por un BJT. Los condensadores

en rojo modelan las capacidades parásitas del transistor.

En los primeros instantes el transistor conduce. Durante ese tiempo la corriente que atraviesa la bobina primaria (BP) genera un campo magnético cuyo valor crece rápidamente, por lo que se induce en la bobina secundaria (BS) una corriente. Los electrones que pasaban a través de la base del BJT se desvían hacia la BS y la corriente en la base se anula: el transistor se corta, desaparece la corriente de colector y, con ella, la corriente inducida en la BS. Entonces, el transistor conduce de nuevo [15]. Este proceso se repite miles de veces por segundo, generando así la oscilación a la frecuencia de resonancia (FR)

### 2.3.1.2 Punto de operación

Interesa que el BJT conmute entre corte y zona activa directa o ZAD ( $V_{be} > 0$ ,  $V_{bc} < 0$ ), pues en esa zona la corriente de base es la mayor posible. En la Fig. 15 se muestra la característica en las condiciones de trabajo del BJT:

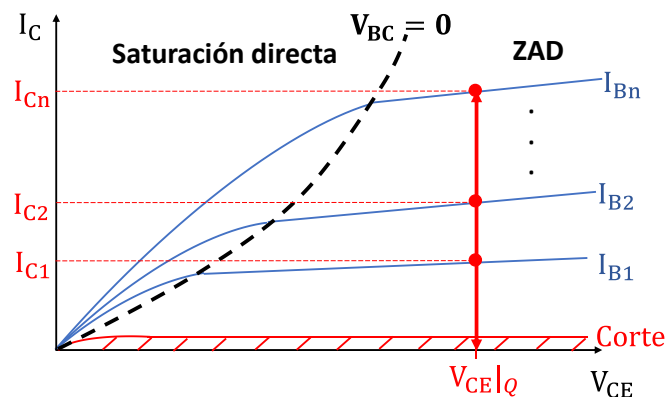


Fig. 15 Punto de operación del transistor BJT en la BT. El comportamiento del dispositivo está gobernado por su corriente de base, de forma que su variación genera una oscilación de la corriente  $I_c$ , que varía entre un valor nulo (zona de corte,  $I_b \sim 0$ ) y un valor máximo en ZAD (que depende de las condiciones de polarización).

### 2.3.1.3 Esquemático y simulaciones

El esquemático construido para simular el circuito es el correspondiente a la imagen de la Fig. 16:

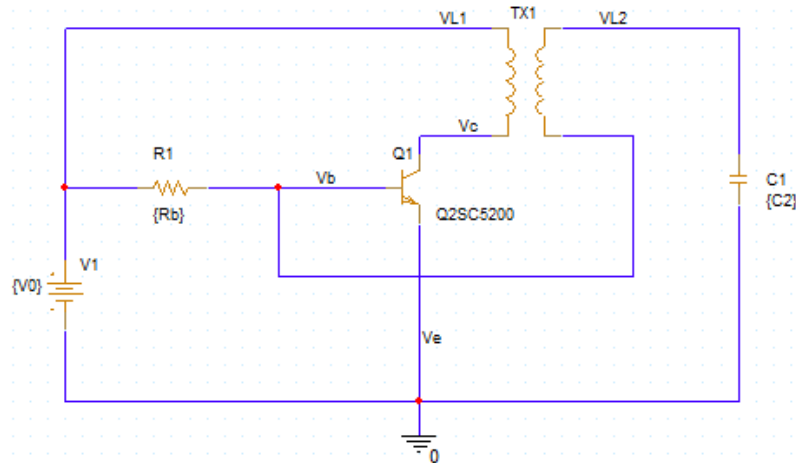


Fig. 16 Esquemático del circuito con el BJT como generador del disparo.

En el estudio del circuito se probaron los siguientes transistores: 2N2222, TIP35C, 2SC5198 y 2SC5200 [16] [17], cada uno con una respuesta dinámica distinta. Con el 2N2222 no se conseguía incremento suficiente de la señal, mientras que el TIP35C y el 2SC5198 presentaban una atenuación muy pronunciada de la misma con el tiempo; con el 2SC5200 el circuito proporcionaba una señal estable, y se alcanzaba una amplificación que se encontraba dentro de los requerimientos del demostrador para producir la ruptura dieléctrica ( $> 40$  kV). En base a estos resultados, escogí esta última opción.

Para realizar los cálculos tomé como valores de partida las relaciones de aspecto típicas de las bobinas del circuito [17] [18]. Generalmente se consiguen amplitudes elevadas con valores de la fuente de entrada y la resistencia de base del orden de 10 V y de 10 k $\Omega$ , respectivamente. Sin embargo, al realizar las simulaciones la señal sufría un amortiguamiento acentuado, con una amplitud del orden de las decenas de voltio al cabo de 1 ms, por lo que finalmente tomé una resistencia de base menor, de 10  $\Omega$ .

Por otro lado, inicialmente escogí el mismo grosor de los hilos que en el apartado anterior, pero no se encontraban en la página web, por lo que realicé los cálculos con otros diámetros que sí se encontraban disponibles. Los diámetros finales escogidos son menos dispares, pero aun así cumplen los requerimientos del circuito.



El valor de la capacidad de salida del 2SC5200 se encuentra proporcionado en su hoja de características [19].

Parámetro	Valor
$V_0$	24 V
$R_b$	10 $\Omega$
$C_o$	170 pF
$R_{L1}$	6 cm
$N_1$	5
$d_1$	0.28 mm
$R_{L2}$	2 cm
$N_2$	1000
$d_2$	0,1 mm

Tabla 6 Variables de partida

Con las dimensiones elegidas y el transistor utilizado, una fuente de 24 V es adecuada para polarizar el circuito y lograr a la salida una tensión elevada. Las ecuaciones de ligadura son las mismas que las de la Tabla 2, teniendo en cuenta que  $C_1$  es la capacidad de salida del transistor,  $C_o$ .

En la Fig. 17 se muestra la señal generada tanto en la bobina primaria (BP) como en la bobina secundaria (BS) debido a la conmutación introducida por el BJT:

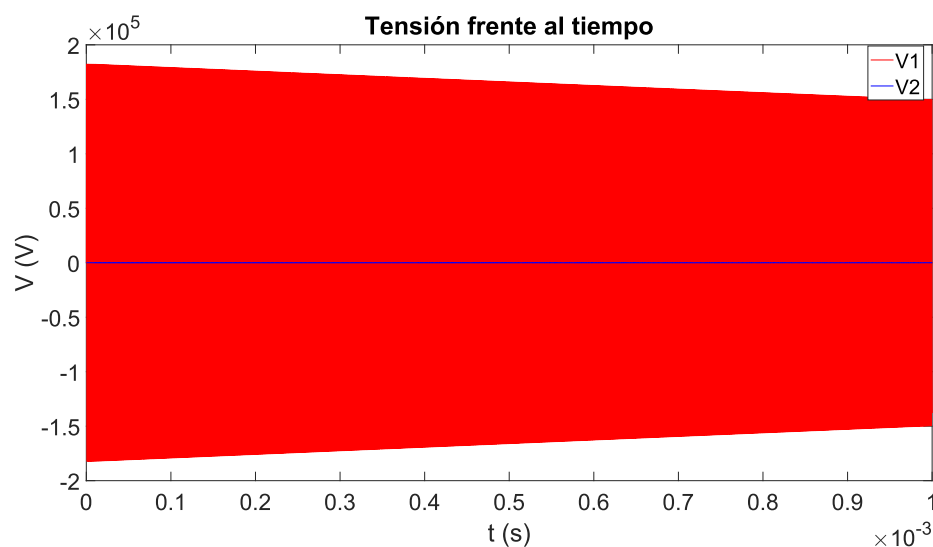


Fig. 17 Amplificación de la señal. La curva azul se corresponde con la señal en la



BP, y la roja con la señal en la BS.

La amplitud de la tensión en la BS es de 182,32 kV, lo suficientemente elevada como para que se produzca la ruptura dieléctrica. Podemos comprobar la bondad de los cálculos comparando el valor de la FR medido en la gráfica y el obtenido teóricamente:

$f_{0teór}$	$f_{0sim}$	$ \Delta f_0 /f_{0teór}$
766,23 kHz	766,60 kHz	0,05 %

Tabla 7 Comparativa de resultados teóricos y de simulación

Presentan valores muy parecidos, con una discrepancia menor que el 1 %. Por tanto, los cálculos realizados son correctos.

### 2.3.2 Transistor MOSFET

Estos transistores consisten en dos regiones (fuente y drenador) de un cierto dopado integradas directamente en el sustrato de tipo p (NMOS) o en una región de dopado distinto al sustrato (NWEELL en PMOS). Entre la fuente y el drenador existe un canal que permite el paso de los portadores; sobre el canal se encuentra el terminal de puerta, una placa metálica debajo de la cual hay un óxido que impide el paso de corriente [20]. El tipo de transistor considerado en los cálculos y las simulaciones es el NMOS, en el cual se produce la circulación de electrones en el canal.

