



Universidad de Oviedo

**ESCUELA POLITÉCNICA DE INGENIERÍA DE
GIJÓN**

**GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS Y SERVICIOS
DE TELECOMUNICACIÓN**

ÁREA DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA

**ANÁLISIS DEL SISTEMA DE TRANSFERENCIA DE POTENCIA
INALÁMBRICA PARA ROBOCRANE**

Menéndez Baños, Paula

TUTOR: D. Fernández Miaja, Pablo

COTUTOR: D. Hentschke de Oliveira, Theyllor

FECHA: Julio 2024



Resumen

El proyecto ROBOCRANE, una colaboración entre la Universidad de Oviedo, la Universidad de Vigo y Alen Space en asociación con la Agencia Espacial Europea (ESA), tiene como objetivo desarrollar tecnologías para la exploración de cuevas lunares. Como respuesta a este desafío, se propone un sistema que incluye un rover con una grúa para la comunicación y transferencia de energía entre la superficie lunar y el subsuelo. Este Trabajo de Fin de Grado aborda el desarrollo inicial de un sistema de transferencia inalámbrica de potencia mediante acoplamiento inductivo resonante para el proyecto ROBOCRANE.

El documento incluye una revisión del estado del arte en electromagnetismo, inducción electromagnética y acoplamiento inductivo resonante, así como la presentación de técnicas para optimizar la transferencia de energía y la evolución histórica de la transferencia inalámbrica de potencia.

Se emplean las herramientas de simulación ANSYS y LTSpice para diseñar las bobinas y realizar un análisis de la transferencia de potencia respectivamente. Este análisis incluye la transferencia previa y posterior a la compensación de impedancias resaltando su importancia. Posteriormente, los resultados de simulación se contrastan con los obtenidos al caracterizar un prototipo físico diseñado utilizando KiCad mediante la toma de medidas con un analizador de impedancias. Se obtiene como resultado un sistema que demuestra un acoplamiento mejorado entre las bobinas físicas en comparación con las simulaciones, destacando la importancia de minimizar la separación y el desalineamiento para optimizar la transferencia de potencia.



Contenido

1. Introducción.....	6
1.1.- Motivación y objetivos	7
1.2.- Alcance y descripción de las partes incluidas	9
2. Estado del arte.....	10
2.1.- Fundamentos teóricos sobre electromagnetismo.....	10
2.2.- Inducción electromagnética	12
2.3.- Acoplamiento inductivo	13
2.4.- Modelado de una bobina real y factor de calidad.....	17
2.5.- Modelo t de un transformador	19
2.6.- Resonancia y eficiencia máxima	19
2.7.- Técnicas de compensación de inductancia.....	20
2.7.1.- Compensación en serie	21
2.7.2.- Compensación en paralelo	21
2.7.3.- Compensación LCC, LLC y serie-paralelo.....	22
2.8.- Historia y evolución de la tecnología de transferencia inalámbrica de potencia mediante acoplamiento inductivo	23
2.9.- Técnicas de tranferencia inalámbrica.....	26
3. Diseño de las bobinas con simulaciones y optimización mediante compensación de impedancias y rectificación.	28
3.1.- Software de simulación ANSYS	28
3.2.- Diseño y simulación de espiras.....	29
3.2.1.- Geometría y materiales	29
3.2.2.- Metodología de diseño en ANSYS	32
3.2.3.- Metodología de simulación en ANSYS.....	37
3.3.- Análisis de los parámetros simulados para cada bobina (L, R, Q). 44	



3.3.1.- Factores que afectan los parámetros fundamentales de las bobinas según la frecuencia.....	44
3.3.2.- Análisis de la autoinductancia (L) en función de la frecuencia.	46
3.3.3.- Análisis de la resistencia (R) en función de la frecuencia.....	48
3.3.4.- Análisis del factor de calidad (Q) en función de la frecuencia..	49
3.4.- Análisis del acoplamiento inductivo entre las dos bobinas mediante el coeficiente de acoplamiento (k)	51
3.4.1.- Análisis del coeficiente de acoplamiento (k) en función de la separación vertical	52
3.4.2.- Análisis del coeficiente de acoplamiento (k) en función del desalineamiento horizontal.....	55
3.4.3.- Análisis del coeficiente de acoplamiento (k) en función del ángulo de inclinación.....	57
3.5.- Software de simulación LTSpice	59
3.6.- Sistema previo a la compensación de inductancias	60
3.6.1.- Análisis teórico.....	60
3.6.2.- Simulaciones en LTSpice	62
3.7.- Compensación de inductancia del secundario	64
3.7.1.- Análisis teórico.....	65
3.7.2.- Simulaciones en LTSpice	67
3.8.- Compensación de inductancia del primario.....	68
3.8.1.- Análisis teórico.....	69
3.8.2.- Simulaciones en LTSpice	70
3.9.- Rectificador	73
3.9.1.- Análisis teórico.....	73
3.9.2.- Simulación en Itspice	76



4. Fabricación de espiras físicas y análisis de la transferencia de potencia en un entorno controlado.	79
4.1.- Proceso de fabricación.....	79
4.1.1.- Software de diseño KiCad.....	79
4.1.2.- Diseño de PCBs	80
4.2.- Medición de las espiras en un analizador de impedancias	89
4.2.1.- Parámetros de las espiras.....	91
4.2.2.- Acoplamiento para distintas separaciones verticales	93
4.2.3.- Espiras compensadas	97
5. Conclusiones	100
6. Trabajos futuros	101
7. Planificación	102
8. Índice de figuras	103
9. Índice de tablas	107
10. Bibliografía	108



1. Introducción

El proyecto ROBOCRANE es una iniciativa conjunta entre la Universidad de Oviedo, la Universidad de Vigo y Alen Space, con el propósito de resolver un desafío planteado por la Agencia Europea del Espacio (ESA). Este proyecto se destaca por ser uno de los cinco estudios seleccionados por la ESA para investigar y desarrollar tecnologías que permitan la exploración de cuevas lunares.

La solución propuesta al problema planteado se ilustra en la figura 1.1. Se trata del diseño de un rover equipado con una grúa para descender sondas en las fosas lunares, proporcionando un enlace de comunicación y energía entre la superficie y el subsuelo lunar [1] [2], donde la energía solar no es viable y la comunicación con la superficie se dificulta.

El robot ROBOCRANE estaría compuesto por tres partes principales: Un rover que se desplaza por la superficie, actuando como el cuerpo principal del proyecto y encargado de comunicar los datos al exterior y realizar los desplazamientos hasta las cuevas; una grúa conectada al cuerpo principal, cuya función es alcanzar el fondo de las cuevas para recabar información y; una flota de mini-robots encargados de la exploración.

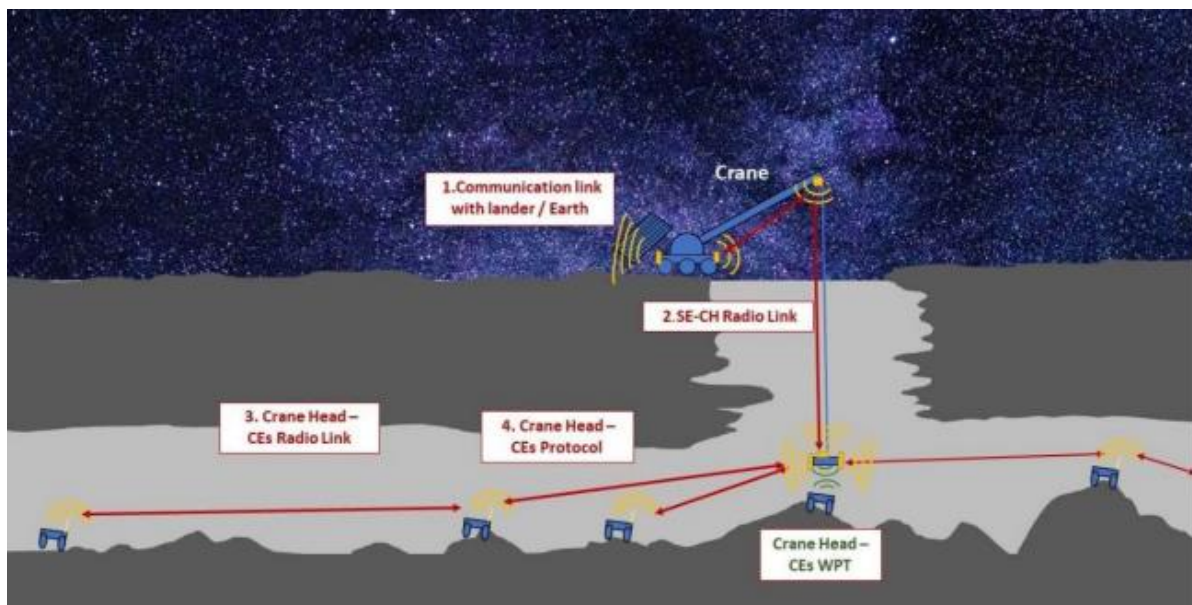


Figura 1.1.- Representación gráfica de la propuesta realizada por la Universidad de Oviedo



La implementación de la grúa resuelve la imposibilidad de alimentación mediante energía solar y las dificultades de comunicación con los mini-robots en las cuevas, mediante un cable de alimentación que proporciona energía hasta su cabeza, equipada con un sistema de carga inalámbrica, y permitiendo el envío de información tanto a través de un medio físico como mediante ondas, gracias a una vía directa desde el cuerpo principal del robot hasta la cabeza de carga.

1.1.- MOTIVACIÓN Y OBJETIVOS

El propósito de este Trabajo de Fin de Grado (TFG) consiste en desarrollar y estudiar un sistema de transferencia de potencia inalámbrica para el proyecto ROBOCRANE. Este sistema posibilitará la operación continua de los robots exploradores, evitando la necesidad de conexiones físicas, difícilmente realizables, para su recarga. La importancia de esta investigación estriba en abordar los desafíos energéticos en la exploración subterránea lunar.

Concretamente, los objetivos de este TFG incluyen evaluar las tecnologías existentes de transferencia inalámbrica de potencia, con un enfoque particular en el acoplamiento inductivo resonante, técnica aplicada en el proyecto ROBOCRANE. Se proporciona en este documento una comprensión teórica del electromagnetismo necesario para fundamentar la transferencia inalámbrica de potencia, así como las técnicas para optimizar eficientemente el enlace. Posteriormente, se diseña y simula un sistema para la recarga de los robots exploradores basado en el acoplamiento inductivo resonante. Finalmente, se fabrica y prueba un prototipo inicial del sistema diseñado, que incluye la construcción y análisis de dos espiras para evaluar sus características y el acoplamiento entre ellas. El objetivo de esta fase inicial es validar la viabilidad del diseño como paso hacia el desarrollo de un sistema completo de transferencia de potencia inalámbrica para los robots exploradores del proyecto ROBOCRANE.

En el esquema ilustrado en la figura 1.2 se puede observar cómo funcionaría la transferencia de potencia entre la cabeza de carga y el rover. Este esquema ilustra el acoplamiento inductivo resonante entre las espiras del sistema de carga y las del rover, mostrando el proceso de transferencia de energía inalámbrica.

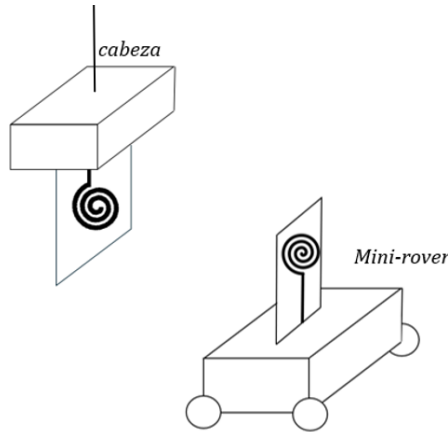


Figura 1.2.- Esquema del funcionamiento de la transferencia de potencia entre cabeza y mini-robots

La figura 1.3 muestra un diagrama de trabajo detallado del proyecto completo. El análisis realizado en este trabajo se incluye en el nivel 6, específicamente en la parte denominada “Power Terminals” (PT)”.

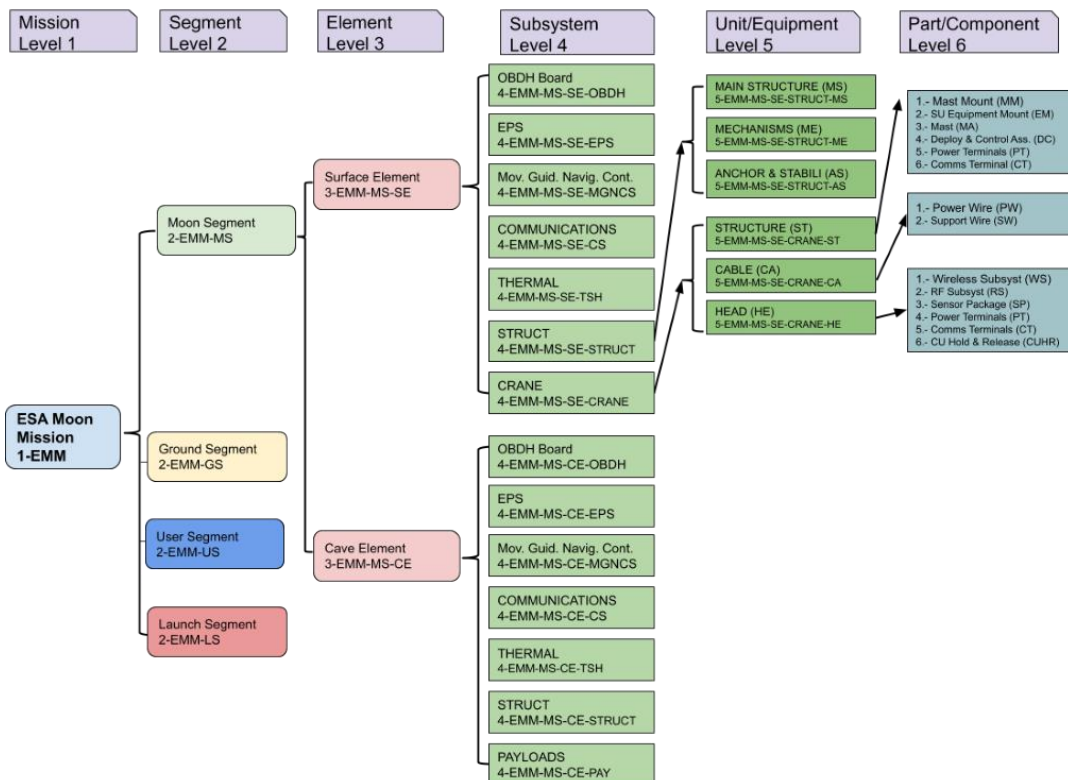


Figura 1.3.- Árbol del sistema ROBOCRANE realizado por la Universidad de Oviedo



1.2.- ALCANCE Y DESCRIPCIÓN DE LAS PARTES INCLUIDAS

Este documento se estructura en varias secciones. A continuación, se ofrece una visión general de los temas abordados en cada parte.

En el estado del arte, se abordan los fundamentos teóricos del electromagnetismo, la inducción electromagnética y el acoplamiento inductivo resonante, así como las técnicas para optimizar eficientemente el enlace electromagnético. Además, se realiza una revisión de la historia y se analiza la evolución de la tecnología de transferencia inalámbrica de potencia.

En la sección de diseño, simulación, análisis y compensación de inductancias, se modelan y analizan las bobinas utilizadas en el sistema de transferencia de potencia inalámbrica empleando los softwares de simulación ANSYS y LTSpice. Considerando parámetros como la autoinductancia, resistencia y factor de calidad, se busca el rendimiento óptimo y la minimización de las pérdidas durante la transferencia.

En cuanto a la fabricación, medición y análisis de transferencia de potencia en las espiras físicas, se describe el proceso completo de fabricación de las bobinas, incluyendo su diseño mediante el software KiCad. Posteriormente, se presentan los resultados detallados de las mediciones realizadas en las espiras físicas con el fin de validar el rendimiento práctico del sistema de transferencia de potencia, destacando la eficacia de las estrategias de compensación para mejorar la eficiencia y estabilidad del sistema.

En las conclusiones se sintetizan los principales hallazgos y resultados obtenidos a lo largo del trabajo. Además, esta sección proporciona una evaluación crítica y reflexiva del proyecto.

Finalmente, en el apartado de investigaciones futuras, se identifican áreas clave para el desarrollo del sistema de transferencia de potencia inalámbrica, incluyendo la optimización de la eficiencia energética, la mejora de la robustez y adaptabilidad a diferentes escenarios y la exploración de tecnologías emergentes y configuraciones avanzadas de simulación.