#### 2.3.2.1 Generación del disparo

En la Fig. 18 se muestra el esquema del modelo del circuito con MOSFET:

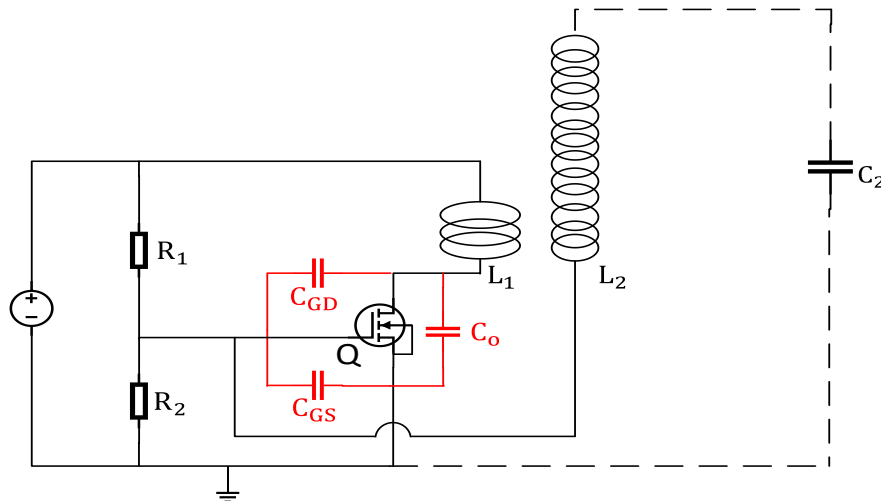


Fig. 18 Esquema de una BT con disparo controlado por un MOSFET. Los condensadores en rojo modelan las capacidades parásitas del transistor.

El principio de funcionamiento es similar al del BJT; la diferencia es que el MOSFET se controla por su tensión a puerta, de forma que es necesario un divisor de tensión que permita polarizar el mismo a partir de la fuente de tensión [21].

### 2.3.2.2 Punto de operación

Cuando la tensión puerta-fuente ( $V_{GS}$ ) del transistor supera el valor de la tensión umbral, se genera en la región circundante a la superficie del sustrato el canal que permite el paso de los electrones; se dice entonces que el transistor se encuentra en condiciones de inversión fuerte. Si la tensión drenador-fuente ( $V_{DS}$ ) tiene un valor mayor que  $V_{dsat} = V_{GS} - V_T$ , entonces el punto de operación del MOSFET se encuentra en la región de saturación, en la cual la corriente de drenador es, aproximadamente, constante, siendo su valor en estas condiciones el mayor posible [20].

### 2.3.2.3 Esquemático y simulaciones

El esquemático del circuito con MOSFET es el que se presenta en la imagen de la Fig. 19:

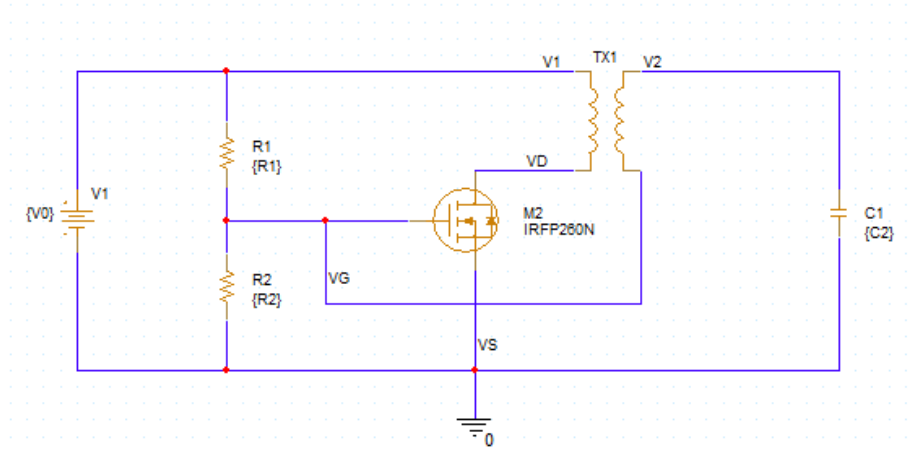


Fig. 19 Esquemático del circuito con el MOSFET como generador del disparo.

En este circuito usé el transistor de alto voltaje IRFP460N [21] [22], para el cual los resultados de simulación que obtenía presentaban una buena amplificación de la señal. En este transistor, la polarización a puerta no debe superar los 30 V, ya que es el mayor valor que puede soportar sin que sufra daños. Con este dispositivo una fuente de 20 V es suficiente para generar la energía necesaria para que el transistor conduzca. Eligiendo las resistencias  $R_1 = 38 \text{ k}\Omega$  y  $R_2 = 8 \text{ k}\Omega$ , se consigue una tensión a puerta de 3,48 V, de valor superior a la tensión umbral ( $V_{th} = 3 \text{ V}$ ).

Para realizar los cálculos y determinar los valores de los parámetros de las bobinas y la capacidad en el secundario tomé como parámetros de partida los mismos que en el BJT. La frecuencia de resonancia que se obtiene es  $f_0 = 303,93 \text{ kHz}$ , 2,5 veces más pequeña que en el BJT. En el circuito con BJT se lograba una señal con una oscilación más rápida que con el MOSFET.

Los resultados de simulación se muestran en la Fig. 20:

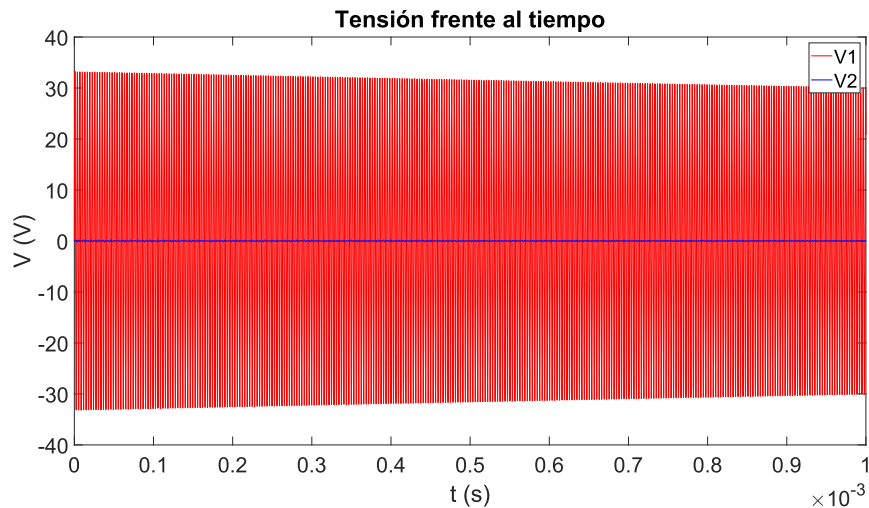


Fig. 20 Amplificación de la señal. La curva azul se corresponde con la señal en la BP y la roja con la señal en la BS.

Aunque esta señal presente una atenuación más relajada que en el caso del BJT, la amplitud alcanzada a la salida es de 33,29 V, insuficiente para que se produzca la rotura dieléctrica del aire ( $33,29 \text{ V} \ll 40 \text{ kV}$ ), luego el circuito que se empleará para la modulación es el que correspondiente al 2SC5200.

### 2.3.3 Transformador flyback

Es conveniente conocer alguna alternativa a la hora de producir la resonancia electromagnética y que pueda ser de utilidad en caso de que alguna de las topologías vistas en los apartados anteriores no cumpla los requerimientos del circuito. Un ejemplo es el esquema de la Fig. 21, en el cual se emplea un transformador flyback.

A diferencia de un transformador convencional, los transformadores flyback transforman corriente continua en corriente alterna de amplitud elevada: con una tensión en el bobinado primario de 230 V en DC son capaces de proporcionar a la salida voltajes en AC de 20 kV de amplitud [23]. Su principio de funcionamiento es similar a la BT, pero el núcleo de las bobinas es generalmente de ferrita, con un entrehierro ocupado por aire en el cual se almacena energía magnética.

Para producir el disparo se introduce un transistor de potencia, como el 2N3055 [24]; las conexiones son similares a las de la Fig. 14, aunque en este caso se introduce un bobinado de realimentación (de unas tres vueltas) conectado entre la fuente de tensión y el divisor de tensión:

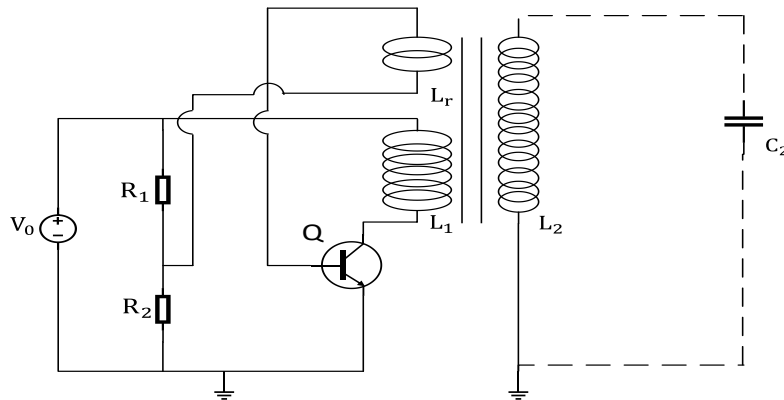


Fig. 21 Esquema de una BT construida a partir de un transformador flyback. Inicialmente se genera una corriente que crea un campo magnético en el transformador; se induce así una corriente en la bobina de realimentación, que hace que el transistor se corte. Luego empieza a conducir de nuevo, y así sucesivamente, generando la corriente alterna del secundario.