2. Estado del arte

2.1.- FUNDAMENTOS TEÓRICOS SOBRE ELECTROMAGNETISMO

El electromagnetismo es una de las ramas fundamentales de la física. Estudia las interacciones entre campos eléctricos y magnéticos, interacciones que constituyen el principio básico de una gran cantidad de tecnologías actuales.

Para facilitar la comprensión del fenómeno de la inducción electromagnética, se introducen a continuación las ecuaciones de Maxwell [3], mostradas en la ecuación 2.1. Estas ecuaciones son el resultado de la unificación de las leyes del electromagnetismo por parte del físico escocés con el mismo nombre, James Clerk Maxwell, a mediados del siglo XIX. Se trata de una descripción del campo eléctrico, magnético, su origen y la relación entre ambos, es decir, definen el campo electromagnético en un punto determinado.

$$\left\{ \begin{array}{l} \nabla \cdot E = \frac{\rho}{\epsilon_0} \\ \nabla \cdot B = 0 \\ \nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \\ \nabla \times B = \mu_0 J + \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t} \end{array} \right. \quad (2.1)$$

donde:

- E : Campo eléctrico: Región del espacio donde una carga eléctrica experimenta una fuerza. Es un campo generado por cargas eléctricas.
- B : Campo magnético: Región del espacio donde una corriente eléctrica experimenta una fuerza. Es un campo generado por corrientes eléctricas, es decir, movimiento de cargas, o por materiales magnéticos, como en el caso de los imanes.
- ρ : Densidad de carga: En un punto del espacio, representa la cantidad de carga eléctrica por unidad de volumen.
- J : Densidad de corriente: En un punto del espacio, representa la cantidad de corriente eléctrica que fluye por unidad de área.



- ε_0 : Permitividad eléctrica del vacío: Constante de valor $8.85 \cdot 10^{-12}$ F/m, que representa como un campo eléctrico es afectado por un medio y viceversa.
- μ_0 : Permeabilidad magnética en el vacío: Constante de valor $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m, que representa como un campo magnético afecta a un medio conductor y viceversa.

Las dos primeras ecuaciones definen características del campo eléctrico y del campo magnético de manera independiente. La divergencia ($\nabla \cdot$) de un campo vectorial indica donde “nacen” y donde “mueren” las líneas de campo y cómo de intenso es el proceso de “nacimiento” o “muerte” de líneas.

Así, la primera ecuación ($\nabla \cdot E = \frac{\rho}{\varepsilon_0}$) representa dónde nacen y mueren las líneas del campo eléctrico. Cuando no hay carga ($\rho = 0$), no hay cambio en las líneas del campo eléctrico. Si hay carga positiva ($\rho > 0$), las líneas del campo eléctrico están naciendo y, en presencia de carga negativa ($\rho < 0$), las líneas del campo eléctrico están muriendo.

Por otro lado, la segunda ecuación ($\nabla \cdot B = 0$) nos indica que ninguna línea de campo “muere” y ninguna línea de campo “nace” en el entorno de este punto, es decir, el número de líneas que entra en cualquier región es siempre igual al número de líneas que sale. Las líneas de campo magnético son siempre cerradas.

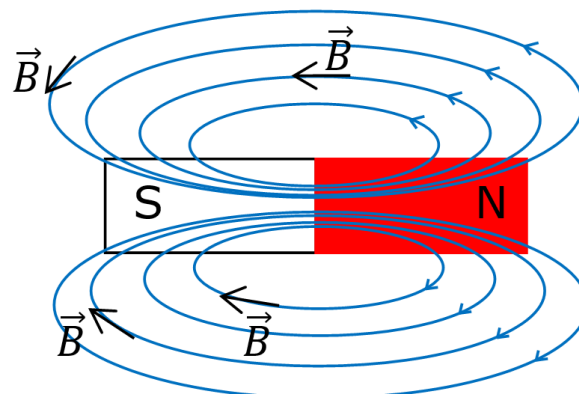


Figura 2.1.- Líneas de campo magnético en un imán de barra

La tercera y la cuarta ecuación describen la interacción entre campo magnético y campo eléctrico. El rotacional ($\nabla \times$) de un campo vectorial indica la



tendencia o intensidad con la que cambia la dirección del campo vectorial en un punto específico del espacio.

De esta manera, la tercera ecuación ($\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t}$) indica como el campo eléctrico en un punto determinado está influenciado por la variación del campo magnético en ese punto. En la ecuación no se exige que haya un campo eléctrico preexistente y, por tanto, un campo magnético variable en el tiempo es capaz de producir un campo eléctrico de la nada tal que su rotacional tenga sentido contrario al del cambio del campo magnético (Ley de Faraday).

Por último, la cuarta ecuación ($\nabla \times B = \mu_0 J + \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t}$) muestra que las fuentes primarias del campo magnético son las corrientes eléctricas, es decir, las cargas en movimiento y que, además, un campo eléctrico variable produce un campo magnético (Ley de Ampère).

2.2.- INDUCCIÓN ELECTROMAGNÉTICA

La inducción electromagnética [4] [5] es, básicamente, el proceso por el cual se puede inducir una corriente por medio de un cambio en el campo magnético. Partiendo de la cuarta ecuación de Maxwell se alcanza el teorema de Ampère, según el cual el movimiento de cargas eléctricas da lugar a un campo magnético en el espacio que las circunda. Así, si por un material conductor circula una corriente, aparecerá un campo magnético caracterizado por el vector inducción magnética \vec{B} .

$$\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint \frac{I \vec{dl} \times \hat{u}_r}{r^2} \quad [T] \quad (2.2)$$

Donde \vec{B} es el vector inducción magnética, μ_0 es la permeabilidad del vacío, I es la corriente, \vec{dl} es un elemento infinitesimal de longitud en la dirección del conductor, \hat{u}_r es el vector unitario en la dirección radial desde el elemento de corriente al punto de observación, r es la distancia entre el elemento de corriente y el punto de observación.



Con este vector inducción magnética, se define el flujo magnético como una medida del campo magnético total que pasa a través de una superficie S .

$$\varphi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad [Wb] \quad (2.3)$$

Donde φ es el flujo magnético a través de una superficie S , \vec{B} es el vector inducción magnética, y $d\vec{S}$ es un elemento infinitesimal de área de la superficie S . El flujo magnético se mide en Weber (Wb).

A partir de la tercera ecuación de Maxwell se obtiene la ley de Faraday por la que la fuerza electromotriz inducida en una espira cerrada es igual al negativo de la tasa de cambio del flujo magnético a través de la espira con respecto al tiempo.

$$\varepsilon = -\frac{d\varphi}{dt} \quad [V] \quad (2.4)$$

Donde ε es la fuerza electromotriz inducida, medida en voltios (V), y $\frac{d\varphi}{dt}$ representa la tasa de cambio del flujo magnético con respecto al tiempo.

Por último, la ley de Lenz impone que la dirección de cualquier efecto de la inducción magnética es la que se opone a la causa del efecto.

2.3.- ACOPLAMIENTO INDUCTIVO

Se habla de acoplamiento magnético cuando dos objetos interactúan intercambiando energía a través de sus campos magnéticos sin necesidad de contacto físico entre ellos.

El acoplamiento inductivo es un tipo específico de acoplamientos magnético basado en la inducción electromagnética entre dos bobinas enfrentadas, primaria y secundaria. El teorema de Ampère y la Ley de Faraday son el principio teórico en el que se basa este acoplamiento entre dos bobinas [6] ya que implican que el campo creado por una de ellas afectará a la otra y viceversa. Se denomina bobina primaria la que será excitada con una corriente alterna mientras que la bobina



secundaria se utilizará como receptora. Cuanto mayor sea el valor del flujo magnético que atraviese la bobina secundaria, más efectivo será el enlace. Este valor aumenta con el tamaño y la alineación de las bobinas, así como con su proximidad.

Para explicar este fenómeno se utilizará la figura 2.2 y se utilizarán como nomenclatura para las bobinas primaria y secundaria los números 1 y 2 respectivamente.

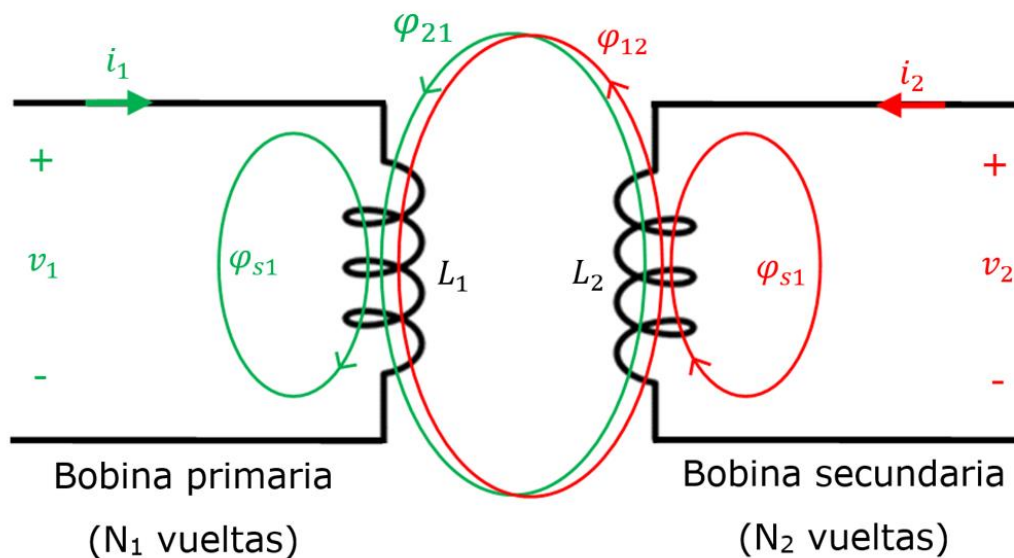


Figura 2.2.- Interacción electromagnética entre dos bobinas

Así, atendiendo a la figura 2.2, cuando por una bobina circula una corriente i_1 , aparece un campo magnético que a su vez crea un flujo magnético φ_1 a través de la misma bobina. Parte de este flujo magnético generado por la primaria se pierde en el entorno en lugar de aportar potencia a la secundaria, se trata del flujo de dispersión de la bobina primaria, φ_{s1} . El resto del flujo resultado de la aplicación de la intensidad de corriente i_1 alcanzará a la bobina secundaria, este será el flujo φ_{21} que interacciona con la bobina receptora debido a la intensidad de corriente i_1 .

Si i_1 es una corriente alterna variable en el tiempo, es decir, la corriente cambia, cambiará el flujo φ_1 . De acuerdo con la ley de Faraday, aparecerá una fuerza electromotriz inducida en la bobina secundaria causada por la variación del flujo φ_{21} . La polarización de esta, según la ley de Lenz, será aquella para la que la



corriente inducida cree un campo magnético adicional que contrarreste los cambios de flujo magnético original. Como indica la tercera ecuación de Maxwell, por la bobina secundaria circulará una intensidad de corriente i_2 que, de manera análoga a lo que sucede con i_1 , generará un flujo φ_2 . Parte de este flujo no interactuará con la bobina primaria, es decir, será el flujo de dispersión de la bobina secundaria, φ_{s2} . El resto del flujo φ_2 alcanzará la bobina primaria interactuando con ella, este será el flujo φ_{12} .

Considerando flujo positivo en el sentido horario, se tiene como resultado las relaciones mostradas en la ecuación 2.5.

$$\begin{cases} \varphi_1 = \varphi_{s1} + \varphi_{21} + \varphi_{12} \\ \varphi_2 = \varphi_{s2} + \varphi_{12} + \varphi_{21} \end{cases} \quad (2.5)$$

Y, por lo tanto, se puede definir φ_{11} como el flujo total que atraviesa la bobina primaria, φ_{22} como el flujo total que atraviesa la bobina secundaria y φ_m como el flujo mutuo que atraviesa ambas bobinas.

$$\begin{cases} \varphi_{11} = \varphi_{s1} + \varphi_{21} \\ \varphi_{22} = \varphi_{s2} + \varphi_{12} \\ \varphi_m = \varphi_{21} + \varphi_{12} \end{cases} \quad (2.6)$$

Bajo la hipótesis de flujo constante atravesando las distintas espiras de una bobina y asumiendo estar ante un medio lineal, se puede representar la proporcionalidad entre flujo magnético a través de la bobina y corriente que circula por ella como se indica en la ecuación 2.7.

$$N \cdot \varphi = L \cdot i \quad (2.7)$$

Donde N es el número de espiras de la bobina, φ es el flujo magnético a través de cada espira, L es la inductancia de la bobina, e i es la corriente que circula por la bobina.

De esta manera puede definirse la autoinductancia L de la bobina. Esta se mide en Henrios (H).



$$L = \frac{N \cdot \Phi}{i} \quad [H] \quad (2.8)$$

Volviendo a lo representado en la figura 2.2, las autoinductancias L_1 y L_2 , correspondientes a las bobinas primaria y secundaria respectivamente y las inductancias mutuas M_{21} y M_{12} , que en un medio magnético lineal puede considerarse iguales, $M_{21} = M_{12} = M$, vienen dadas por las ecuaciones 2.9.

$$\begin{cases} N_1 \cdot \varphi_{11} = L_1 \cdot i_1 & \rightarrow & L_1 = \frac{N_1 \cdot \varphi_{11}}{i_1} \\ N_2 \cdot \varphi_{21} = M_{21} \cdot i_1 & \rightarrow & M_{21} = \frac{N_2 \cdot \varphi_{21}}{i_1} \\ N_2 \cdot \varphi_{22} = L_2 \cdot i_2 & \rightarrow & L_2 = \frac{N_2 \cdot \varphi_{22}}{i_2} \\ N_1 \cdot \varphi_{12} = M_{12} \cdot i_2 & \rightarrow & M_{12} = \frac{N_1 \cdot \varphi_{12}}{i_2} \end{cases} \quad (2.9)$$

Donde N_1 y N_2 son el número de vueltas de las bobinas primaria y secundaria respectivamente e i_1 e i_2 las corrientes que circulan por ellas.

Aplicando la ley de Faraday para obtener las tensiones inducidas en cada bobina, v_1 en el lado primario y v_2 en el secundario, se tiene lo indicado en la ecuación 2.10.

$$\begin{cases} v_1 = -N_1 \frac{d\varphi_1}{dt} = -N_1 \frac{d\varphi_{11}}{dt} - N_1 \frac{d\varphi_{12}}{dt} \\ v_2 = -N_2 \frac{d\varphi_2}{dt} = -N_2 \frac{d\varphi_{21}}{dt} - N_2 \frac{d\varphi_{22}}{dt} \end{cases} \quad (2.10)$$

Y reescribiendo los flujos en función de las intensidades de corriente, se alcanza la ecuación 2.11.

$$\begin{cases} v_1 = -L_1 \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} \\ v_2 = -M \frac{di_1}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} \end{cases} \quad (2.11)$$

Se muestra entonces como la variación de corriente en una bobina puede inducir tensiones tanto en la propia bobina como en la bobina acoplada. A partir de



estos fenómenos de inducción magnética se hace posible la extracción del sistema de la potencia eléctrica generada.

Por otro lado, es importante describir el coeficiente de acoplamiento o factor de acoplamiento k , comúnmente empleado para describir el acoplamiento entre dos bobinas [7]. Este coeficiente, definido en la ecuación 2.12, representa la fracción del flujo magnético generado por la primera que atraviesa la segunda y viceversa.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (2.12)$$

Donde k representa el coeficiente de acoplamiento y, como en las ecuaciones anteriores, M es la inductancia mutua entre las dos bobinas, L_1 es la inductancia de la primera bobina, y L_2 es la inductancia de la segunda bobina.

Se trata de un valor cuyo módulo está comprendido entre 0 y 1 y que aumenta con la proximidad y alineamiento entre bobinas. El valor 1 indica un acoplamiento perfecto al compartir las bobinas todo el flujo que generan. Por lo contrario, el valor 0 indica la completa independencia entre ellas. Un coeficiente de acoplamiento negativo, que puede llegar hasta -1, indica una inversión en la dirección del flujo electromagnético entre las bobinas, lo que significa que el receptor está capturando el flujo magnético en una dirección inversa a la esperada debido a la orientación específica de las bobinas o la disposición del campo magnético.

2.4.- MODELADO DE UNA BOBINA REAL Y FACTOR DE CALIDAD.

Una bobina o inductor puede modelarse mediante el circuito equivalente [8] mostrado en la figura 2.3.

La inductancia de la bobina ideal es la medida de su capacidad para almacenar energía magnética cuando una corriente eléctrica lo atraviesa. Además, en el modelo se incluye una resistencia en serie que representa las pérdidas del inductor y una capacidad parasitaria en paralelo que representa la capacitancia no deseada entre los devanados del inductor.

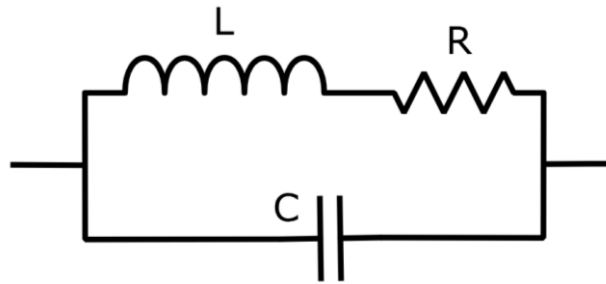


Figura 2.3.- Circuito equivalente de una bobina

En circuitos de baja frecuencia, es decir, del orden de kHz o inferiores, la capacidad parásita puede despreciarse. Debido a la relación inversa entre ellas, mostrada en la ecuación 2.13, la reactancia capacitiva es alta a frecuencias bajas, la corriente a través de la capacitancia es baja, lo que impide que fluya una cantidad significativa de corriente a través de ella, es decir, la capacidad parásita tiene poco efecto en el comportamiento del circuito y puede no tenerse en cuenta siendo una buena aproximación de la realidad. El caso que se estudiará se corresponde con la casuística descrita.

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} \quad [\Omega] \quad (2.13)$$

Donde X_C es la reactancia capacitiva medida en ohmios (Ω), f es la frecuencia de la corriente alterna, y C es la capacidad del condensador medida en faradios (F).

El factor de calidad (Q) es un parámetro adimensional que indica cuánta energía se almacena en el campo magnético del inductor en comparación con la cantidad de energía que se disipa debido a las pérdidas. Este queda definido según la ecuación 2.14 [9].

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{2\pi f L}{R} \quad (2.14)$$

Donde Q es el factor de calidad, $\omega = 2\pi f$ es la frecuencia angular, L es la inductancia y R es la resistencia de la bobina.



Un valor alto de Q indica que las pérdidas son pequeñas en comparación con la energía almacenada, lo que significa que el inductor es más eficiente. Por el contrario, un valor bajo de Q indica que las pérdidas son significativas en comparación con la energía almacenada, lo que indica una menor eficiencia del inductor. En el contexto de las bobinas acopladas inductivamente, un factor de calidad más alto indica una menor pérdida de energía y una mayor eficiencia en la transferencia de energía entre las bobinas.

2.5.- MODELO T DE UN TRANSFORMADOR

En concordancia con las ecuaciones 2.11, un par de bobinas acopladas por inducción magnética pueden modelarse a partir de tres bobinas sin acoplamiento magnético. Así, se define el modelo equivalente T de un transformador [10], que se muestra en la figura 2.4, y será útil para la comprensión de apartados sucesivos. En este modelo idealizado se desprecian las resistencias y capacidades parásitas.

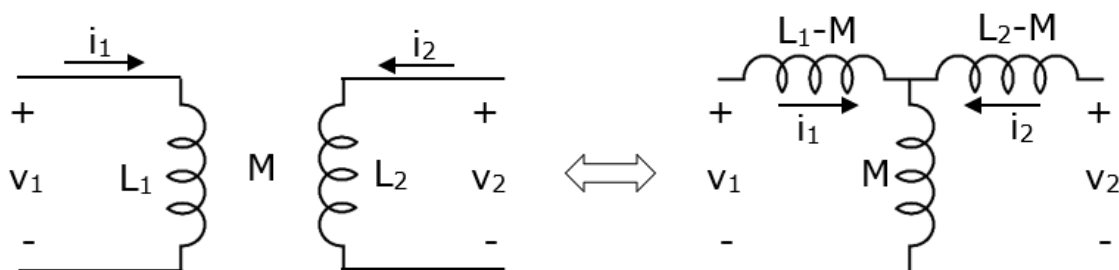


Figura 2.4.- Modelo equivalente T de dos bobinas acopladas

2.6.- RESONANCIA Y EFICIENCIA MÁXIMA

La resonancia electromagnética [11] es un fenómeno físico que ocurre cuando un sistema responde más intensamente a una frecuencia específica, la frecuencia de resonancia. Esta respuesta intensificada se produce cuando la frecuencia de excitación coincide con la frecuencia natural de vibración del sistema.



Cuando se trabaja con sistemas de transferencia inalámbrica de potencia, el aire actúa como conductor para el campo magnético. Una de las razones de la baja eficiencia entre dos bobinas con bajo acoplamiento, es decir, con un coeficiente de acoplamiento que tiende a tomar valores muy bajos, es la inductancia de dispersión primaria. El flujo de dispersión en el aire es muy alto.

Por este motivo, se requiere un voltaje grande en el circuito primario pero una corriente más alta en la bobina primaria resulta en un voltaje inducido más alto en el lado secundario y así se generan mayores pérdidas en ambas bobinas. Por lo tanto, es una práctica común en el caso de conexiones inductivas compensar las inductancias de dispersión primaria y secundaria con una capacitancia. Para compensar esta inductancia de dispersión se agrega una capacitancia en serie o en paralelo a la bobina dependiendo del tipo de topología resonante de interés. Siguiendo este procedimiento se crea un sistema en el que la frecuencia de la fuente de alimentación alimentando la bobina primaria coincide con la frecuencia resonante del mismo. Queda formado un circuito LC que resonará a una frecuencia f_{res} .

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.15)$$

Donde f_{res} es la frecuencia resonante, L es la inductancia y C la capacidad.

Así, se genera una resonancia electromagnética que asegura una transferencia más eficiente de energía entre las bobinas, lo que resulta en una mayor eficiencia del sistema de acoplamiento inductivo resonante.

2.7.- TÉCNICAS DE COMPENSACIÓN DE INDUCTANCIA

Como se comenta en el apartado anterior, existen varias técnicas para la compensación de inductancias [12] [13]. Las dos básicas son la compensación en serie y en paralelo, cada una con sus características y aplicaciones. Además, existen otras más complejas, pero con todas se reduce la impedancia del circuito a la frecuencia de resonancia mejorando la transferencia de energía a través del



enlace inductivo. Se explican a continuación varias de ellas, sus principios de funcionamiento, ventajas y desventajas.

2.7.1.- Compensación en serie

En esta configuración se conecta un condensador en serie con la bobina. La figura 2.5 muestra el empleo de esta técnica tanto para la bobina primaria como para la secundaria. Se trata de una técnica sencilla de implementar que ofrece un control preciso sobre la resonancia del sistema, lo que la hace muy efectiva en situaciones donde se requiere una alta estabilidad y eficiencia en la transferencia de energía.

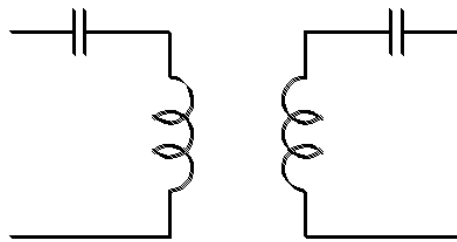


Figura 2.5.- Compensación serie-serie

2.7.2.- Compensación en paralelo

En este caso se conecta el condensador en paralelo con la bobina. La figura 2.6 muestra el empleo de esta técnica tanto para la bobina primaria como para la secundaria.

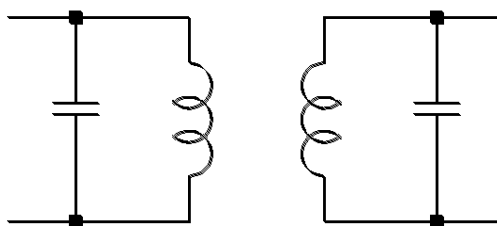


Figura 2.6.- Compensación paralelo-paralelo



Empleando esta técnica se mantiene un alto factor de calidad y además, tiene la ventaja adicional de que la capacidad parásita de la bobina se absorbe en la capacidad de resonancia permitiendo frecuencias de transferencia más altas y, por lo tanto, bobinas más pequeñas. En algunos casos es incluso posible emplear la capacidad parásita como capacidad de resonancia.

2.7.3.- Compensación LCC, LLC y serie-paralelo.

Además de la compensación serie y de la compensación en paralelo, existen otras técnicas para optimizar los sistemas de transferencia de energía inalámbrica, como la compensación LCC, LLC y serie-paralelo. Estas tres se muestran en la figura 2.7.

La compensación LCC involucra el uso de dos condensadores y una bobina para ajustar la resonancia del sistema ofreciendo un gran control sobre las características del circuito resonante. Así, es especialmente útil en aplicaciones de alta potencia y en sistemas que requieren una resonancia precisa.

Similar a la LCC, la compensación LLC utiliza dos bobinas y un condensador y también permite un preciso de las características del circuito resonante. Esta técnica es particularmente útil en sistemas que operan a altas frecuencias y en aplicaciones donde la minimización de pérdidas es crucial.

Por último, la compensación serie-paralelo combina las configuraciones de compensación en serie y en paralelo para aprovechar los beneficios de ambas técnicas. Con la bobina primaria se conecta un condensador en serie mientras que con la secundaria se conecta otro en paralelo o viceversa. Al combinar las características de ambas técnicas, se trata de una solución versátil y flexible para mejorar la eficiencia de un enlace inductivo.

En función de las necesidades a las que esté sujeta cada aplicación, estas topologías pueden combinarse de manera que se aprovechen las ventajas proporcionadas por cada una de ellas.

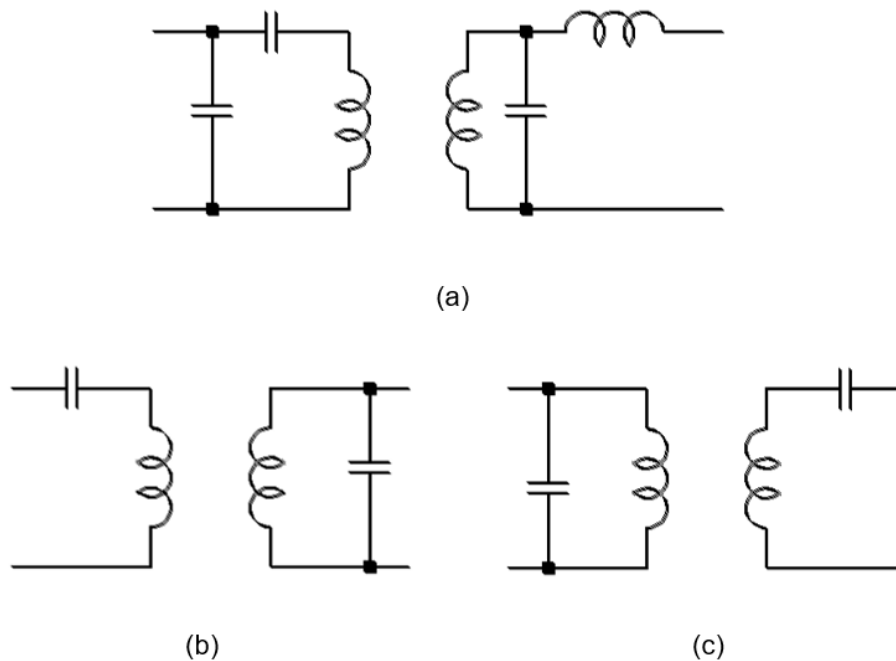


Figura 2.7.- Compensación del primario con LCC y secundario con LCL (a), serie-paralelo (b) y paralelo-serie (c)

2.8.- HISTORIA Y EVOLUCIÓN DE LA TECNOLOGÍA DE TRANSFERENCIA INALÁMBRICA DE POTENCIA MEDIANTE ACOPLAMIENTO INDUCTIVO

Una vez introducidos los principios fundamentales del electromagnetismo, como la inducción electromagnética descubierta por Faraday en 1831 [14], al observar como un campo magnético cambiante podía inducir una corriente eléctrica en un circuito cercano, es apropiado comentar cómo estos fundamentos han sido aplicados en el contexto de la transferencia inalámbrica de energía a lo largo de la historia.

A finales del siglo XIX y principios del siglo XX, Nikola Tesla llevó a cabo una serie de experimentos públicos y privados para demostrar la transmisión de energía eléctrica a través del aire utilizando campos electromagnéticos resonantes [15]. Desarrolló la bobina de Tesla que permitía la transmisión de energía eléctrica a través del aire mediante la creación de campos electromagnéticos oscilantes de alta frecuencia. Más tarde presentó la ambiciosa y revolucionaria idea de transmitir



energía de forma inalámbrica a cualquier lugar del mundo mediante ondas electromagnéticas a través de gigantescas máquinas de rayos. Aunque Tesla nunca completó su ambicioso proyecto de construir una torre para proporcionar energía eléctrica inalámbrica a nivel mundial, conocida como la Torre Wardenclyffe y mostrada en la figura 2.8, su concepción sobre la desaparición de los cables y la transmisión de energía a través del espacio ha inspirado el desarrollo actual de la transferencia inalámbrica de energía.



Figura 2.8.- Torre Wardenclyffe

En 2007, un equipo de investigación del Instituto de Tecnología de Massachusetts (MIT), que aparece en la figura 2.9, marcó un hito significativo en la transferencia inalámbrica de energía.



Figura 2.9.- Integrantes del equipo de investigación del MIT con las bobinas y la bombilla encendida en el fondo.



Utilizando acoplamiento magnético resonante, el equipo logró encender una bombilla de 60W utilizando bobinas de cobre situadas a 2 metros de distancia [16]. Se demostró así la capacidad de transferir eficientemente energía entre dos objetos separados a cierta distancia sin necesidad de cables. Uno de los principales problemas que surgieron como resultado del experimento fue la pérdida del 45% de la energía que se produjo antes de llegar a la bombilla. Con este hallazgo se atrajo la atención del mundo y se renovó el interés en la transferencia inalámbrica de energía y en encontrar formas de reducir estas pérdidas, lo que ha impulsado aún más la investigación y el desarrollo en este campo prometedor.

Desde mediados de la década de 2010, la tecnología de carga inalámbrica se ha vuelto cada vez más popular entre las diferentes empresas. Fabricantes líderes en el mercado integran en algunos de sus dispositivos la posibilidad de carga inalámbrica permitiendo al usuario cargarlo simplemente colocándolos en una almohadilla de carga [17], por ejemplo, lo mostrado en la figura 2.10. La transferencia de energía es generalmente de 0 a 5W para móviles, pero puede llegar hasta 120W para dispositivos como ordenadores portátiles. Sin embargo, la carga inalámbrica tiende a ser menos eficiente y generan más calor que la carga por cable, lo que ha llevado a algunas marcas a ser cautelosas en su adopción a la espera del desarrollo de materiales y diseños más eficientes para las estaciones de carga y los dispositivos receptores.



Figura 2.10.- Carga inalámbrica de un teléfono móvil.

2.9.- TÉCNICAS DE TRANSFERENCIA INALÁMBRICA

Si bien este estudio se centra en la técnica de acoplamiento inductivo resonante, cuando se habla de transferencia inalámbrica de potencia o energía, ha de tenerse en cuenta que existen otras que pueden resultar ventajosas para otro tipo de aplicaciones. A continuación, se da una breve explicación de ellas [18] [19].

La figura 2.11 muestra un esquema de las principales técnicas de transferencia inalámbrica.