## 2.4 IMPLEMENTACIÓN DE LA MODULACIÓN DE LA SEÑAL

### 2.4.1 Modulación en amplitud

#### 2.4.1.1 Definición e índice de modulación

Este tipo de modulación requiere dos tipos de señales: la señal de alta frecuencia, o señal portadora, y la señal que contiene la información, o señal moduladora. La señal moduladora da forma a la portadora, la cual transmite la información contenida en la primera, dando lugar a la señal modulada [25].

La finalidad de la modulación en amplitud o AM es producir ondas que propaguen información con una mayor eficiencia: se aprovecha mejor el espectro electromagnético al poder transmitir varias señales a distintas frecuencias, e impide que las señales transmitidas por varios usuarios a la frecuencia de la señal moduladora se solapen [26].

Una forma de medir la variación de la amplitud de la portadora por la modulación AM respecto al nivel original es hallar el cociente entre la amplitud de la señal moduladora y la señal portadora. Este cociente se define como el índice de modulación [25]:

$$h (\%) = \frac{M}{A} \cdot 100, \quad (25)$$

M es la amplitud de la señal moduladora y A es la amplitud de la onda portadora. Para que la onda modulada no presente distorsión h no debe superar el 100%, como se ilustra en la Fig. 22. En estos casos es necesario producir una portadora de mayor amplitud, que reduzca esta distorsión hasta alcanzar una modulación del 100%.

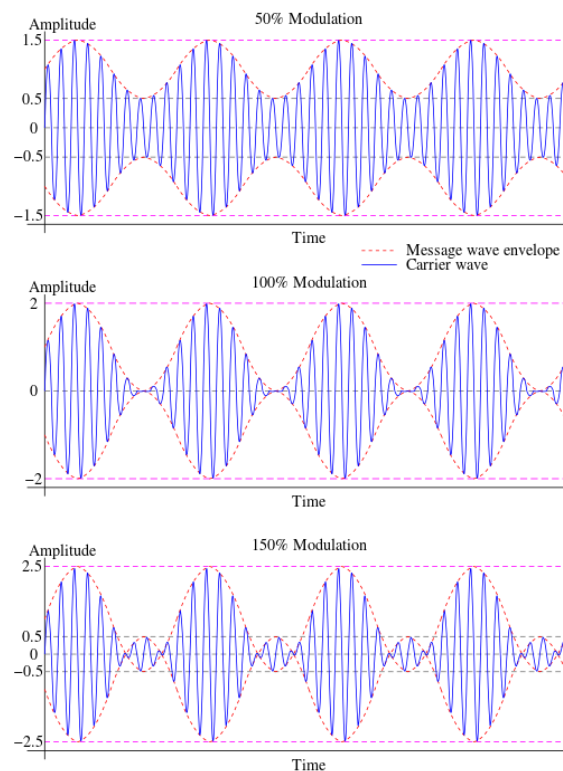


Fig. 22 Modulación AM de la señal portadora [25]. En el primer caso la modulación es del 50 %, por lo cual la señal portadora reduce su amplitud hasta la mitad en cada periodo de la onda moduladora; en el segundo caso la modulación es completa; en el último caso, se produce una modulación del 150 %, lo que da lugar a la distorsión de la señal modulada, con la consiguiente pérdida de información de la señal original.

### 2.4.1.2 Resultados y simulaciones

Para poder amplificar la música de un reproductor de audio a través de la chispa que se genera en la BT hay que introducir en el circuito de la Fig. 16 un MOSFET que produzca la modulación en amplitud en la señal del circuito resonante:

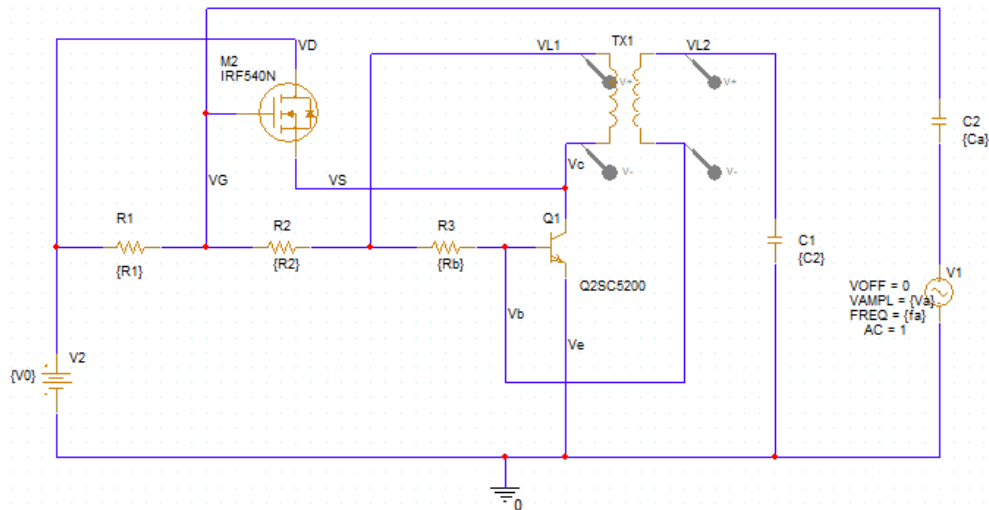


Fig. 23 Esquemático del circuito con AM implementado. La fuente alterna simula la señal de audio del reproductor de música y el condensador  $C_a$  asegura el acoplamiento en DC del audio y la señal resonante del circuito.

La señal del reproductor controla la tensión a puerta del MOSFET, el cual conmuta entre corte y saturación. De esta manera, la amplitud de la señal de música modula la amplitud de la señal resonante del circuito, la cual actúa como señal portadora, dando lugar a la transmisión de la señal de música al secundario con una mayor amplitud. La chispa generada en el extremo al aire del secundario produce la dilatación de las partículas de aire que le rodea, con la consiguiente contracción al entrar en contacto con el aire circundante; estas dilataciones y contracciones se producen con la misma frecuencia que la señal de audio, generando ondas longitudinales sonoras a través de las cuales es posible escuchar la música amplificada.

En primer lugar, realicé las simulaciones con el transistor IRF460N, pero la señal presentaba un amortiguamiento acentuado; como alternativa probé los transistores



IRFP260N, IRFP250N e IRF540 [16]. El que presentaba la mejor relación amplificación-estabilidad era el IRF540, por lo que este transistor fue el que elegí para implementar la modulación.

Inicialmente probé valores de  $R_1$  y  $R_2$  del orden de  $m\Omega$ , de forma que la caída de tensión en  $R_b$  fuera lo más cercana posible al valor de la fuente, para así conseguir una amplificación similar a la de la Fig. 20. De esta manera, la amplitud de la señal de salida era del orden de 200 kV. Sin embargo, con estos valores no se observaba modulación de la señal, por lo que el circuito no funcionaba correctamente como un amplificador de música. Esto se debía a que, en esas condiciones de polarización, el punto de operación del transistor IRF540 no se encontraba en inversión fuerte y la corriente de drenador era nula. Por tanto, el método que seguí para lograr una polarización adecuada fue fijar el valor de la resistencia  $R_2$  y tomar como parámetro la resistencia  $R_1$ . Por otro lado, tomé una amplitud de 5 V y una frecuencia de 10 kHz en la fuente de tensión alterna, ya que estos son valores típicos de las señales producidas por dispositivos como reproductores de música.

Parámetro	Valor
$V_a$	5 V
$f_a$	10 kHz
$C_a$	1 $\mu$ F
$R_1$	3 $m\Omega$
$R_2$	100 $\Omega$

Tabla 8 Variables de la modulación

En la Fig. 24 se muestra la señal en las bobinas. La amplitud que se consigue a la salida es de 46,39 kV, 4 veces menor que en el circuito sin modulación. Por tanto, para que el IRF540 conduzca y se produzca la modulación es necesario reducir el valor de la amplitud de la tensión a la salida, esto es, hay un compromiso entre el índice de modulación de la señal y su amplificación: tomé el valor  $R_1 = 3 m\Omega$  de forma que se optimizara lo máximo posible la modulación de la señal, pues en torno a ese valor se da el límite a partir del cual la amplitud a la salida no es suficiente para generar la chispa.



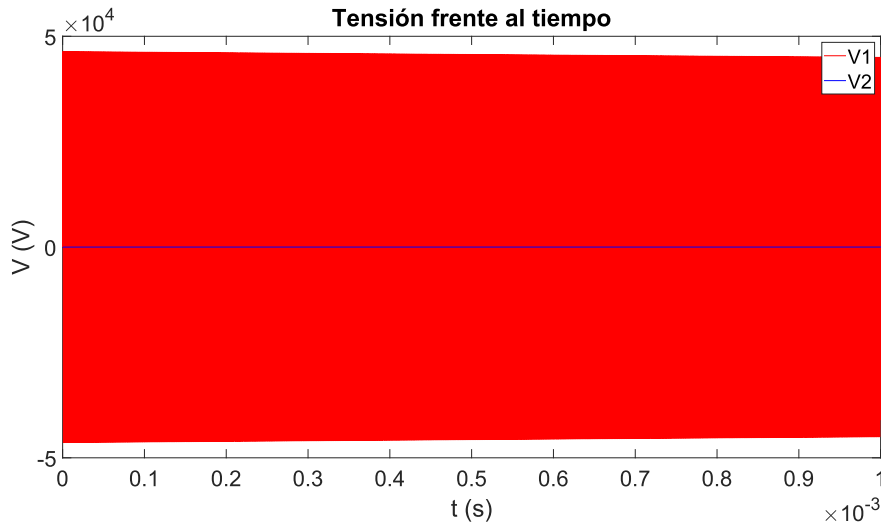


Fig. 24 Modulación en amplitud de la señal para  $R_1 = 3 \text{ m}\Omega$ . La curva azul se corresponde con la señal en la BP, y la roja con la señal en la BS.