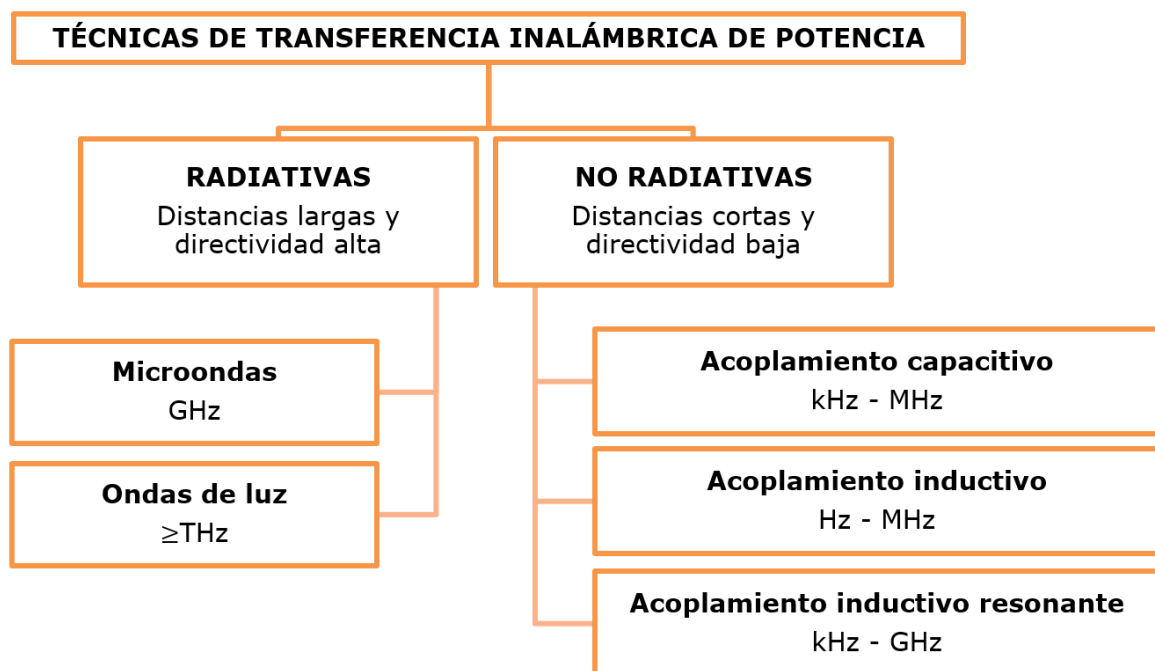


Figura 2.11.- Tipos de transferencia inalámbrica de potencia (Esquema).

Estas técnicas se dividen principalmente en dos grupos, radiativas y no radiativas.

Las primeras engloban la transferencia de energía a través de haces de radiación electromagnética, tales como ondas de radio, microondas o láser. Los campos eléctricos y magnéticos, perpendiculares entre ellos, se propagan hacia o no un receptor que los absorba. La cantidad de energía que emite una antena por radiación electromagnética depende de su diámetro por lo que, a bajas frecuencias, donde la antena es más pequeña que el tamaño de las ondas, se irradia muy poca



energía. Además, aunque pueden transportar energía a mayores distancias, las técnicas radiativas deben ser dirigidas en el receptor.

Respecto a las segundas, los campos eléctricos oscilantes y campos magnéticos están separados y la energía se puede transferir a través de los campos eléctricos por la capacidad de acoplamiento de la inducción electrostática entre electrodos metálicos o a través de campos magnéticos por acoplamiento inductivo de inducción electromagnética entre bobinas de alambre. Que los campos sean no radiativos significa que la energía se mantiene confinada en una distancia cercana al transmisor.



3. Diseño de las bobinas con simulaciones y optimización mediante compensación de impedancias y rectificación.

El diseño y simulación de dos bobinas idénticas con núcleo de aire para la obtención de sus propiedades y el estudio de su acoplamiento, este último considerando variables como la separación y el desalineamiento, y su posterior validación experimental, se basa en el estudio realizado por Arteaga et al. [20], donde se detalla el desarrollo y la caracterización de un enlace inductivo.

3.1.- SOFTWARE DE SIMULACIÓN ANSYS

Para llevar a cabo el diseño y las simulaciones con las espiras, se empleó ANSYS Maxwell, parte de un complejo software, ANSYS Electronics Desktop [21]. Este es un software de simulación que ofrece una amplia gama de herramientas para el análisis y diseño de sistemas electromagnéticos, estructurales, térmicos o de fluidos.

En lo que al ámbito de este estudio refiere, su funcionalidad ANSYS Maxwell permite diseñar y simular diversos componentes y dispositivos electromagnéticos como bobinas. Este software permite la creación de modelos tridimensionales detallados y aporta una completa biblioteca de materiales con sus propiedades magnéticas y eléctricas específicas además de posibilitar su definición personalizada. Una vez creado el modelo, ANSYS Maxwell facilita la definición de condiciones de contorno precisas para simular situaciones reales, como condiciones de excitación, condiciones de borde magnético o eléctrico, entre otros. Posteriormente, permite llevar a cabo la visualización y análisis detallado de campos magnéticos, campos eléctricos y distribuciones de corriente presentes en el modelo creado.



3.2.- DISEÑO Y SIMULACIÓN DE ESPIRAS

Se describe a continuación el proceso de diseño y simulación de las dos espiras, incluyendo tanto las especificaciones geométricas y materiales como las configuraciones de simulación necesarias.

3.2.1.- Geometría y materiales

Este proceso se centró en la aplicación de transferencia inalámbrica de energía para un dispositivo que mantendrá una pequeña distancia entre la bobina primaria y secundaria. Mas concretamente, la bobina secundaria estará ubicada en un robot que requerirá ser alimentado de manera inalámbrica por lo que la distancia entre bobina primaria y secundaria será, en la mayoría de los casos, de unos cuantos milímetros. Teniendo esto en cuenta, se seleccionan las dimensiones de ambas bobinas, mostradas en la tabla 3.1, para optimizar la eficiencia en la transferencia de energía.

Característica	Valor
Forma	Bobinas planas en espiral
Ancho de pistas de cobre	4 mm
Separación entre pistas	1 mm
Diámetro interior	5 cm
Diámetro exterior	10 cm
Número de vueltas	5
Espesor del cobre	18 μm

Tabla 3.1.- Dimensiones de las espiras diseñadas

Las dimensiones seleccionadas se basan en la relación entre el tamaño de las espiras y la estimación de la distancia efectiva de transmisión siempre teniendo presente la aplicación práctica para la que se diseñan. La figura 3.1 muestra de manera esquemática las dimensiones seleccionadas para el diseño de las bobinas.

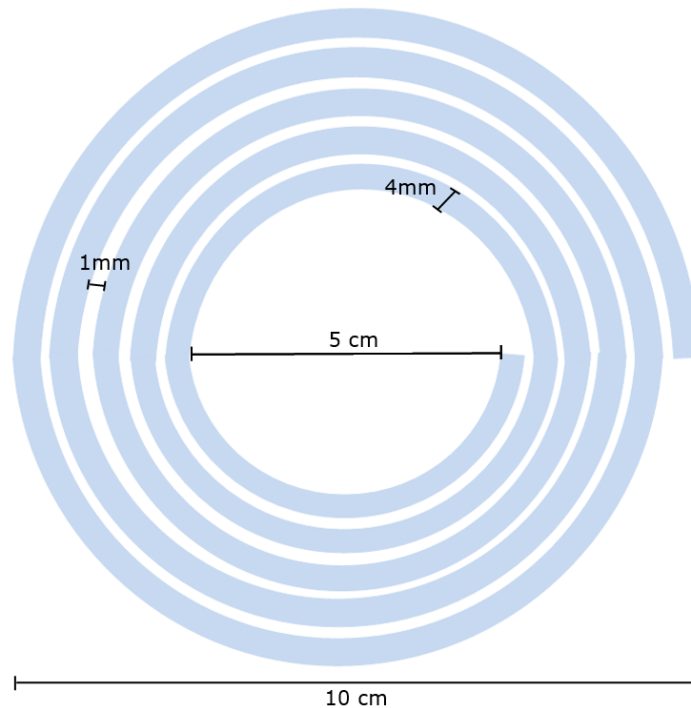


Figura 3.1.- Ilustración de dimensiones de las espiras diseñadas.

Se habla de área efectiva de acoplamiento para referirse al área geométrica entre las bobinas primaria y secundaria que contribuye al flujo magnético mutuo y, por lo tanto, a la eficiencia del acoplamiento inductivo entre ellas. Un área efectiva de acoplamiento mayor influirá en el valor de inductancia mutua, M , entre ambas bobinas ya que aumentará el flujo magnético que atraviesa las bobinas. Esto se traduce en un coeficiente de acoplamiento, k , más alto y consecuentemente en una mayor eficiencia de transferencia de energía entre las bobinas. Sin embargo, es importante encontrar un equilibrio ya que espiras demasiado grandes darán lugar a pérdidas resistivas más significativas, es decir, se reducirán los valores de factor de calidad y por ende del rendimiento. Respecto a esto, el ancho de las pistas de cobre ha de elegirse de manera que se garantice una buena conductividad eléctrica, pero minimizando las pérdidas por resistencia. Así, se ha escogido un ancho de 4 milímetros. Además, se elige una separación de 1 milímetro entre las pistas de cobre. Este valor resulta apropiado ya que es suficiente para minimizar el efecto proximidad que se pueden provocar entre pistas adyacentes en caso de



separación pequeña pero no es demasiado grande, lo que reduciría la inductancia mutua entre las bobinas disminuyendo la eficiencia del acoplamiento.

Teniendo en cuenta la viabilidad práctica de estas espiras se opta por un diámetro interior de 5 centímetros y un diámetro exterior de 10 centímetros. Esto se logra, considerando la ecuación 3.1 [22], con 5 vueltas de 4 milímetros de ancho de las pistas y 1 milímetro de separación entre las mismas.

$$N = \frac{D-d}{2 \times t} \quad (3.1)$$

Donde N representa el número de vueltas, D el diámetro exterior, d el diámetro interior y t el ancho de la pista.

Considerando el futuro proceso de fabricación, el espesor del cobre será de 18 micrómetros ya que se trata de un valor estandarizado que asegurará la compatibilidad con los diferentes procesos de fabricación existentes. Se facilita así la integración de la bobina en un diseño de PCB estándar y se simplifica el proceso de fabricación.

Para un cálculo riguroso del área efectiva se pueden emplear las ecuaciones 3.2 y 3.3 [22]. De esta manera, con las dimensiones por las que se ha optado se obtiene un área de $21.2 \mu\text{m}^2$.

$$L = \frac{\pi \times N \times (D+d)}{2} \quad (3.2)$$

$$A = L \times t \quad (3.3)$$

Donde A representa el área de la espira, L su longitud, N el número de vueltas, D el diámetro exterior, d el diámetro interior y t el ancho de la pista.

Por otro lado, la eficiencia del acoplamiento variará según la distancia entre las espiras ya que, si bien distancias cortas darán lugar a valores altos del coeficiente de acoplamiento, distancias mayores que pueden resultar además en desalineación de las bobinas primaria y secundaria, darán lugar a valores mucho menores del coeficiente de acoplamiento. Esto se estudiará más adelante mediante simulaciones detalladas.



Respecto a la elección del cobre para la construcción de las espiras, se ha hecho así ya que este material cuenta con excelentes propiedades conductoras. Tiene una alta conductividad eléctrica, lo que minimiza las pérdidas resistivas y mejora la eficiencia en la transferencia de energía y una buena conductividad térmica que ayuda a disipar el calor generado, por lo que se reduce el riesgo de sobrecalentamiento. Además, se trata del material tradicional para hacer placas de circuito eléctrico y aunque con el tiempo puede formarse una decoloración superficial, posee una elevada resistencia a la corrosión.

Inicialmente se planteó el proyecto como un estudio en el que probar diferentes configuraciones de espiras, distinto ancho de pistas, distinto paso de la espira, etc. No obstante, dado el elevado tiempo de simulación requerido por ANSYS se optó por verificar la correspondencia entre simulaciones y medidas para una sola configuración.

3.2.2.- Metodología de diseño en ANSYS

Una vez determinadas las dimensiones de las espiras, se detalla el proceso de diseño de las espiras. Se explicarán los pasos seguidos para crear el modelo geométrico y definir sus propiedades.

El primer paso del procedimiento de diseño es crear un nuevo proyecto en Ansys (File >> New) y seleccionar la opción para realizar un diseño en Ansys Maxwell 3D ya que, entre todas las funcionalidades del software, es esta la que facilita el estudio del acoplamiento inductivo entre bobinas.

ANSYS cuenta con una herramienta de dibujo que permite crear espiras (Draw >> User Defined Primitive >> SegmentedHelix >> RectHelix). Esta herramienta permite introducir las dimensiones elegidas tal y como se muestra en la figura 3.2.



Name	Value	Unit	Evaluated Value	Description
Command	CreateUserDefinedPart			
Coordinate System	Global			
Name	SegmentedHelix/RectHelix.dll			
Location	syslib			
Version	1.0			
RectHeight	18	um	18um	Cross-section rectangle height in z direction
RectWidth	4	mm	4mm	Cross-section rectangle width in r direction
StartHelixRadius	27	mm	27mm	Start radius from rectangle center to helix center
RadiusChange	5	mm	5mm	Radius change per turn
Pitch	0	mm	0mm	Helix pitch
Turns	5		5	Number of turns
SegmentsPerTurn	36		36	Number of segments per turn, 0 for true surface
RightHanded	1		1	Helix direction, non-zero for right handed

Figura 3.2.- Definición de las propiedades geométricas de una espira en Ansys

La bobina, que puede nombrarse con cualquier nombre que ayude a identificar el componente, se crea utilizando el sistema de coordenadas global del proyecto. RectHeight permite definir la altura del rectángulo que forma la sección transversal de la bobina helicoidal, es decir, el espesor del cobre en este caso, por lo que se seleccionan $18\mu\text{m}$. Con RectWidth se indica el ancho del mismo rectángulo, 4mm. Como el diámetro interior debe ser de 5cm, se define en StartHelixRadius un valor de 27mm, ya que es aquí donde se permite introducir el valor de distancia entre el eje central de la bobina y el centro del rectángulo que forma la primera vuelta. Para que el diámetro exterior sea de 10cm, se introduce el valor 5mm en RadiusChange, y que es donde se permite definir el cambio de radio por cada vuelta de la bobina, útil en este caso al tratarse de un diseño plano. Por este mismo motivo, el valor de Pitch, que indica la distancia axial entre las vueltas consecutivas de la bobina, se deja a cero. Respecto al número de vueltas, en Turns se definen 5. Otro de los parámetros es SegmentsPerTurn que da la opción de configurar el número de segmentos en los que se divide cada vuelta de la bobina. Este parámetro define la precisión de la simulación y se elige el valor 36 ya que no es demasiado alto, lo que daría lugar a simulaciones más precisas pero lentas, ni demasiado bajo, por lo que se obtendrán datos perfectamente comparables con la realidad. Por último, RightHanded indica si la bobina se enrolla en sentido horario o antihorario mientras avanza a lo largo del eje. Se deja el valor predefinido 1 que



indica el sentido horario ya que esto no influirá en el estudio. Una vez se introducidos estos parámetros, el diseño obtenido se muestra en la figura 3.3.

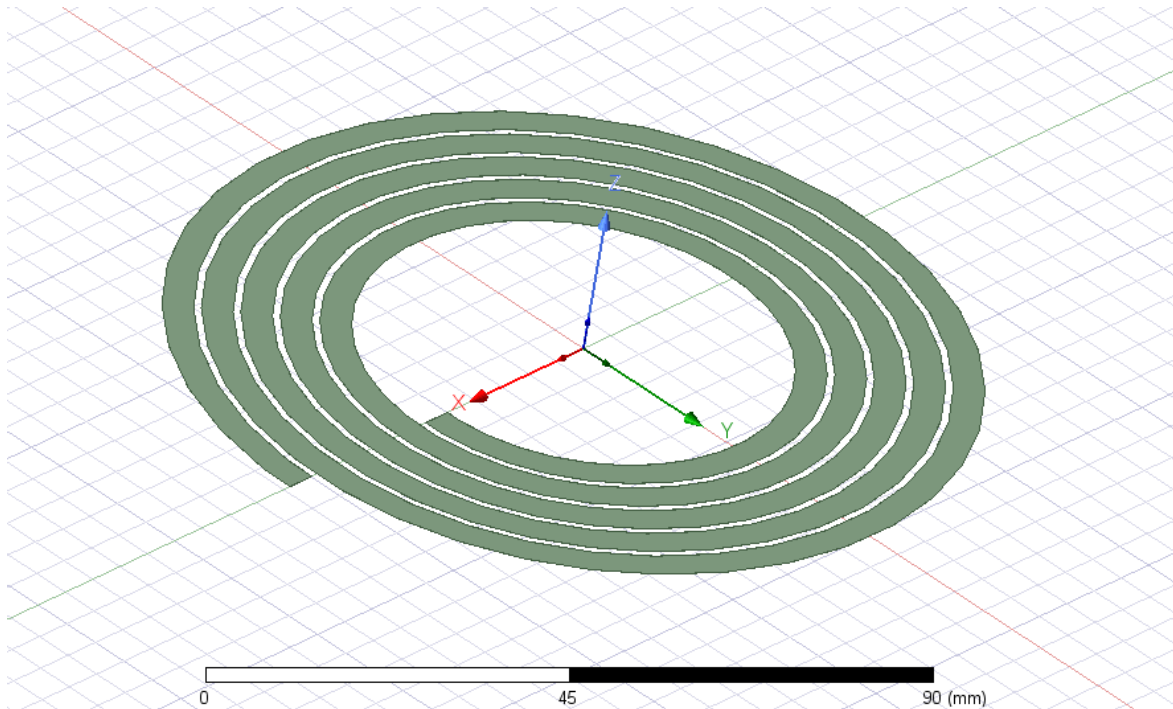


Figura 3.3.- Modelo 3D de la bobina en Ansys

En ANSYS Maxwell, el término “región” se refiere al volumen de espacio en el cual se lleva a cabo la simulación electromagnética. En el interior de esta región deben de quedar contenidos todos los componentes del modelo, además de un espacio adicional que permita una correcta visualización de los campos electromagnéticos y corrientes simulados. Las excitaciones, fundamentales para llevar a cabo la simulación, deben estar en contacto directo con la región para ser efectivas. Consecuentemente, las partes del modelo donde se aplica la excitación deberán estar en contacto directo con los límites de la región. Se define una región cúbica, por lo que es necesario extender algunos segmentos de la bobina que alcancen la misma cara del cubo que forma la región.

Para extender estos segmentos basta con dibujar una línea para cada uno de ellos (Draw >> Line) y configurarla tal que sea de tipo rectangular con las mismas dimensiones, es decir, altura y ancho, que la pista de la bobina. La línea que se une al extremo exterior de la bobina lo hará en el plano XY mientras que, la pista que



se une al extremo interior lo hará unos milímetros por debajo. Concretamente, se deja un espacio de 1.5mm, ya que este será el espesor de la PCB sobre la que irá la bobina. Para unir la línea, por debajo del plano XY, con la hélice, sobre este plano, se emplea un cilindro (Draw >> Cylinder) de radio y altura tal que se ajusta a las dimensiones del resto de componentes, es decir, unos 2mm y 1.5mm respectivamente. La elección de un cilindro se basa en la similitud a la realidad de una vía para atravesar una PCB. La bobina con las extensiones añadidas se muestra en la figura 3.4.

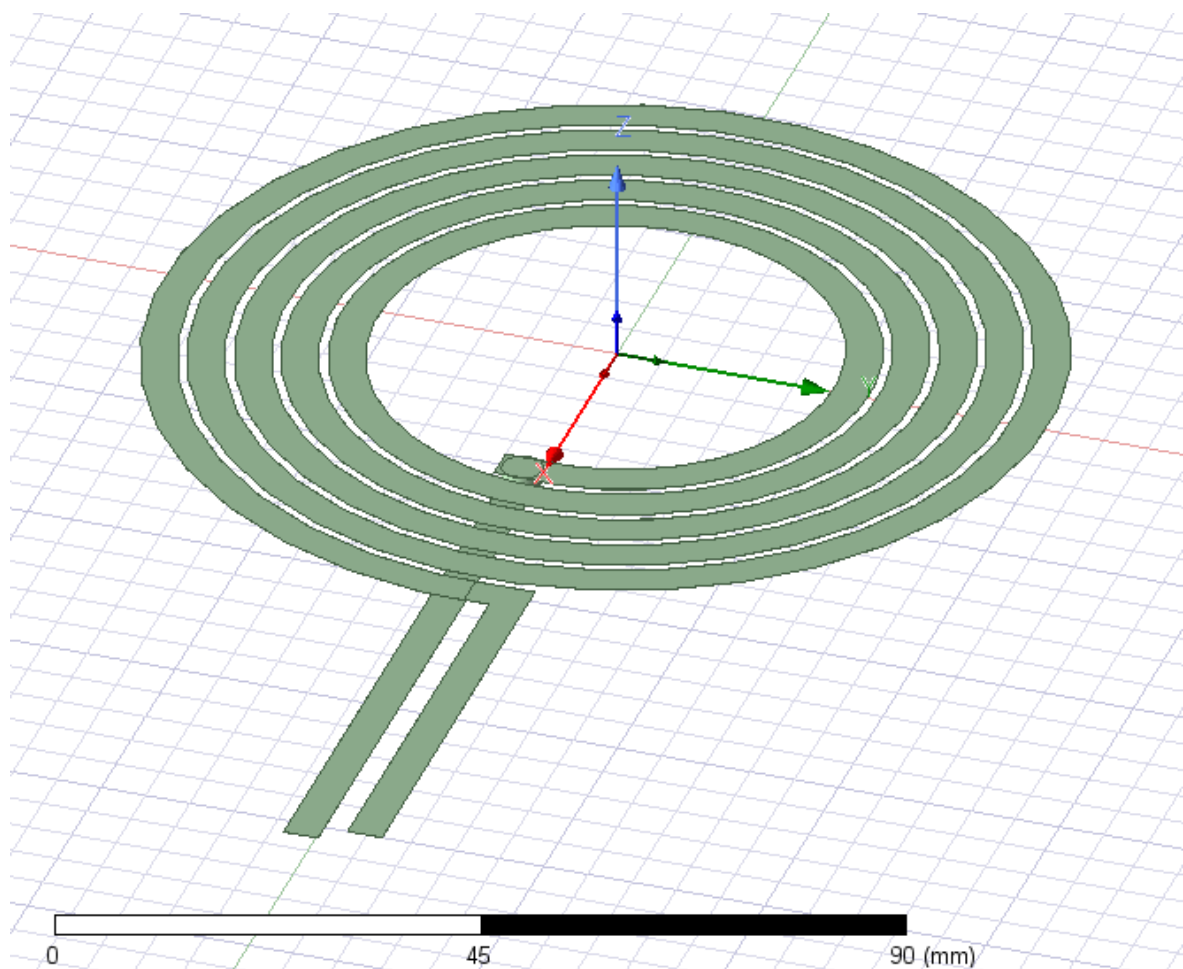


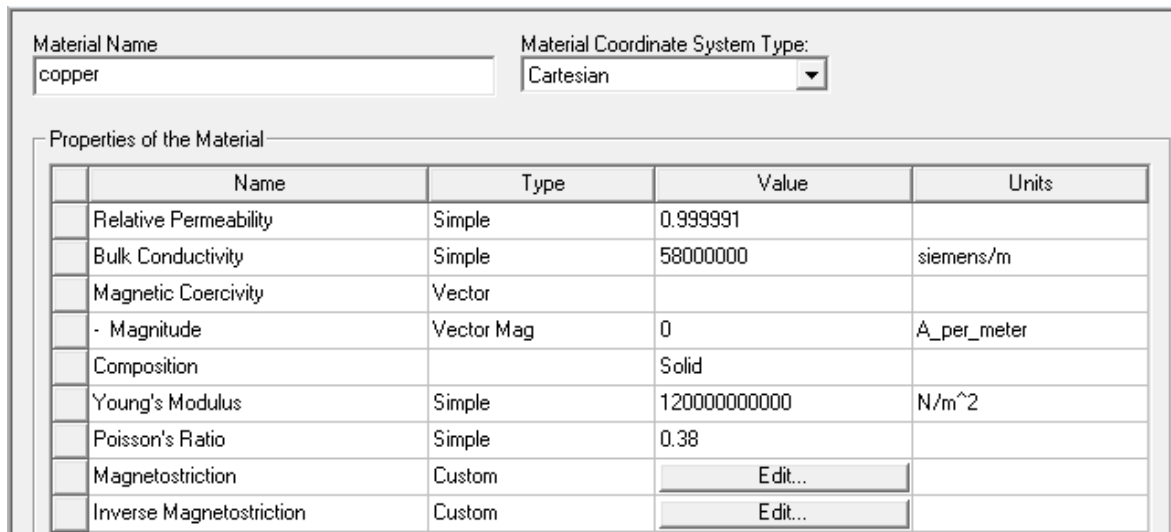
Figura 3.4.- Modelo 3D de la bobina y sus extensiones en Ansys

Una vez se tengan todas las partes del modelo, bobina y extensiones, han de seleccionarse y unirse (click derecho en cualquiera de los componentes seleccionados >> Edit >> Boolean >> Unite) de manera que cuando a este se le



aplique una excitación, haya conducción de corriente desde un extremo hasta el otro.

Por último, debe definirse el material del que estará compuesta la bobina. Habiendo seleccionado cada una de las partes del modelo, bobina y extensiones, se selecciona el cobre (Modeler >> Assign Material). La figura 3.5. muestra las propiedades del material por el que se opta.



Name	Type	Value	Units
Relative Permeability	Simple	0.999991	
Bulk Conductivity	Simple	58000000	siemens/m
Magnetic Coercivity	Vector		
- Magnitude	Vector Mag	0	A_per_meter
Composition		Solid	
Young's Modulus	Simple	120000000000	N/m ²
Poisson's Ratio	Simple	0.38	
Magnetostriction	Custom	Edit...	
Inverse Magnetostriction	Custom	Edit...	

Figura 3.5.- Propiedades del cobre

Se describe con estas propiedades el comportamiento del cobre en el contexto de la simulación electromagnética. Una permeabilidad relativa cercana a 1 indica que el cobre es un material prácticamente no magnético por lo que su respuesta a los campos magnéticos es prácticamente la misma que la del vacío, es decir, la interacción del cobre con campos magnéticos será mínima. Esto resulta ventajoso donde los campos magnéticos no deseados podrían interferir con el funcionamiento adecuado del dispositivo. Además, la alta conductividad indica su capacidad para permitir el flujo de corriente a través de él resultando en una baja resistencia eléctrica. El valor alto correspondiente al módulo de Young indica rigidez mientras que el coeficiente de Poisson sugiere una tendencia moderada a cambiar de forma como respuesta a una carga, es decir, puede deformarse en cierta medida tanto en dirección longitudinal como transversal.



Para el modelado de la otra espira, ANSYS cuenta con la funcionalidad de replicar la ya creada que elimina la necesidad de recrear su geometría desde cero. Así, que bastará con colocar la réplica en el lugar deseado. De esta manera, se obtienen dos las bobinas, correspondientes a la primaria y a la secundaria del sistema de acoplamiento inductivo resonante, como se muestra en la figura 3.6.

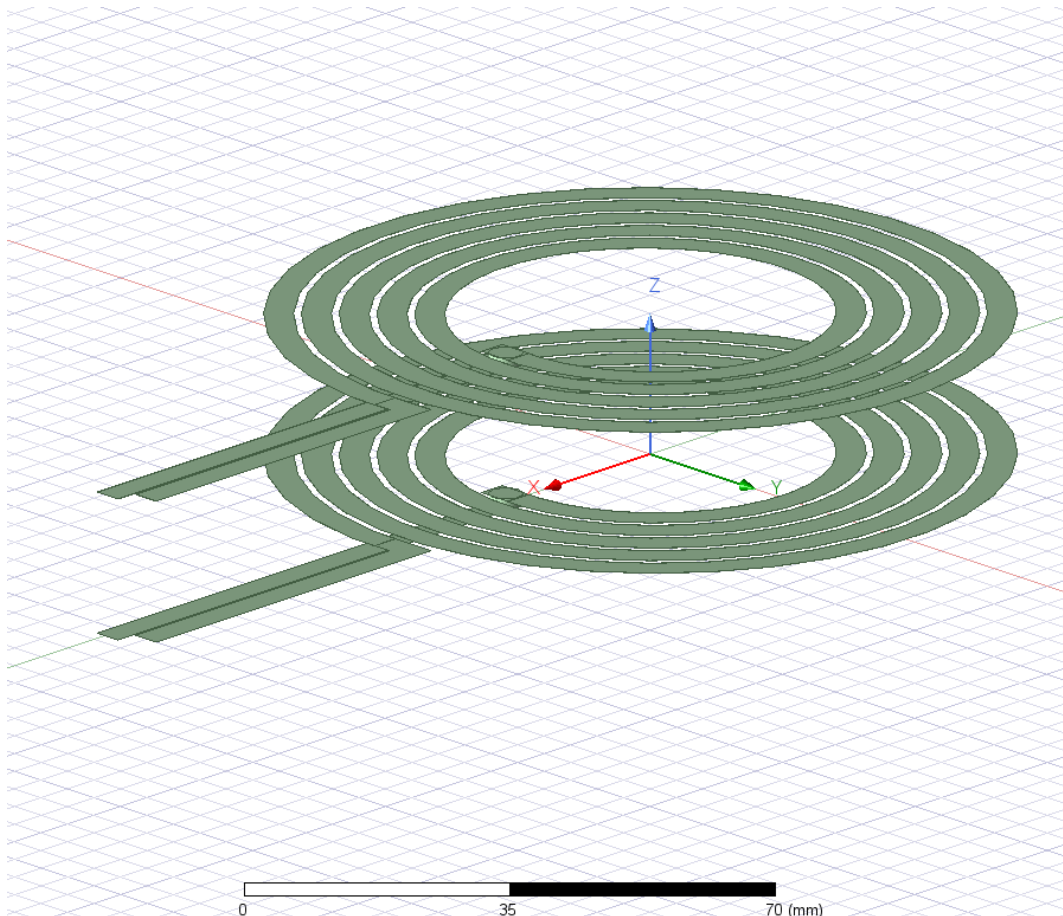


Figura 3.6.- Modelos de las bobinas primaria y secundaria en Ansys

3.2.3.- Metodología de simulación en ANSYS

Con el modelo geométrico ya definido, se cubre en este apartado la configuración y ejecución de las simulaciones necesarias para analizar el rendimiento de las espiras. El proceso incluye la definición de los parámetros de simulación, como la frecuencia de operación, la configuración de la región de simulación, la correcta aplicación de las excitaciones y la ejecución de barridos



paramétricos para explorar diferentes distancias, alineaciones y frecuencias de operación.

Como ya se ha explicado, la región de simulación en el contexto de ANSYS Maxwell es aquel volumen donde se lleva a cabo la simulación. Esta región suele estar compuesta principalmente por aire o vacío, en este caso se tratará de aire. Una vez insertada la región (Draw >> Region) y siguiendo el mismo procedimiento de asignación del material que en el caso del cobre en las bobinas, se elige aire como material del que estará formada. Las propiedades magnéticas del aire son análogas a las del vacío en que previsiblemente operará. Las dimensiones de esta región se definen, en forma de porcentaje, en términos relativos a los límites de su contenido. Teniendo esto en cuenta, se ha dimensionado la región de simulación, para facilitar la visualización de los campos, como se muestra en la figura 3.7.

Name	Value	Unit	Evaluated Value	Description
Command	CreateRegion			
Coordinate Sys...	Global			
+X Padding Ty...	Percentage Offset			
+X Padding D...	0		0	
-X Padding Type	Percentage Offset			
-X Padding Data	50		50	
+Y Padding Ty...	Percentage Offset			
+Y Padding D...	70		70	
-Y Padding Type	Percentage Offset			
-Y Padding Data	70		70	
+Z Padding Ty...	Percentage Offset			
+Z Padding D...	50		50	
-Z Padding Type	Percentage Offset			
-Z Padding Data	50		50	

Figura 3.7.- Dimensiones relativas de la región de simulación

Es importante destacar que, para el caso de la dimensión correspondiente al eje x positivo, se configura el valor 0%. De esta manera, las extensiones añadidas para aplicar las excitaciones quedarán ajustadas al límite de la región. Si bien el resto de las dimensiones pueden ajustarse atendiendo a las necesidades de cada análisis, que las excitaciones se apliquen desde el límite de la región resulta una condición indispensable para llevar a cabo la simulación. La figura 3.8.- muestra el resultado de aplicar estas dimensiones. Se trata de una región bastante amplia, pero teniendo en cuenta la sencillez del modelo, no demasiado. Ha de tenerse en cuenta que una región muy grande, en casos más complejos, puede aumentar



innecesariamente el tiempo y los recursos de cálculo. Por otro lado, una región demasiado pequeña podría no captar adecuadamente el comportamiento de los campos electromagnéticos. Por lo tanto, es fundamental encontrar un equilibrio entre el tamaño de la región y la eficiencia computacional.