En la Fig. 25 se ilustra el efecto del ruido electrónico a bajas frecuencias:

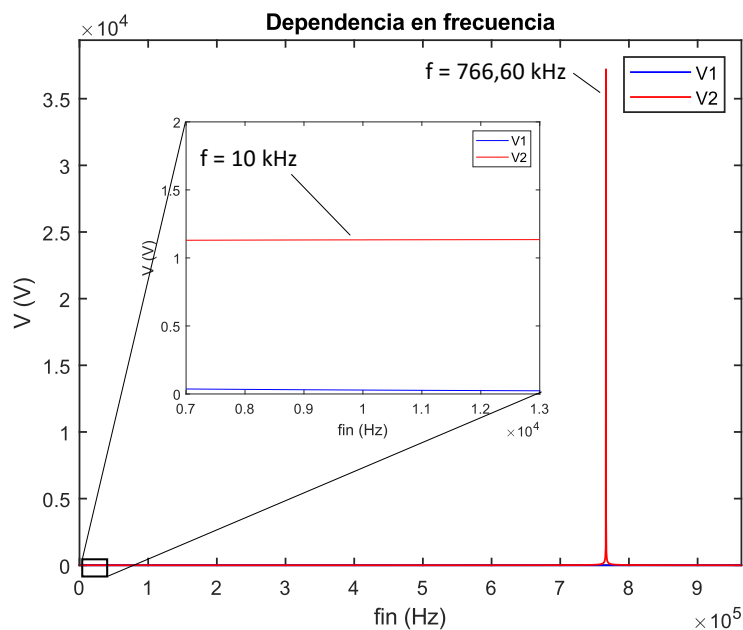


Fig. 25 Dependencia en frecuencia. La curva azul se corresponde con la señal en la BP, y la roja con la señal en la BS. El ruido electrónico apantalla el efecto de la modulación, de manera que a  $f = 10 \text{ kHz}$  no se observa el pico correspondiente a la señal de audio.

Para constatar el compromiso modulación-amplificación simulé el circuito para  $R_1 = 10 \Omega$ :

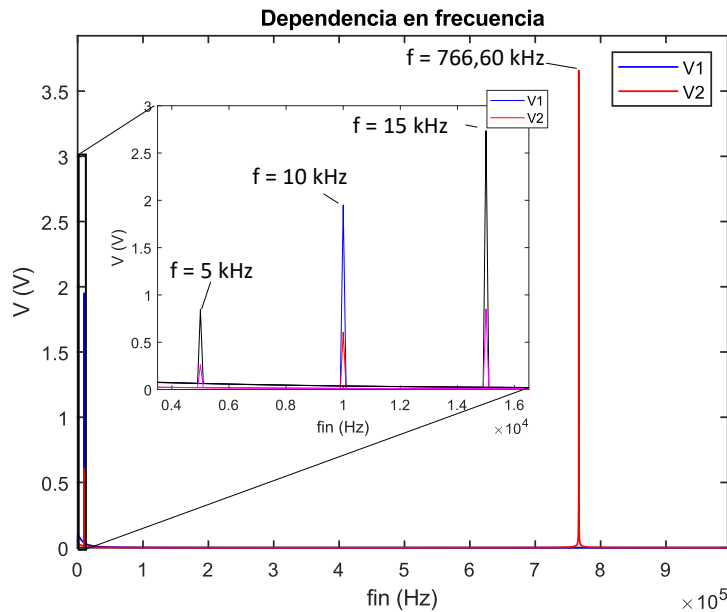


Fig. 26 Modulación en amplitud de la señal para  $R_1 = 10 \Omega$ . La curva azul se corresponde con la señal en la BP, y la roja con la señal en la BS. A  $f = 10 \text{ kHz}$  se observa el pico correspondiente a la señal de audio, pues la señal amplificada es de menor amplitud y el ruido electrónico tiene menor relevancia. Se simularon también los casos en que  $f = 5 \text{ kHz}$  y  $f = 15 \text{ kHz}$  para mostrar el desplazamiento del pico con la frecuencia.

A partir de estas curvas es posible determinar el factor de calidad en el secundario a partir del pico de mayor amplitud:

$f_0$	$f_1$	$f_2$	$Q$
766,60 kHz	766,55 kHz	766,67 kHz	6388,33

Tabla 9 Valor del factor de calidad

El valor obtenido es 616 veces mayor que en la BT tradicional, luego opera con una mayor efectividad al trabajar en un menor rango en torno a la frecuencia de resonancia.

## 2.4.2 Modulación en ancho de pulso

Una señal con modulación en ancho de pulso o PWM consiste en pulsos rectangulares que se caracterizan por el ciclo de trabajo, que no es más que la razón entre el tiempo en que se encuentra en el estado alto y el periodo de la señal [27]:

$$DC (\%) = \frac{T_{on}}{T} \cdot 100 \quad (26)$$

Si  $DC = 100 \%$  la señal siempre se encuentra en el estado alto; si  $DC = 0$ , entonces no hay modulación alguna.

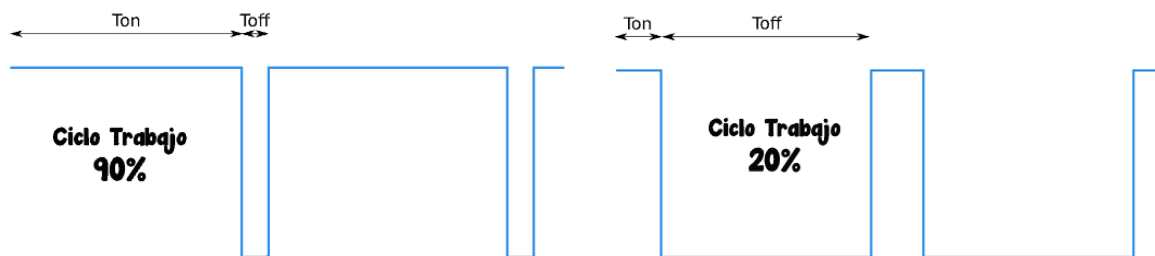


Fig. 27 Ciclo de trabajo en la PWM [27]. En la imagen de la izquierda la señal se encuentra mayoritariamente en el estado alto, pues  $DC = 90 \%$ , mientras que en la de la derecha permanece en el estado bajo durante el  $80 \%$  del periodo total.

Mediante la variación del DC se modifica el ancho de pulso en el estado alto de la señal. Esto conlleva una variación en la tensión media de la señal, lo cual permite controlar el comportamiento de ciertos componentes electrónicos como LEDs o ventiladores.

Es posible introducir la modulación PWM usando un microcontrolador: mediante un rectificador de onda completa se polariza la señal de forma que siempre tenga valor positivo. La señal rectificada se hace pasar por el terminal negativo de un OPAMP, el cual hace las veces de un comparador, de forma que detecta el cruce por cero de la señal y da lugar a lo que se llama una señal de detección de cruce por cero (delta de Dirac); esta señal se introduce a un pin de interrupción de un contador de 8 bits del microcontrolador. Cada dígito del contador se corresponde con un valor del ciclo

de trabajo (0-100%): se consigue así convertir una señal analógica en una serie de pulsos de diferente periodo [28].

La implementación de PWM presenta una mayor complejidad que la AM ya que requiere convertir la señal analógica del reproductor de audio en una señal digital, pero se consigue simplificar la señal al dividirla en dos estados lógicos en cada semiperiodo. Sin embargo, esta simplificación de la señal conlleva una pérdida de la fidelidad de la chispa producida, pues se pierde parte de la información de la señal de música durante la conversión analógico-digital.

### 3 RESULTADOS EXPERIMENTALES

#### 3.1 MONTAJE EXPERIMENTAL DEL GENERADOR DE TESLA

Encargué los materiales necesarios a través de la página web de componentes electrónicos RS Amidata. Una vez recibidos todos los componentes, fui al laboratorio de Electrónica de la Facultad para montar y testar el demostrador sobre una placa de prototipado. En la Fig. 28 se muestra una foto del demostrador de prueba que monté:

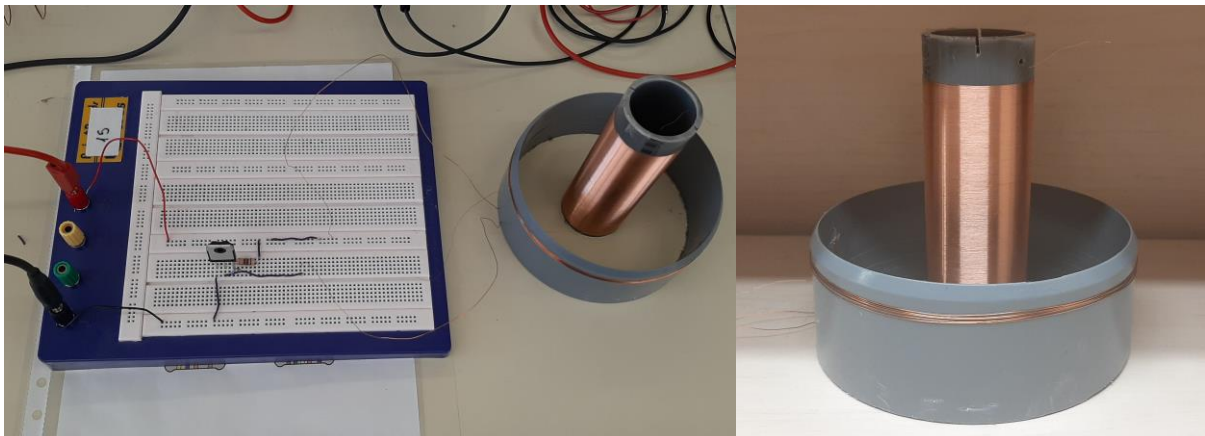


Fig. 28 Montaje del demostrador sobre la placa de prototipado. Tanto la bobina primaria (BP) como la secundaria (BS) las monté con los hilos de cobre esmaltado que compré vía RS Amidata y unos tubos de PVC de 12,5 cm y 4 cm de diámetro externo, respectivamente. Para conectar los hilos a la placa hizo falta estañar con el

soldador los extremos de estos, pues el esmalte que los recubre impide el paso de corriente.

Los componentes electrónicos empleados para montar el demostrador se muestran en el apartado 6.3 del anexo. Es posible calcular los valores de las resistencias parásitas de las bobinas y compararlos con los obtenidos con el multímetro:

	$R_p(\text{teór})$	$R_p(\text{exp})$	$ \Delta R_p /R_p(\text{teó})$
<b>Bobina primaria</b>	1,05 $\Omega$	0,8 $\Omega$	31,25 %
<b>Bobina secundaria</b>	547,20 $\Omega$	448,50 $\Omega$	22,00 %

Tabla 10 Comparativa de resultados teóricos y experimentales

A través de un generador de tensión del laboratorio alimenté el circuito con 24 V. Sin embargo, la corriente que demandaba el circuito era mayor de lo que el generador era capaz de proporcionar, en torno a 2 A. Se conectaron los dos terminales de entrada y salida del generador en paralelo, ambos con diferencias de potencial de 24 V y alimentando el circuito con 2 A; aún era insuficiente para producir la chispa. La fuente de limitación fue identificada en la etapa de simulación de un modelo demasiado simple que no consideraba la corriente tan elevada que debía proporcionar el generador en el circuito real.

Como alternativa se introdujo un transistor BJT de mayor frecuencia típico como el 2N2222, con una resistencia de base de 20 k $\Omega$  [17] [29]. La BP se sustituyó por un bobinado de cobre de 0,8 mm de diámetro y con tres vueltas en torno a la BS, de radio  $R_{L1} = 3,25$  cm. El circuito resultante es el siguiente:

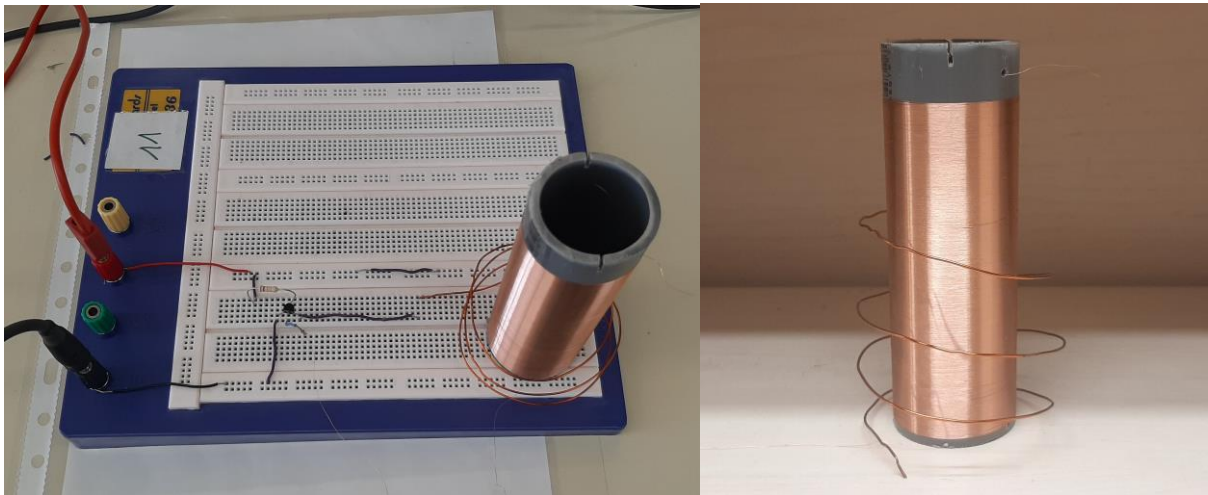


Fig. 29 Montaje del demostrador alternativo sobre la placa de prototipado.

Se alimentó el circuito con una tensión de 5 V [17]. En este caso la corriente demandada para generar esa tensión era de 0,29 A, y en esas condiciones se generaba una chispa leve en la punta del secundario. Aumentando la tensión de alimentación se incrementaba la intensidad de la chispa, pero al emplear un transistor que no es de potencia este se calentaba mucho, por lo que no es conveniente aumentar la tensión por encima de los 9 V. A través del enlace <https://youtu.be/PheQmJBJQ6wU> se puede consultar el vídeo en el que se muestra el funcionamiento de la bobina de Tesla correspondiente al montaje de la Fig. 29.

Coloqué una de las sondas del osciloscopio a la entrada de la BP para determinar la frecuencia de resonancia experimental:

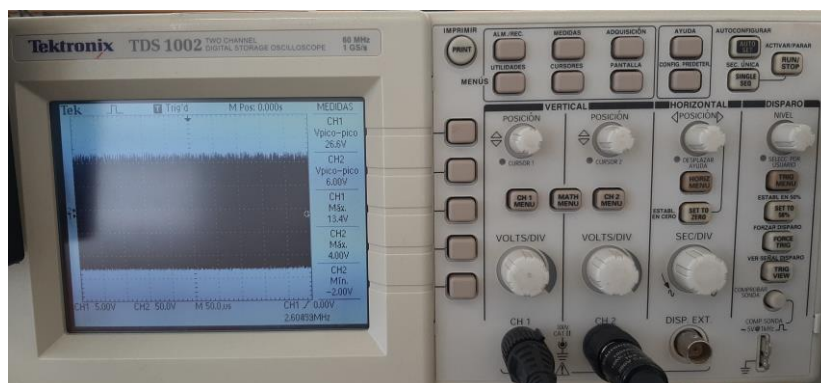


Fig. 30 Señal de tensión en la BP del demostrador.

$f_{0\text{teór}}$	$f_{0\text{exp}}$	$ \Delta f_0 /f_{0\text{teór}}$
8040,5 kHz	2604,4 kHz	67,65 %

Tabla 11 Comparativa de la frecuencia de resonancias teórica y experimental.

El ruido electrónico producía fluctuaciones en la señal, lo cual daba lugar a variaciones en los valores de la amplitud y la frecuencia que afectan a la medida del osciloscopio y por tanto era imposible medir de manera precisa con el instrumental disponible en el laboratorio. Por ese motivo la discrepancia es superior al 50 %.

### 3.2 MONTAJE EXPERIMENTAL DE MODULACIÓN

Una vez conseguido un montaje práctico con un generador de Tesla operativo, me dispuse a abordar la implementación de un segundo demostrador que incluyese también la modulación en amplitud.

Para implementar esta aproximación inicialmente empleé las resistencias de la Tabla 8, pero estos valores eran solo válidos para el demostrador de la Fig. 28. Al haber modificado el transistor BJT y el ratio de la BP, los valores de las resistencias para polarizar el transistor adecuadamente eran distintos, por lo que no se conseguía la situación deseada con chispa. A partir de KVL, llegué a los valores  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  y  $R_2 = 27 \text{ k}\Omega$ . Sin embargo, seguía sin producirse la chispa en el secundario, debido a que el IRF540 no entraba en conducción con los 5 V de entrada. Para tratar de solventar esta limitación, probé inicialmente otros transistores disponibles en el laboratorio, consultando previamente las hojas de características disponibles en internet, pero con ninguno llegué a conseguir buenos resultados.

Para abordar este problema tendría que volver a la fase inicial de diseño y repetir las simulaciones y cálculos con transistores adecuados en potencia y tensión. Por razones de tiempo, esta segunda iteración quedó descartada en el contexto de este TFG (se plantea como trabajo futuro). A pesar de que no se ha podido alcanzar el resultado deseado experimentalmente en el segundo prototipo, como experiencia positiva he comprendido lo importante que es el modelado realista en un sistema no solo de los elementos del circuito bajo diseño, sino de la circuitería periférica incluyendo fuentes y el instrumental de medida.