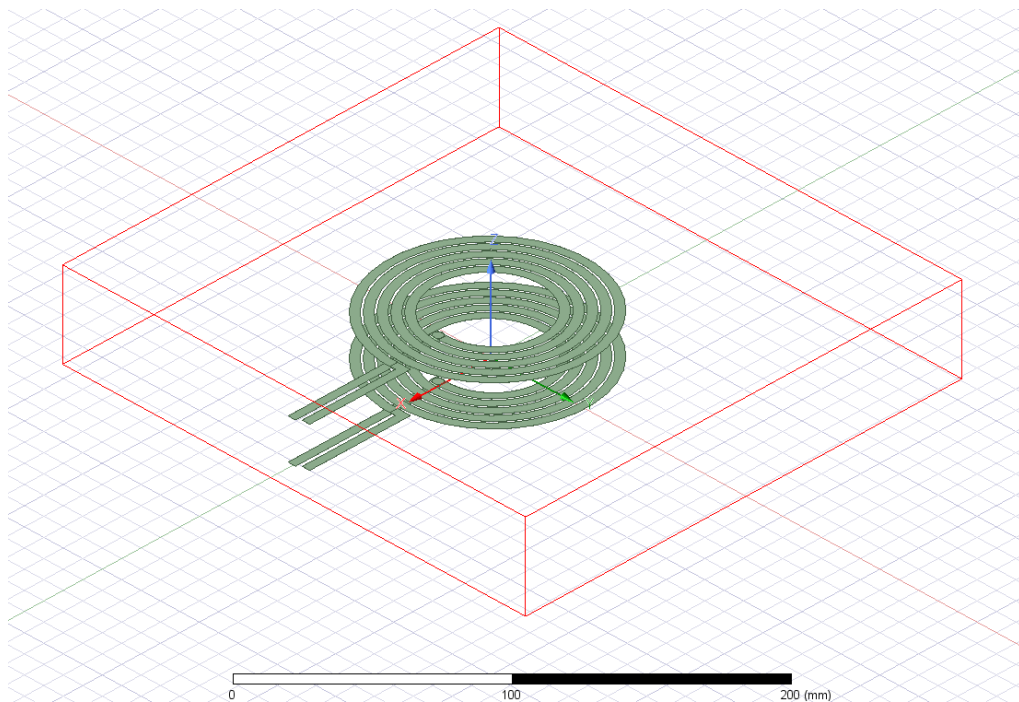


Figura 3.8.- Región de simulación

Una vez definida la región de simulación, deben aplicarse excitaciones, como corrientes o voltajes, a los componentes del modelo. Esto se hace con el fin de simular como responden a campos electromagnéticos. Para el caso de dos bobinas, se hace mediante la aplicación de una corriente que generará un campo magnético permitiendo el estudio de diversos parámetros relacionados con el acoplamiento inductivo y la eficiencia de transferencia de energía tales como la inductancia, la resistencia y el coeficiente de acoplamiento.

La magnitud de la corriente aplicada debe ser adecuada para el tamaño y la aplicación de las bobinas. En este caso, se han excitado con una corriente alterna de 10 Amperios. Respecto a su frecuencia, en aplicaciones de transferencia inalámbrica de energía, la eficiencia del acoplamiento inductivo mejora con el aumento de esta. Se analizarán los diferentes parámetros en función de la frecuencia.

Otra consideración para tener en cuenta a la hora de aplicar las excitaciones es la necesidad de una corriente entrante y otra saliente de la bobina. Para que la corriente fluya completamente a través de la bobina y el cálculo de los diferentes parámetros se lleve a cabo de manera correcta, es necesario cerrar el circuito. La corriente entrante y la corriente saliente deben tener la misma magnitud, pero direcciones opuestas para asegurar un flujo continuo y realista a través de la bobina. Así, en un lazo cerrado se genera el campo magnético asociado.

Teniendo esto en cuenta, se aplican las excitaciones tanto a la bobina primaria como a la secundaria (ctrl + F + click en la superficie donde se aplicará la excitación >> Assign Excitation >> Current). La figura 3.9 muestra la asignación, en la misma bobina, de una corriente de 10A entrante y saliente respectivamente.

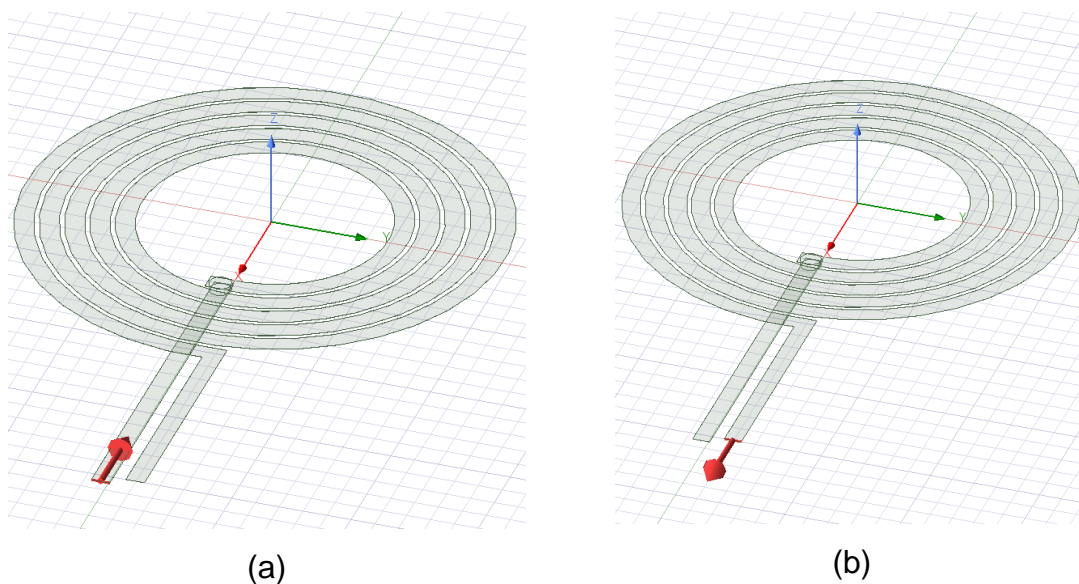


Figura 3.9.- Corrientes de excitación entrante (a) y saliente (b)

ANSYS Maxwell 3D permite realizar tres tipos de simulaciones magnéticas: Magnetostatic, Eddy Current y Transient. Cada una de ellas tiene utilidades específicas y se emplea para analizar diferentes aspectos de los campos magnéticos y sus interacciones con los materiales. La simulación magnetostática (Magnetostatic) analiza campos magnéticos que se consideran constantes en el tiempo y resulta útil para calcular la distribución de campos magnéticos, densidad de flujo magnético, fuerza magnética y energía almacenada en el campo. La simulación de corrientes parásitas (Eddy Current) analiza los efectos de campos



magnéticos variables en el tiempo que inducen corrientes parásitas en materiales conductores por lo que también es útil para estudiar las pérdidas por corrientes parásitas, la distribución de corrientes inducidas y el calentamiento debido a esas corrientes. Este tipo de simulación es el más adecuado para realizar análisis en el dominio de la frecuencia permitiendo realizar barridos frecuenciales para, por ejemplo, estudiar como varían las propiedades inductivas y resistivas con la frecuencia de operación. Por último, la simulación transitoria (Transient) analiza cómo los campos magnéticos y las corrientes eléctricas varían con el tiempo, considerando todos los efectos dinámicos y transitorios y resulta útil para estudiar el comportamiento en el tiempo de sistemas magnéticos sujetos a cambios rápidos.

Para este estudio se emplea la simulación de corrientes parásitas (Eddy Current) ya que se busca analizar autoinductancia, inductancia mutua, coeficiente de acoplamiento y resistencia de las bobinas cambiando la distancia y alineamiento entre ellas y haciendo un barrido frecuencial. (Maxwell 3D >> Solution Type... >> Eddy Current). Se descarta la de tipo magnetostático ya que no permite llevar a cabo los análisis en el dominio frecuencial mientras que tampoco se considera el uso de la de tipo transitorio ya que, aunque es más precisa, no permite obtener los parámetros de interés de manera simple.

Con el tipo de simulación definido, aun son necesarias algunas configuraciones para hacer posible la correcta obtención de los parámetros deseados.

Con el fin de analizar las diferentes propiedades en función de la distancia y el desalineamiento entre las dos bobinas, se define una matriz (Parameters >> Assign >> Matrix) que permitirá comprender la interacción electromagnética entre las bobinas en diferentes configuraciones geométricas. Precisamente para obtener resultados relativos a la interacción entre las bobinas, una vez seleccionada la creación de la matriz, se deben seleccionar las excitaciones de ambas.

Teniendo la matriz creada, es necesario definir un el Solution Setup (Analysis >> Add Solution Setup), es decir, el rango de frecuencias para el barrido frecuencial y los criterios de convergencia y precisión de la simulación. Para aplicaciones sencillas, la configuración predeterminada en cuanto a convergencia resulta adecuada. Respecto al barrido frecuencial, para este estudio se eligen cinco, desde



100kHz hasta 900kHz con un paso de 200kHz, configuración mostrada en la figura 3.10.

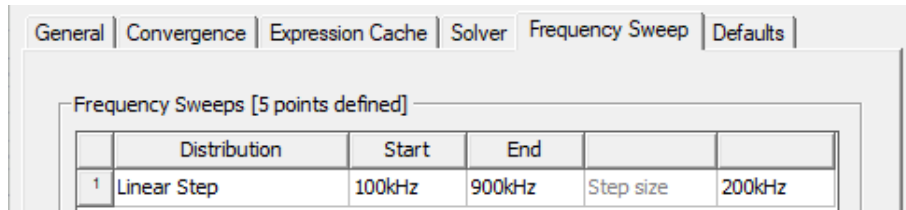


Figura 3.10.- Configuración del barrido frecuencial para simulación Eddy Current

Considerando que este estudio pretende analizar el comportamiento del acoplamiento inductivo entre las dos bobinas, la distancia y el desalineamiento entre ellas se definirá como una variable con el fin de realizar un estudio paramétrico. Para ello, simplemente basta con colocar una de las bobinas en un punto de referencia, por simplicidad el origen, y la otra en una posición relativa a este definida mediante variables, una para la separación vertical y otra para el desalineamiento horizontal. Así, se tiene la posibilidad de parametrizarlas (Optimetrics >> Add >> Parametric...) dando lugar a diferentes configuraciones geométricas. Un ejemplo de esto se muestra en la figura 3.11, en la que se muestra el resultado de realizar el estudio para separaciones verticales, variable dist, entre 20mm y 40mm y, para cada una de ellas, obtener los parámetros de interés en distintas posiciones horizontales.

#	dist	dist_y
1	20mm	-100mm
2	20mm	-50mm
3	20mm	0mm
4	20mm	50mm
5	20mm	100mm
6	40mm	-100mm
7	40mm	-50mm
8	40mm	0mm
9	40mm	50mm
10	40mm	100mm

Figura 3.11.- Ejemplo de parametrización de la distancia vertical (dist) y horizontal (dist_y) entre bobinas



Para asegurar una simulación precisa y completa es esencial seguir los pasos descritos. Antes de comenzar con la simulación se debe llevar a cabo la validación de todos y cada uno de ellos. (Maxwell 3D >> Validation Check). El resultado que debe obtenerse se muestra en la figura 3.12.

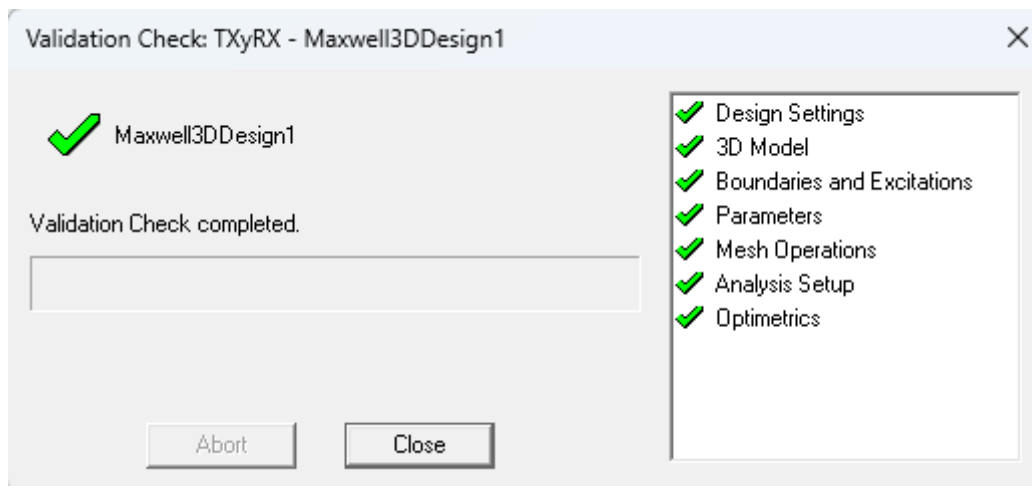


Figura 3.12.- Resultado de la validación de una correcta configuración previa a las simulaciones

Desde la configuración inicial y la creación del modelo geométrico hasta la asignación de excitaciones y definición de la región de simulación resultan fundamentales para una correcta obtención de resultados fiables. Además, la asignación de una matriz de parámetros, el correcto dimensionado de la malla que divide el modelo en elementos finitos para la simulación, la configuración de los parámetros de análisis mediante el setup y la configuración de estudios de optimización y análisis paramétricos avanzados, en caso de ser necesarios, deben realizarse con precisión para que la simulación refleje las condiciones reales de manera apropiada.

Seguido este procedimiento, se lleva a cabo la simulación (Maxwell 3D >> Analyze All) y, una vez haya finalizada, se visualizan los resultados. Para ello, existe la opción de crear una tabla y elegir los parámetros que reflejar en ella (Result >> Create Eddy Current Report >> Data Table) en función de la parametrización definida previamente a la simulación.



Además, ANSYS ofrece la capacidad de exportar los datos obtenidos en formatos tales como .txt o .csv facilitando su procesado mediante herramientas como Matlab, Python u otros lenguajes de programación adecuados. Esto permitirá un análisis más profundo y detallado de la información disponible tras la simulación.

3.3.- ANÁLISIS DE LOS PARÁMETROS SIMULADOS PARA CADA BOBINA (L, R, Q)

Para comenzar con el estudio, se presentan y analizan los parámetros fundamentales de cada bobina, la autoinductancia (L); la resistencia eléctrica (R) y factor de calidad (Q), iguales para el caso de ambas al ser geoméricamente idénticas.

La autoinductancia es la propiedad de una bobina que describe su capacidad para generar un flujo magnético en respuesta a una corriente eléctrica que pasa por ella, en otras palabras, es una medida de su capacidad para almacenar energía en forma de campo magnético. Sus unidades son los henrios (H).

Por su parte, la resistencia eléctrica representa la oposición del material conductor al flujo de corriente eléctrica por la bobina. Esta oposición tiene como resultado la disipación de energía en forma de calor, lo que se conoce como pérdidas resistivas o pérdidas por efecto Joule. Así, se trata de una medida de las pérdidas en la bobina.

3.3.1.- Factores que afectan los parámetros fundamentales de las bobinas según la frecuencia.

Antes de comenzar con el análisis de cada uno de estos parámetros, es conveniente conocer algunos factores que pueden afectar, en función de la frecuencia, a la variación de estos parámetros.

El primero de ellos es el efecto pelicular [23] [24] [25]. En los conductores por los que circula corriente alterna a una frecuencia elevada, esta corriente tiende a concentrarse en la superficie en lugar de fluir uniformemente por toda su sección transversal. La figura 3.13 muestra este efecto, estando los electrones en la superficie del conductor en el caso de más alta frecuencia (derecha).

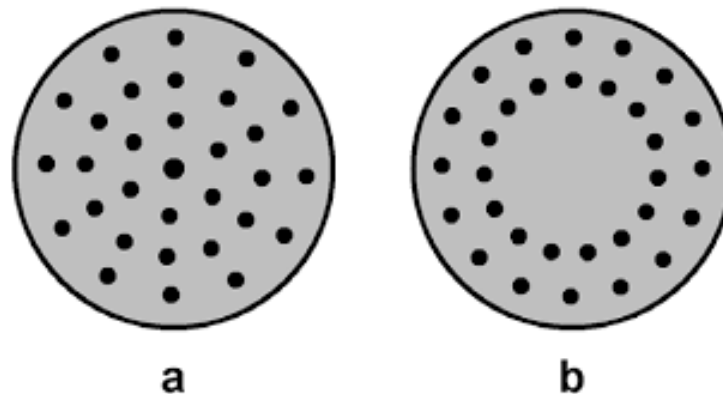


Figura 3.13.- Efecto pelicular

Este fenómeno se debe a que, cuando cambia la polaridad del flujo de corriente, el campo magnético también cambia. La inducción de campos magnéticos dentro del conductor genera corrientes parásitas conocidas como corrientes de Foucault, las cuales contrarrestan la penetración de la corriente en el conductor.

Como consecuencia, debido al efecto pelicular, la resistencia aumenta a medida que lo hace la frecuencia, ya que solo una parte del conductor está disponible para el transporte de corriente. Además, la distribución no uniforme de la corriente en la bobina altera la distribución del campo magnético, lo que puede influir en la autoinductancia.