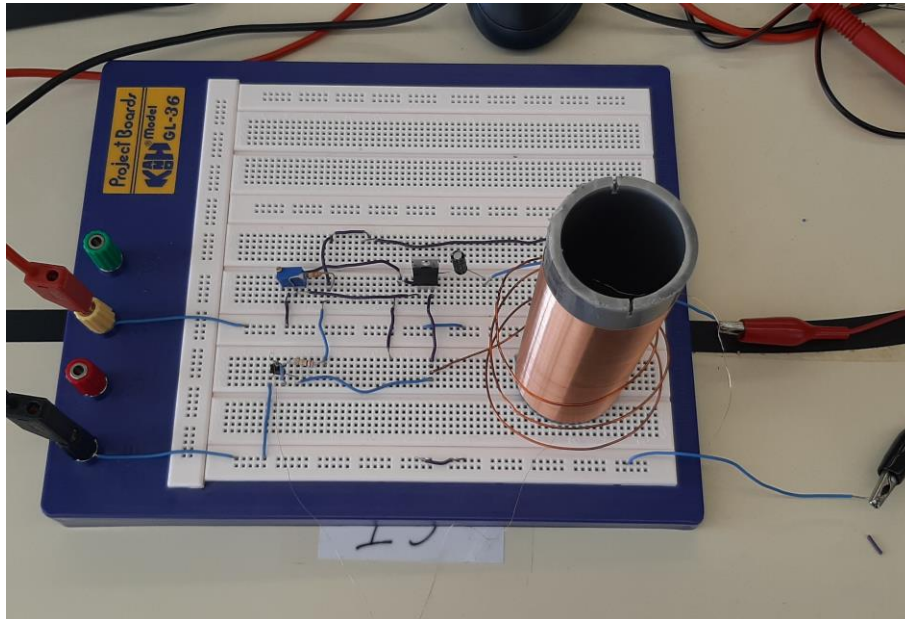


Fig. 31 Implementación de la modulación en el demostrador.

## 4 CONCLUSIONES

Las principales conclusiones del proyecto se recogen en los siguientes puntos:

- Se han estudiado las ecuaciones que gobiernan el comportamiento del transformador Tesla y los parámetros que definen el mismo. En una bobina de Tesla (BT) se produce el incremento en la amplitud de tensión propio de los transformadores (12). Sin embargo, a la frecuencia de resonancia se produce un transvase de energía adicional de la fuente al circuito que da lugar a amplitudes de tensión aún más elevadas que en un transformador convencional (5). Para conseguir optimizar la amplificación a la salida la topología de las bobinas debe ser tal que la primaria (BP) sea de mayor radio que la secundaria (BS), ya que así se reduce el acoplamiento magnético de las mismas (22).
- Se realizó un estudio bibliográfico de los valores de los parámetros que conforman la BT y a partir de los mismos se montó el esquemático para realizar las simulaciones. Mediante el barrido en frecuencia (Fig. 10) se comprobó que la mayor proporción de la energía suministrada por la fuente se



almacena en el secundario a la frecuencia de resonancia (FR). También vimos que el propio acoplamiento inductivo genera una variación en la frecuencia a la que se da la resonancia, aunque esta fluctuación no altera las condiciones del circuito pues la discrepancia entre la FR y la frecuencia de acoplamiento es del 0,25 %.

- A partir del modelo teórico definido en MATLAB se mostraron las señales de tensión en los componentes eléctricos del circuito (Fig. 13) y se comprobó la necesidad de considerar el acoplamiento magnético entre las bobinas para obtener unos resultados correctos. La discrepancia entre los resultados teóricos y de simulación es despreciable, del orden de  $10^{-3}$  %.
- Se hizo una búsqueda bibliográfica de los tipos de transistores que se emplean para generar la señal de disparo y los componentes necesarios para que el circuito opere correctamente. De los modelos estudiados, se simularon los correspondientes a Fig. 16 y Fig. 19. Tras simular los esquemáticos con varios transistores consultados en las referencias, se tomaron como generadores del disparo el 2SC5200 y el IRFP260N, respectivamente. El circuito con el 2SC5200 presentaba una mejor correspondencia amplificación-atenuación, con una amplitud 5,13 veces mayor que la señal obtenida en el esquemático que simulaba el circuito con gap.
- Tras un estudio de la modulación AM, introduje en el esquemático de la Fig. 16 un transistor IRF540 que se encargaba de modular la señal resonante del circuito. A raíz de las simulaciones en Fig. 25 y Fig. 26 se deduce que no es posible reproducir a la salida una señal musical de alta fidelidad con una amplificación muy elevada, de manera que existe un compromiso modulación-amplificación que hay que tener en cuenta a la hora de polarizar el circuito.
- Consulté en la bibliografía información sobre la modulación PWM y su implementación en la BT. El fundamento de este tipo de modulación es distinto a la Am pues consiste en la digitalización, lo cual produce una pérdida de información que hace que la música que se reproduce a la salida no sea de buena calidad.
- Tras recibir todos los componentes electrónicos que encargué, monté el demostrador sobre una placa de prueba del laboratorio de Electrónica. A



pesar de que los resultados en las simulaciones fueran esperanzadores, a la hora de probar el circuito real no se producía la chispa en el secundario. Esto se debía a la cantidad de corriente que demandaba el circuito, la cual no era capaz de proporcionar la fuente de alimentación; aunque fuera posible alimentar el circuito con la corriente necesaria, esta sería excesivamente elevada, y los elementos del circuito se quemarían dejando el circuito inutilizado. El error principal fue no considerar en las simulaciones que el consumo de la fuente fuera relevante, pues a la hora de obtener los resultados solo tuve en cuenta las señales en las bobinas, que eran los elementos que permitían una mejor visualización del fenómeno de resonancia electromagnética que se produce en el circuito.

- Como alternativa tomé un transistor 2N2222 del laboratorio y una resistencia de base del orden de  $k\Omega$ , pues ese es el orden típico en las bibliografías que consulté. Con una alimentación de 5 V se conseguía una chispa en el secundario, la cual aumentaba en intensidad a medida que se aumentaba la tensión del generador. Aunque este circuito funcionara, no se obtenía la chispa al implementar la modulación, pues habría que hacer un estudio más exhaustivo del MOSFET que habría que emplear y el punto de operación en que debe trabajar con el fin de que conmute adecuadamente entre conducción y corte.

## TRABAJO FUTURO

La resonancia inductiva que se produce con la BT es un fenómeno muy interesante que sirve para ilustrar el comportamiento dinámico de los circuitos RLC y la cantidad de energía que puede llegar a transmitirse con estos aparatos. Uno de los demostradores más habituales es el de la BT musical, cuyo fin es reproducir música a través de la chispa, y cuya implementación queda pendiente para proyectos futuros pues es lo que ha faltado para completar el estudio del acoplamiento resonante de las bobinas. Sin embargo, más allá de la posibilidad de reproducir música e iluminar bombillas que se encuentren en las proximidades, no tiene ninguna utilidad práctica actualmente más allá de ser objeto de estudio para los estudiantes que están empezando con la Electrónica.



Es necesaria una mayor profundidad de estudio de las ecuaciones que se encuentran detrás de la BT que permita modelar circuitos capaces de generar campos magnéticos tan intensos que la energía pueda transmitirse en todas las direcciones y sea utilizada por cualquier aparato tecnológico. La tecnología avanza exponencialmente, de forma que, si se retomara el proyecto de la torre Wandercyffe, podría llegar a lograrse lo que Tesla ansiaba: alimentar cualquier dispositivo electrónico del mundo, eliminando la necesidad de alimentarlos conectándolos a la red eléctrica.

A pesar del potencial de la resonancia inductiva, la posibilidad de alimentar aparatos electrónicos solo con energía inalámbrica queda muy lejos de la realidad hoy en día, aunque sí es algo que puede llegar a ser posible si la comunidad científica se dedica a su investigación en los próximos años.

## 5 REFERENCIAS

- [1] Endesa, “Tesla contra Edison: la guerra de las corrientes | Endesa,” Oct. 10, 2019. <https://www.endesa.com/es/blog/blog-de-endesa/otros/tesla-edison-guerra>
- [2] EMROD, “Emrod vs. Tesla’s Long-Range Wireless Power Technology - Emrod Energy,” Feb. 21, 2021. <https://emrod.energy/emrod-vs-teslas-long-range-wireless-power-technology/>
- [3] Departamento de Electrónica y Electromagnetismo de la Universidad de Sevilla, “Circuitos Eléctricos: Teoría e Instrumentación TEMA 5 CIRCUITOS DINÁMICOS DE 1<sup>er</sup> Y 2<sup>o</sup> ORDEN Circuitos Eléctricos: Teoría e Instrumentación.”
- [4] Departamento de Física de la Universidad Nacional de San Luis, “Electricidad y Medidas Eléctricas II-2013.” [Online]. Available: <http://www0.unsl.edu.ar/~eyme2/laboratorios/lab6.pdf>
- [5] E. P. de Obanos Francés and V. Senosiáin Miquélez, “ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN ‘DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA BOBINA TESLA,’” Feb. 2010, [Online].



- Available: <http://academica-e.unavarra.es/bitstream/handle/2454/1797/577027.pdf?sequence=1>
- [6] E. Vértiz Aguirre, “Boletín Científico :: UAEH.”  
<https://www.uaeh.edu.mx/scige/boletin/prepa2/n4/p2.html#r1>
- [7] Anónimo, “Rigidez dieléctrica - Wikipedia, la enciclopedia libre,” Dec. 21, 2020.  
[https://es.wikipedia.org/wiki/Rigidez\\_diel%C3%A9ctrica](https://es.wikipedia.org/wiki/Rigidez_diel%C3%A9ctrica) (accessed Aug. 16, 2021).
- [8] E. Fabián Scozzina, “Componentes electrónicos: Algunas consideraciones para el diseño de inductores de siple capa y núcleo de aire”, [Online]. Available: <https://revistas.unne.edu.ar/index.php/eitt/article/view/4395>
- [9] D. F. Hurtado Romero and F. E. Villamar Eras, “UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA SEDE CUENCA CARRERA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Tesis previa a la obtención del ‘DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA BOBINA TESLA DE 15KV EN EL UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA SEDE CUENCA’ AUTORES,” Apr. 2014, [Online]. Available: <https://dspace.ups.edu.ec/bitstream/123456789/6308/1/UPS-CT002881.pdf>
- [10] Anónimo, “Resonant RLC Circuits.” <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbasees/electric/serres.html>
- [11] F. Bonini, “Bobina de Tesla: Parámetro de la Bobina de Tesla,” Aug. 2010.  
<http://fede-tesla.blogspot.com/p/parametro-de-la-bobina-de-tesla.html>
- [12] Anónimo, “Bobina Musical Tesla.” <https://www.circuitos-electricos.com/bobina-musical-tesla-como/>
- [13] J. Cvetic and J. M. Cvetic, “Development of the Tesla Coil Apparatus Tesla magnifier View project Lightning return stroke corona sheath dynamics View project Development of the Tesla Coil Apparatus.” [Online]. Available: <https://www.researchgate.net/publication/228591367>
- [14] Departamento de Electrónica y Electromagnetismo de la Universidad de Sevilla, “Electrónica Física. Tema 4: El transistor bipolar.”
- [15] Anónimo, “Tesla Transformer: Slayer-Exciter-Circuit — Steemit,” 2018.  
<https://steemit.com/technology/@elektr1ker/tesla-transformer-slayer-exciter-circuit>
- [16] Anónimo, “Ponyelectronica : bobina de tesla musical o SSTC " solid state tesla coil " con un transistor de potencia NPN 2sc5200,” Jan. 28, 2019.



- <http://ponyelectronica.blogspot.com/2019/01/bobina-de-tesla-musical-con-un.html>
- [17] A. Raj, “How to Make a Mini Tesla Coil 9v - Wireless Power Transmission,” Aug. 26, 2017. <https://circuitdigest.com/electronic-circuits/how-to-make-a-mini-tesla-coil-9v>
- [18] O. Castro, H. Maldonado, and M. Bracamontes, “Construcción de una Bobina de Tesla de Estado Sólido”, [Online]. Available: [https://recituabc.weebly.com/uploads/9/1/2/7/91274932/volumen\\_2\\_\\_1\\_\\_26\\_34.pdf](https://recituabc.weebly.com/uploads/9/1/2/7/91274932/volumen_2__1__26_34.pdf)
- [19] Fairchild Semiconductor, “2SC5200/FJL4315 NPN Epitaxial Silicon Transistor Applications,” Jan. 2009, Accessed: Aug. 16, 2021. [Online]. Available: <https://docs.rs-online.com/fe6a/0900766b815381d0.pdf>
- [20] Departamento de Electrónica y Electromagnetismo de la Universidad de Sevilla, “Electrónica Física. Tema 5: Transistor MOSFET.”
- [21] Fisicalandia, “Bobina Tesla.” <https://fisicalandia.com/experimental/bobina-tesla/>
- [22] International Rectifier, “IRFP460N pdf, IRFP460N description, IRFP460N datasheets, IRFP460N view ::: ALLDATASHEET :::” <https://pdf1.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/68533/IRF/IRFP460N.html>
- [23] Anónimo, “Qué es un transformador Flyback: funcionamiento y sus aplicaciones | Tutoriales de electrónica básica.” <http://tutorialesdeelectronica basica.blogspot.com/2021/02/que-es-un-transformador-flyback.html>
- [24] M. Vargas, “BOBINA TESLA con materiales caseros.” <https://www.cienciafacil.com/tesla.html>
- [25] Anónimo, “Amplitud modulada - Wikipedia, la enciclopedia libre,” Aug. 11, 2021. [https://es.wikipedia.org/wiki/Amplitud\\_modulada](https://es.wikipedia.org/wiki/Amplitud_modulada)
- [26] M. Carreño, “Modulación AM - PM - FM,” Aug. 28, 2013. <https://es.slideshare.net/ManuelCarreo/modulacin-am-pm-fm>
- [27] E. Gómez, “Qué es PWM y para qué sirve - Rincón Ingenieril,” Dec. 19, 2017. <https://www.rinconingenieril.es/que-es-pwm-y-para-que-sirve/>
- [28] I. Garnica Arce, “Bobina de Tesla Conmutada,” Jun. 2018, [Online]. Available: <https://academica->



e.unavarra.es/xmlui/bitstream/handle/2454/29140/TFG\_IVAN\_GARNICA.pdf?sequence=1

[29] Fairchild Semiconductor, “2N2222 pdf, 2N2222 description, 2N2222 datasheets, 2N2222 view :: ALLDATASHEET ::”  
<https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/50085/FAIRCHILD/2N2222.html>

## 6 ANEXO

En esta sección se incluye información adicional que complementa el contenido de la memoria.

### 6.1 VALORES DE LOS PARÁMETROS

En este apartado se recogen los valores de los parámetros de todos los esquemáticos.  $l_{1-2}$  es la longitud del hilo necesario para lograr las vueltas requeridas en las bobinas primaria y secundaria, respectivamente.

#### 6.1.1 Transformador Tesla con gap

	Parámetro	Valor
<b>Variables electromagnéticas</b>	<b>Circuito primario</b>	
	$V_0$	220 V
	$R_1$	10 $\Omega$
	$C_1$	100 nF
	$L_1$	42,80 $\mu$ H
	<b>Circuito secundario</b>	
	$R_2$	74,63 $\Omega$
	$C_2$	139,50 pF
	$L_2$	30,68 mH
	<b>Constante de acoplamiento</b>	
	$k$	0,15
	<b>Coefficiente de inducción mutua</b>	
	$M$	171,88 $\mu$ H
	<b>Frecuencia de resonancia</b>	
$f_0$	76,93 kHz	
<b>Variables geométricas</b>	<b>Bobina primaria</b>	
	$R_{L1}$	10 cm
	$N_1$	7
	$d_1$	5 mm
	$l_1$	4,40 m
	$s_{01}$	1,7 mm
	$h_1$	4,52 cm
	<b>Bobina secundaria</b>	

	Parámetro	Valor
	$R_{L2}$	4,91 cm
	$N_2$	1000
	$d_2$	0,3 mm
	$l_2$	308,50 m
	$h_2$	30 cm

Tabla 12 Parámetros del transformador Tesla con disparo generado por un gap

### 6.1.2 Transformador Tesla con transistor bipolar

	Parámetro	Valor
<b>Variables electromagnéticas</b>	<b>Circuito primario</b>	
	$V_0$	24 V
	$C_0$	170 pF
	$L_1$	253,79 $\mu$ H
	$R_b$	10 $\Omega$
	<b>Circuito secundario</b>	
	$C_2$	2,73 pF
	$L_2$	15,80 mH
	<b>Constante de acoplamiento</b>	
	$k$	0,04
	<b>Coefficiente de inducción mutua</b>	
	$M$	78,96 $\mu$ H
	<b>Frecuencia de resonancia</b>	
$f_0$	766,23 kHz	
<b>Variables geométricas</b>	<b>Bobina primaria</b>	
	$R_{L1}$	6 cm
	$N_1$	5
	$d_1$	0,28 mm
	$l_1$	1,89 m
	$h_1$	1,4 mm
	<b>Bobina secundaria</b>	
	$R_{L2}$	2 cm
	$N_2$	1000
	$d_2$	0,1 mm
	$l_2$	125,66 m
	$h_2$	10 cm

Tabla 13 Parámetros del transformador Tesla con disparo generado por el  
 2SC5200



### 6.1.3 Transformador Tesla con transistor MOSFET

	Parámetro	Valor
<b>Variables electromagnéticas</b>	<b>Circuito primario</b>	
	$V_0$	20 V
	$C_0$	350 pF
	$L_1$	746,14 $\mu$ H
	$R_1$	38 k $\Omega$
	$R_2$	8 k $\Omega$
	<b>Circuito secundario</b>	
	$C_2$	8,27 pF
	$L_2$	33,20 mH
	<b>Constante de acoplamiento</b>	
	k	0,03
	<b>Coefficiente de inducción mutua</b>	
	M	165,81 $\mu$ H
	<b>Frecuencia de resonancia</b>	
$f_0$	303,93 kHz	
<b>Variables geométricas</b>	<b>Bobina primaria</b>	
	$R_{L1}$	6 cm
	$N_1$	5
	$d_1$	0,1 mm
	$l_1$	1,89 m
	$h_1$	0,5 mm
	<b>Bobina secundaria</b>	
	$R_{L2}$	2 cm
	$N_2$	1000
	$d_2$	0,05 mm
	$l_2$	125,66 m
	$h_2$	5 cm

Tabla 14 Parámetros del transformador Tesla con disparo generado por el IRFP260N.