Otro de los factores a tener en cuenta es el efecto de proximidad [23] [24] [25]. Se da este efecto cuando conductores cercanos inducen campos magnéticos que afectan a la distribución de la corriente en los conductores adyacentes. La figura 3.14 muestra este efecto en dos conductores adyacentes. En bobinas de varias vueltas adyacentes, como es el caso, las corrientes inducidas pueden modificar la distribución de la corriente en cada vuelta. El cambio en la distribución del campo magnético puede afectar a la autoinductancia y, al concentrarse corriente en regiones específicas del conductor, a frecuencias intermedias y altas puede incrementar la resistencia de la bobina.

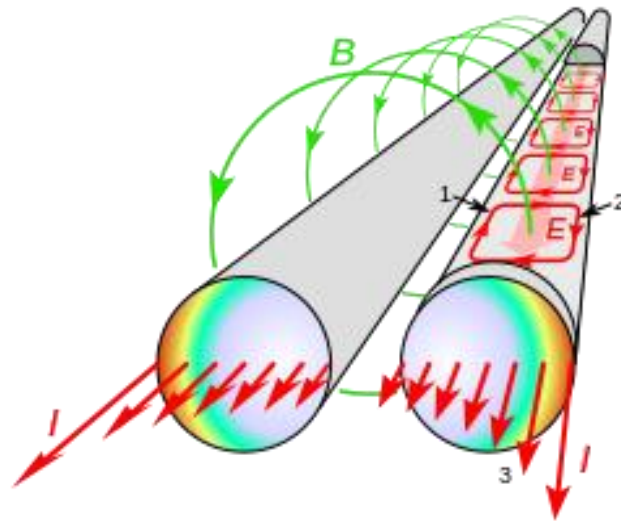


Figura 3.14.- Efecto de proximidad

El último de los factores relevantes es la capacidad parásita [26] [27]. En una bobina de múltiples vueltas las diferentes espiras pueden actuar como placas de un condensador, introduciendo una capacidad parásita. Esta capacidad parásita puede resonar con la inductancia de la bobina en ciertas frecuencias, creando circuitos resonantes no deseados. Si bien este efecto puede tener influencia a altas frecuencias, para las frecuencias de operación en aplicaciones de transferencia inalámbrica de energía mediante acoplamiento inductivo resonante, puede despreciarse.

3.3.2.- Análisis de la autoinductancia (L) en función de la frecuencia.

Teniendo en cuenta los efectos explicados puede predecirse como se comportará la autoinductancia de la bobina en función de la frecuencia. A baja frecuencia, entre 0Hz y unos pocos kHz, la corriente se distribuye uniformemente a través del conductor por lo que la inductancia es estable y depende principalmente de la geometría de la bobina. Para alta frecuencia, por encima de MHz, los efectos peliculares y de proximidad son significativos fluyendo la corriente principalmente por la superficie del conductor y la capacidad parásita puede resonar con la inductancia, introduciendo variaciones en el comportamiento de esta. Las aplicaciones de transferencia inalámbrica de energía emplean frecuencias de



operación de entre kHz y MHz, es decir, frecuencia media. Se trata del caso intermedio en el que la corriente empieza a concentrarse en la superficie del conductor, lo que puede modificar la autoinductancia que mostrara una ligera variación debido a la combinación de los efectos pelicular y de proximidad.

La figura 3.15 muestra la tendencia de la autoinductancia a disminuir cuando aumenta la frecuencia.

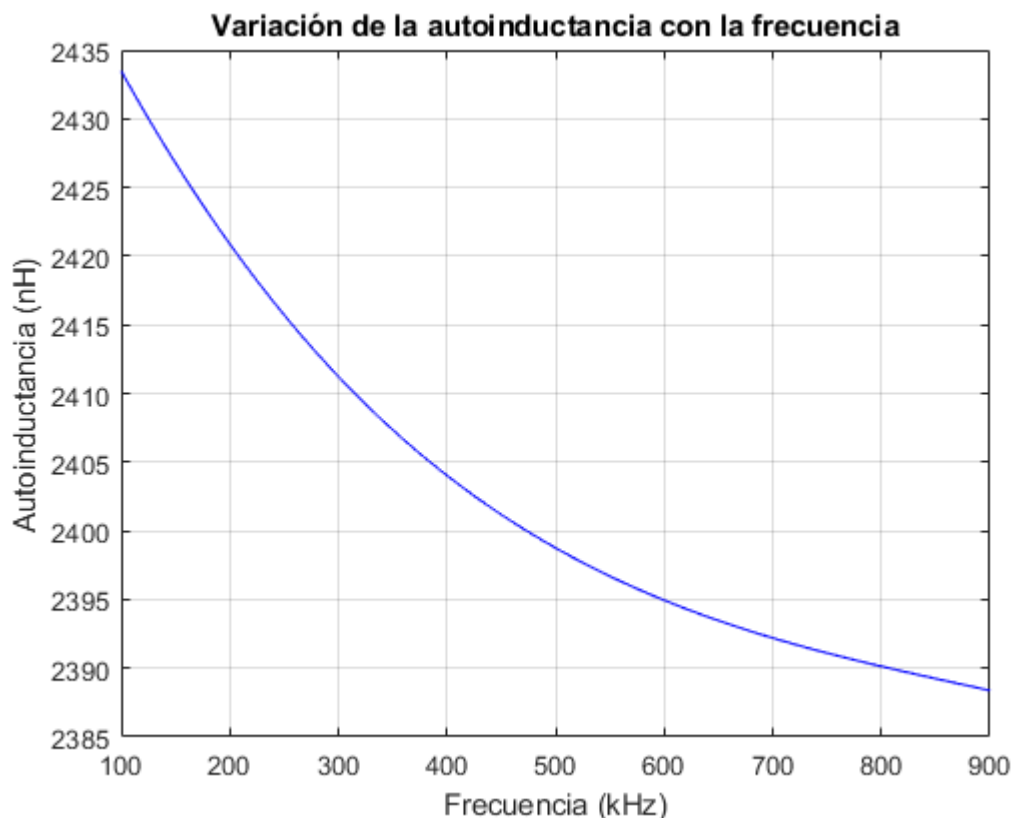


Figura 3.15.- Tendencia de la autoinductancia de la bobina diseñada al aumentar la frecuencia

A medida que la frecuencia aumenta de 100kHz a 900kHz, la autoinductancia disminuye de 2433nH a 2388nH. Esta disminución gradual de la autoinductancia con el incremento de la frecuencia es congruente con los efectos piel y proximidad discutidos anteriormente.

En el contexto de un enlace de transferencia inalámbrica de energía mediante acoplamiento inductivo, estos valores indican que las bobinas tienen una capacidad relativamente alta para almacenar energía en forma de campo



magnético, es decir, permiten transferir más energía de manera eficiente entre sí. Cuanto mayor es la autoinductancia, mayor es la cantidad de energía que puede almacenar la bobina por lo que, a medida que aumenta la frecuencia, va empeorando esta capacidad. Además, la eficiencia del enlace depende del grado de acoplamiento entre las bobinas, de la resistencia y de la frecuencia por lo que, a pesar de contar con un buen valor de autoinductancia, deben considerarse otros parámetros que tendrán una mayor influencia en la eficiencia.

3.3.3.- Análisis de la resistencia (R) en función de la frecuencia.

Por las mismas razones que en el caso de la autoinductancia, la resistencia eléctrica a baja frecuencia no se verá afectada por los efectos descritos, sino que su valor será cercano a la resistencia DC, es decir, la resistencia que presenta la bobina cuando se aplica una corriente continua que depende de la longitud del conductor, su sección transversal y la resistividad del material. Sin embargo, a medida que aumenta la frecuencia, la resistencia aumentará, siendo significativa a alta frecuencia. Para el caso de estudio, frecuencia media, también se irán notando los efectos pelicular y de proximidad, especialmente en bobinas de múltiples vueltas, como es el caso de la diseñada.

La figura 3.16 muestra la tendencia a aumentar de la resistencia eléctrica cuando la frecuencia de operación se eleva. Concretamente, se observa en los datos proporcionados un incremento de 332mΩ a 430mΩ entre 100kHz y 900 kHz, respectivamente. Este incremento de la resistencia, que concuerda con los efectos explicados y con el aumento de las pérdidas al incrementar la frecuencia, representa un aumento significativo. Así, se resalta la importancia de considerar la frecuencia de operación al diseñar el sistema, sin elevarla demasiado.

En relación con el enlace de transferencia inalámbrica de energía mediante acoplamiento inductivo, una mayor resistencia implica una mayor disipación de energía en forma de calor, lo que puede reducir la eficiencia del sistema al perderse una parte de la energía en lugar de ser transferida a la bobina receptora.

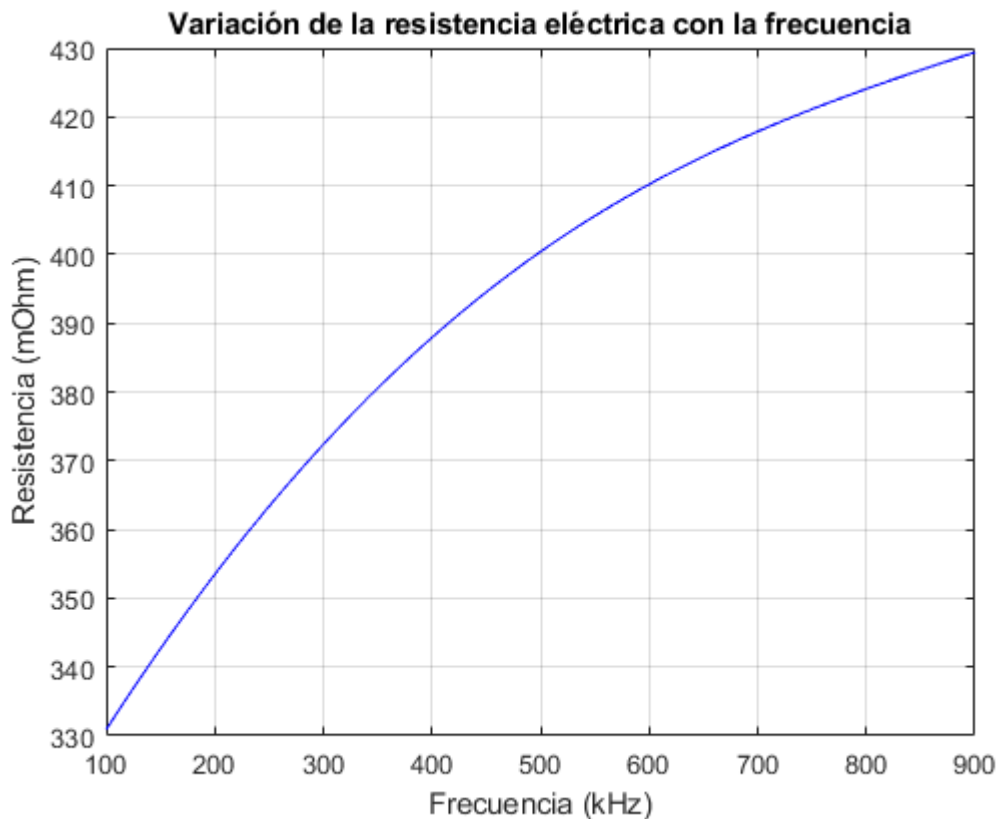


Figura 3.16.- Tendencia de la resistencia eléctrica de la bobina diseñada al aumentar la frecuencia

3.3.4.- Análisis del factor de calidad (Q) en función de la frecuencia.

Como es sabido, el factor de calidad de una bobina es una medida de su eficiencia energética y está definido como como la relación entre la energía almacenada en el campo magnético y la energía disipada por unidad de ciclo. Siendo directamente proporcional a la autoinductancia e inversamente proporcional a la resistencia eléctrica, cabe esperar que a frecuencias bajas tome valores altos mientras que, con el amento de la frecuencia y el consecuente incremento de la resistencia, su valor se reduzca. En el caso de frecuencia intermedia se esperaría un factor de calidad relativamente alto antes de que los efectos pelicular y de proximidad disminuyan la eficiencia de la bobina.

La figura 3.17 muestra la tendencia del factor de calidad en el rango de frecuencias entre 100kHz y 900kHz.

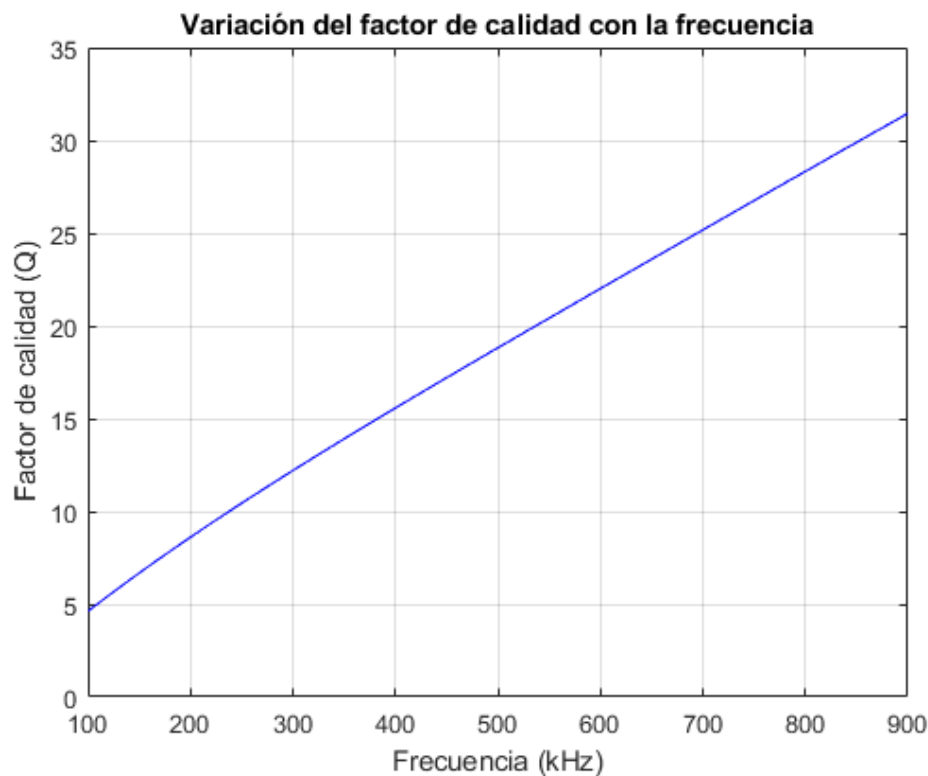


Figura 3.17.- Tendencia del factor de calidad de la bobina diseñada al aumentar la frecuencia

Aunque la resistencia eléctrica aumenta y la autoinductancia disminuye con el aumento de la frecuencia, el factor de calidad puede aumentar. Este aumento es precisamente el que se puede observar en la curva suave y gradual obtenida, con valores que varían desde 5, para 100kHz, hasta 32, para 900kHz. El motivo de este comportamiento es que las pérdidas de energía disipada, representadas mediante la resistencia eléctrica, aumentan a un ritmo más lento que la energía almacenada. Esta última está representada mediante la reactancia inductiva, proporcional a la frecuencia y a la autoinductancia según la ecuación 3.4.

$$X_L = 2\pi fL \quad [\Omega] \quad (3.4)$$

Donde X_L es la reactancia inductiva medida en ohmios (Ω), f es la frecuencia de la corriente alterna, y L es la autoinductancia de la bobina medida en henrios (H).



Aunque la autoinductancia disminuya al aumentar la frecuencia, este mismo incremento frecuencial puede contrarrestar la disminución de la autoinductancia, resultando en un aumento del valor de la reactancia inductiva conforme la frecuencia crece. Por lo tanto, se aprecia claramente que el efecto de la resistencia eléctrica en el factor de calidad no predomina frente al aumento de la reactancia inductiva.

La tendencia de aumento gradual muestra que el cambio en el factor de calidad ocurre de manera progresiva y sin cambios bruscos a lo largo del rango de frecuencias, lo que implica que la bobina responde de manera predecible a los cambios frecuenciales. Así, con un Q suave y gradual, la bobina puede operar eficientemente en un rango más amplio de frecuencias sin experimentar una degradación significativa en el rendimiento proporcionando flexibilidad en el diseño del sistema de transferencia inalámbrica de energía.