### 6.1.4 Demostrador alternativo

	Parámetro	Valor
<b>Variables electromagnéticas</b>	<b>Circuito primario</b>	
	$V_0$	5 V
	$C_0$	25 pF
	$L_1$	15,64 $\mu$ H
	$R_b$	20 k $\Omega$
	<b>Circuito secundario</b>	
	$C_2$	24,76 fF
	$L_2$	15,80 mH
	<b>Constante de acoplamiento</b>	
	k	0,095
	<b>Coefficiente de inducción mutua</b>	
	M	47,37 $\mu$ H
	<b>Frecuencia de resonancia</b>	
	$f_0$	8049,50 kHz
<b>Variables geométricas</b>	<b>Bobina primaria</b>	
	$R_{L1}$	3,25 cm
	$N_1$	3
	$d_1$	0,8 mm
	$l_1$	61,26 cm
	$h_1$	2,4 mm
	<b>Bobina secundaria</b>	
	$R_{L2}$	2 cm
	$N_2$	1000
	$d_2$	0,1 mm
	$l_2$	125,66 m
	$h_2$	10 cm

Tabla 15 Parámetros del demostrador alternativo.

## 6.2 COMANDO ODE45 DE MATLAB

Para resolver el sistema (24) hice uso de la herramienta ode45 de MATLAB. Este comando requiere de tres argumentos: una función matricial que incluya las variables y sus derivadas como componentes de un vector; los instantes inicial y final de integración; y un vector cuyas componentes sean las condiciones iniciales

de las variables y sus derivadas. Definiendo  $y(1) = V_{C1}(t)$ ,  $y(2) = \frac{dV_{C1}(t)}{dt}$ ,  $y(3) = V_{C2}(t)$  e  $y(4) = \frac{dV_{C2}(t)}{dt}$  y despejando se tienen las siguientes expresiones para  $\frac{dy(2)}{dt}$  y  $\frac{dy(4)}{dt}$ :

$$\begin{aligned} \frac{dy(2)}{dt} &= \frac{1}{L_1 C_1 \cdot \left(1 - \frac{M^2}{L_1 L_2}\right)} \cdot [V_s(t) - y(1) - R_1 C_1 y(2) - \frac{M}{L_2} \cdot (y(3) + \\ &R_2 C_2 y(4))] \\ \frac{dy(4)}{dt} &= \frac{1}{L_2 C_2 \cdot \left(1 - \frac{M^2}{L_1 L_2}\right)} \cdot [-y(3) - R_2 C_2 y(4) - \frac{M}{L_1} \cdot (V_s - (y(1) + \\ &R_1 C_1 y(2)))] \end{aligned} \tag{27}$$

El comando devuelve como resultado dos matrices: un vector correspondiente al tiempo y una matriz cuyas columnas son las soluciones de las variables de entrada.








### 6.3 COMPONENTES DEL CIRCUITO








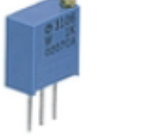

Para la resistencia  $R_1$  tomé un potenciómetro, con el fin de modificar su valor según la polarización que fuera necesaria para lograr la modulación en el circuito real, y para la resistencia de base tomé una resistencia de potencia, ya que esta resistencia es la que más calor disipa de las tres. Asimismo, compré unos disipadores de calor para los transistores y la resistencia de base para reducir su calentamiento.

En una ferretería compré unos tubos de PVC de 12,5 cm y 4 cm de radio externo con el fin de enrollar las bobinas primaria y secundaria, respectivamente. El radio teórico calculado para la primaria era de 12 cm, pero comprobé mediante el análisis de corners que esta discrepancia no afectaba a las simulaciones.

Para montar el esquemático alternativo se tomaron un transistor 2N2222 y unas resistencias de 20 k $\Omega$ , 1 k $\Omega$  y 27 k $\Omega$  de valor nominal del laboratorio de Electrónica de la Facultad, además del rollo de hilo de cobre de 0,8 mm de diámetro para enrollar la bobina primaria.

A continuación, se muestra la lista con los componentes que compré para montar el demostrador en la página web RS Amidata:

Descripción		Cantidad	Precio unitario	Coste
	Cable Conector para Placas de Prueba Yageo JPW-06-T-52-, 26mm, Cable de cobre estañado <b>1996220</b> Yageo JPW-06-T-52- Estado RoHS - Conforme	100 ✓ 100 Disponible para entrega en 24/48 horas	0,04 € unitario (Suministrado en Tiras de 100)	<b>4,00 C</b>
	Kit de Montaje de Disipadores para usar con TO-220 <b>0402456</b> Winslow W4605 KIT Estado RoHS - Conforme	3 ✓ 3 Disponible para entrega en 24/48 horas	5,41 € 1 Kit	<b>16,23 C</b>
	Disipador AAVID THERMALLOY negro, 8.8K/W, dim. 12.5 x 34.5 x 50mm para TO-218, TO-220, TO-247 <b>0403184</b> AAVID THERMALLOY 437874 Estado RoHS - Conforme	10 ✓ 10 Disponible para entrega en 24/48 horas	1,151 € unitario (Suministrado en múltiplos de 10)	<b>11,51 C</b>
	Transistor, 2SC5200N(S1,E,S), NPN 15 A 230 V TO-3P, 3 pines, Simple <b>8902689</b> Toshiba 2SC5200N(S1,E,S) Estado RoHS - Conforme	5 ✓ 5 Disponible para entrega en 5 día(s) laborable(s).	1,99 € unitario (Suministrado en múltiplos de 5)	<b>9,95 C</b>
	Placa con Pistas CIF AJB22, 1 lado, Bakelite, FR2, 100 x 220 x 1.5mm <b>2926881</b> CIF AJB22 Estado RoHS - Conforme	1 ✓ 1 Disponible para entrega en 24/48 horas	9,60 € Unidad	<b>9,60 C</b>
	CUL enamelled copper wire,100g 0.1mm dia <b>3377088</b> Block CUL100/0.10 Estado RoHS - No aplicable	1 ✓ 1 Disponible para entrega en 24/48 horas	10,36 € Unidad	<b>10,36 C</b>
	Clip para disipadores para usar con TO-218, TO-220, TO-247 <b>5075829</b> AAVID THERMALLOY 5901G Estado RoHS - Conforme	25 ✓ 25 Disponible para entrega en 24/48 horas	0,32 € unitario (Suministrado en múltiplos de 25)	<b>8,00 C</b>

	Enamelled copper wire 0,28mm 100gr <b>7790700</b> Block CUL 100/0,28 Estado RoHS - Conforme	1 ✓ 1 Disponible para entrega en 24/48 horas	5,95 € Unidad	<b>5,95 C</b>
	Resistencia Vishay, de 10Ω ±5%, 50W, Serie RTO 50 <b>7891011</b> Vishay RTO050F10R00JTE1 Estado RoHS - Conforme	1 ✓ 1 Disponible para entrega en 24/48 horas	7,55 € Unidad	<b>7,55 C</b>
	Resistencia RS PRO, de 100Ω ±5%, 2W <b>7078827</b> RS PRO RS-Carbon-100R-5%-2W Estado RoHS - Conforme	10 ✓ 10 Disponible para entrega en 24/48 horas	0,097 € unitario (Suministrado en múltiplos de 10)	<b>0,97 C</b>
	MOSFET, IRF540PBF, N-Canal-Canal, 28 A, 100 V, 3-Pin, TO-220AB Simple Si <b>7085143</b> Vishay IRF540PBF Estado RoHS - Conforme	5 ✓ 5 Disponible para entrega en 24/48 horas	1,796 € unitario (Suministrado en múltiplos de 5)	<b>8,98 C</b>
	Latiguillo jack Macho a Macho, 2m <b>1924406</b> RS PRO 2TT-02 Estado RoHS - Conforme	1 ✓ 1 Disponible para entrega en 24/48 horas	1,14 € Unidad	<b>1,14 C</b>
	Conector jack Hembra, Estéreo 3.5 mm, Montaje en PCB Ángulo de 90° <b>0476328</b> RS PRO 4832.2320 Estado RoHS - Conforme	5 ✓ 5 Disponible para entrega en 24/48 horas	1,494 € unitario (Suministrado en múltiplos de 5)	<b>7,47 C</b>
	Condensador RS PRO, 1μF, ±20%, 100V dc, Montaje en orificio pasante +105°C, Electrolytico <b>7111671</b> RS PRO RS105-100V-RL5x11 Estado RoHS - Conforme	100 ✓ 100 Disponible para entrega en 24/48 horas	0,045 € unitario (Suministrado en múltiplos de 100)	<b>4,50 C</b>
	Potenciómetro para PCB Bourns serie PV36, 10Ω máximo, ±10%, ±150ppm/°C, 0.5W, vueltas: 25, Montaje en orificio pasante <b>7692151</b> Bourns PV36W100C01B00 Estado RoHS - Conforme	2 ✓ 2 Disponible para entrega en 24/48 horas	1,38 € Unidad	<b>2,76 C</b>
	Kit de Montaje de Disipadores para usar con SOT-93, TO-126, TO-128, TO-202, TO-220, TO-3P <b>0298500</b> RS PRO MK3311 Estado RoHS - Conforme	2 ✓ 2 Disponible para entrega en 24/48 horas	2,34 € Unidad	<b>4,68 C</b>

**Forma de envío**

**Forma de envío**

Entrega a domicilio (Cuenta crédito o Tarjeta crédito/débito). Consulte condiciones en la página de ayuda, apartado de Pago.

Total productos	113,65 €
Entrega	Gratuito
IVA	23,87 €
<b>Total del pedido</b>	<b>137,52 C</b>