3.4.- ANÁLISIS DEL ACOPLAMIENTO INDUCTIVO ENTRE LAS DOS BOBINAS MEDIANTE EL COEFICIENTE DE ACOPLAMIENTO (k)

Una vez caracterizadas las bobinas, se lleva a cabo el análisis del acoplamiento inductivo entre ellas mediante la interpretación del factor de acoplamiento (k) en diferentes configuraciones geométricas. La definición del coeficiente de acoplamiento resalta que se trata de una medida de la eficiencia del acoplamiento entre dos bobinas. A continuación, se comprueba como este factor alcanza su valor máximo cuando bobinas transmisora y receptora están colocadas lo más cerca posible la una de la otra, están perfectamente alineadas entre sí y el ángulo de inclinación entre ellas es mínimo, es decir, cuando las bobinas están colocadas en paralelo. Estas condiciones permiten que el campo magnético generado por una afecte más directamente a la otra maximizándose la transferencia de energía a través del sistema de acoplamiento inductivo.



3.4.1.- Análisis del coeficiente de acoplamiento (k) en función de la separación vertical

Para comenzar, se analizan los diferentes casos a los que da lugar la variación de la separación entre las bobinas. Además de cambiar la separación entre ellas, para este análisis las bobinas se encuentran alineadas y colocadas en paralelo. En la figura 3.18 se muestra esta situación y, la separación que variará para estudiar cómo afecta este cambio al coeficiente de acoplamiento es la referente al eje z .

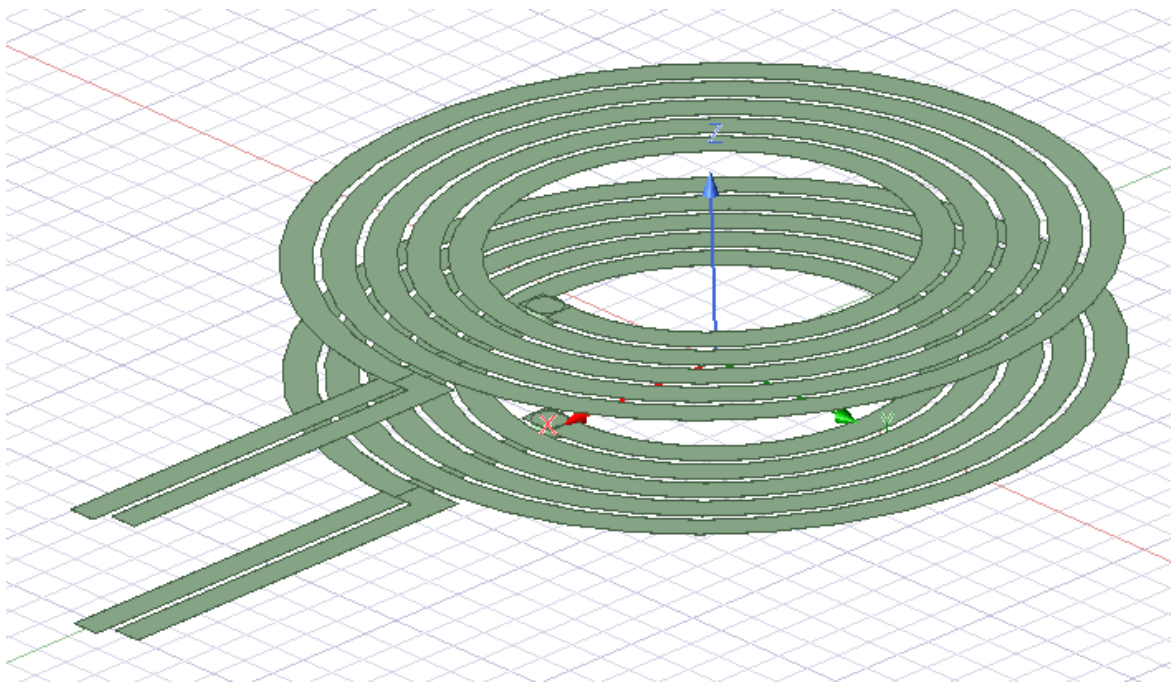


Figura 3.18.- Posición de las bobinas para variar la separación entre ellas

Los datos obtenidos se muestran en la figura 3.19 donde se aprecia claramente que el coeficiente de acoplamiento tiende a disminuir a medida que aumenta la separación entre las bobinas. Esto es consistente con lo que cabe esperar, ya que a medida que las bobinas se separan, el campo magnético generado por una bobina tiene menos influencia en la otra.

Teniendo en cuenta los datos exactos, el coeficiente de acoplamiento (k) disminuye significativamente a medida que aumenta la separación vertical entre las bobinas [28] presentando un valor de 0.4 para 4mm, que se ve reducido a la mitad, 0.2, para tan solo 20mm y que está por debajo de 0.1 a partir de los 40mm. Esto



resalta la importancia de la proximidad física en la eficiencia de transferencia de energía en sistemas de acoplamiento inductivo resonante, es decir, sugiere que para evitar que esta eficiencia se vea afectada, es favorable tener las bobinas lo más cercanas posible entre sí.

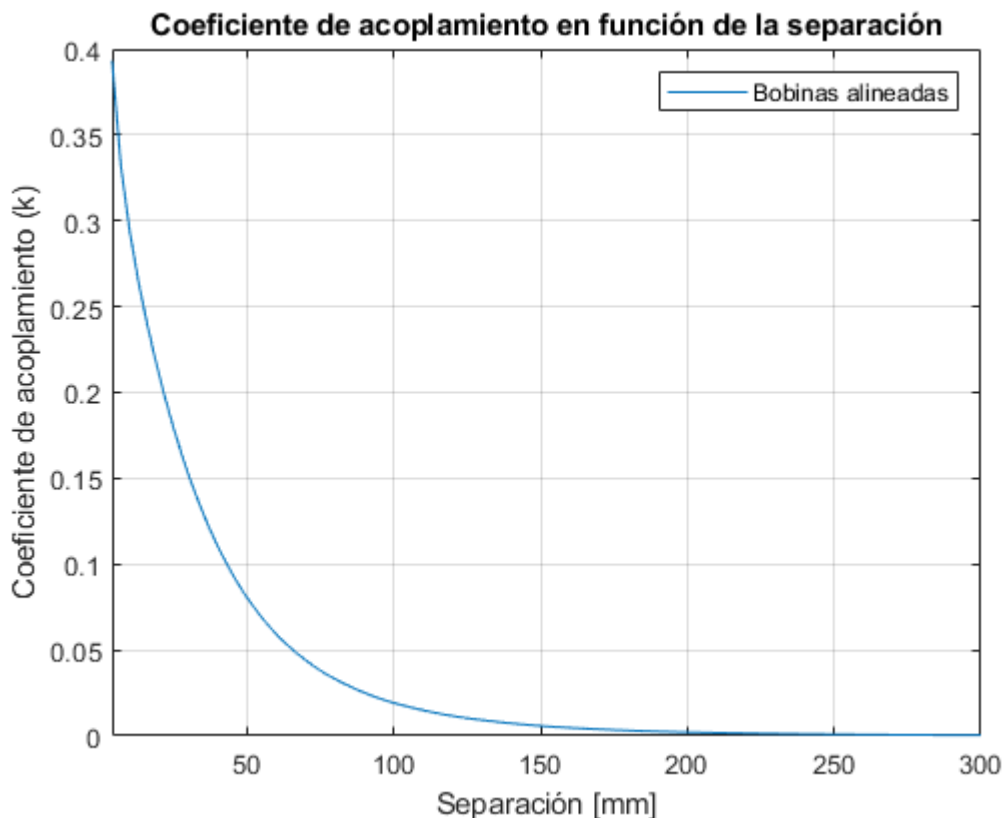


Figura 3.19.- Tendencia del coeficiente de acoplamiento al aumentar la separación entre bobinas

Se ilustra, en la figura 3.20, el comportamiento de la inductancia mutua, el coeficiente de acoplamiento y la autoinductancia de cada bobina con la separación entre las mismas, ya que de las simulaciones se obtienen resultados sorprendentes y contraintuitivos para distancias cortas [29]. La inductancia mutua inicialmente muestra un ligero incremento desde los 4 mm hasta aproximadamente 10 mm de separación entre las bobinas, antes de decrecer con distancias mayores, como cabría esperar. Este patrón sugiere una intensificación del acoplamiento magnético en distancias cortas, donde los campos magnéticos interactúan de manera más efectiva, aunque atendiendo solo al valor de M el acoplamiento parece disminuir



cuando las bobinas están muy cerca. En contraste, el coeficiente de acoplamiento muestra una disminución continua conforme aumenta la separación entre las bobinas, reflejando la reducción en la eficiencia del acoplamiento inductivo a medida que se separan físicamente las bobinas, sin apreciarse comportamientos inusuales. Por otro lado, la autoinductancia de cada bobina disminuye para distancias inferiores a 20mm, lo cual concuerda con la relación entre estos parámetros.

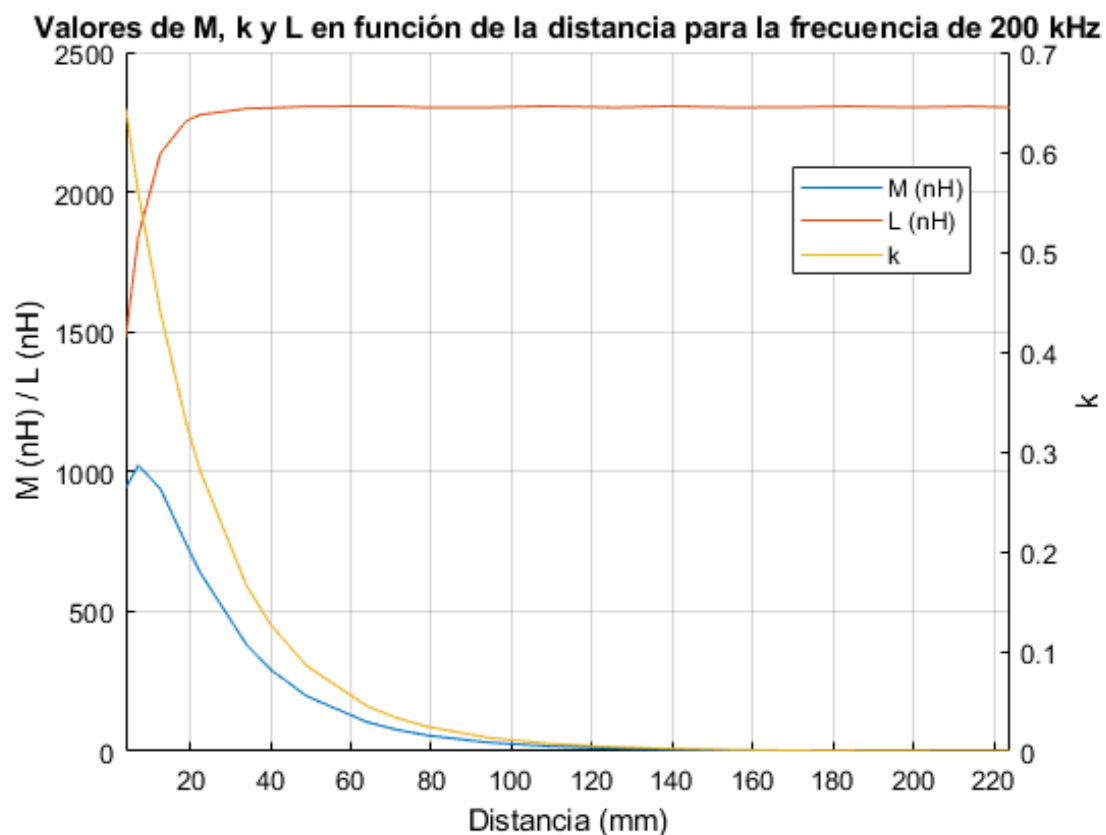


Figura 3.20.- Autoinductancia, inductancia mutua y coeficiente de acoplamiento entre las bobinas

Este fenómeno no contradice la importancia de la proximidad física entre las bobinas en sistemas de acoplamiento inductivo resonante. A distancias muy cercanas, como 4 mm, aunque el acoplamiento magnético es más fuerte, la inductancia mutua total puede disminuir debido a la predominante influencia de las autoinductancias de las bobinas individuales. Este efecto contrarresta el aumento

de la inductancia mutua causado por el acoplamiento magnético intenso a distancias cortas dando lugar, en ocasiones, a una disminución de M .

3.4.2.- Análisis del coeficiente de acoplamiento (k) en función del desalineamiento horizontal

El estudio de acoplamiento inductivo entre las dos bobinas continua con el análisis de las distintas configuraciones geométricas que surgen a partir de la variación del desalineamiento horizontal entre las bobinas. Para ello, se obtienen datos acerca del coeficiente de acoplamiento en función de este desalineamiento [30] [31] para tres separaciones, 4mm, 52mm y 100mm. Considerar separaciones mayores carece de sentido al haber comprobado que, para ellas, el acoplamiento resultara en una muy baja eficiencia con valores de k por debajo de 0.05. Además, las bobinas permanecen colocadas en paralelo. Esta configuración se muestra en la figura 3.21, donde el desalineamiento coincide con la variación de la posición de la bobina receptora a lo largo del eje y .

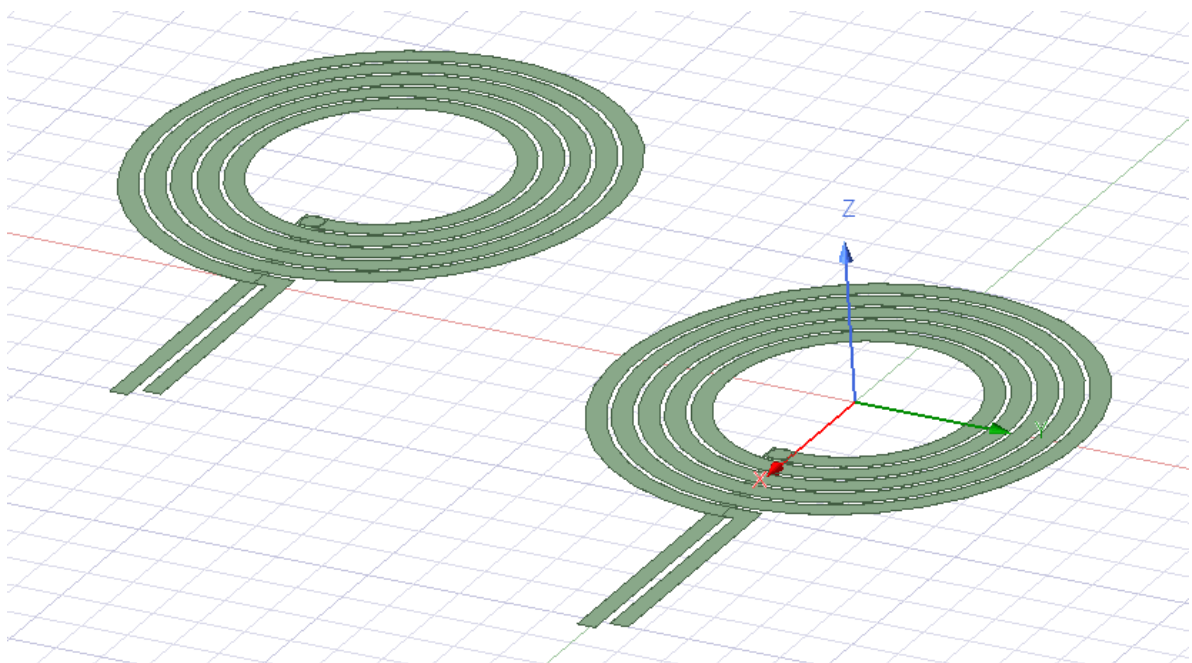


Figura 3.21.- Posición de las bobinas para variar el desalineamiento entre ellas

A partir del análisis del coeficiente de acoplamiento para las tres separaciones verticales en función del desalineamiento de las bobinas, se obtienen



los datos mostrados en la figura 3.22. Si bien para bobinas más separadas el coeficiente de acoplamiento presenta un valor más constante, ha de tenerse en cuenta que se trata de una cifra muy pequeña, por debajo de 0.08 para 52mm de separación y prácticamente 0 para 10mm, por lo que la eficiencia del enlace será muy baja en estos casos. Por otro lado, respecto al caso de 4mm para la separación entre bobinas, se puede observar que el coeficiente de acoplamiento se reduce a la mitad respecto a su valor máximo para un desalineamiento de 20mm. Esto confirma que las bobinas deben mantenerse lo más alineadas posible.

Cabe mencionar la presencia de valores negativos del coeficiente [32] a partir de desalineamientos de 50 mm que indican una inversión en la dirección del flujo electromagnético entre las bobinas. Es decir, un coeficiente de acoplamiento negativo indica que el receptor está capturando el flujo magnético en una dirección inversa a la esperada, debido a la orientación específica de las bobinas o la disposición del campo magnético.

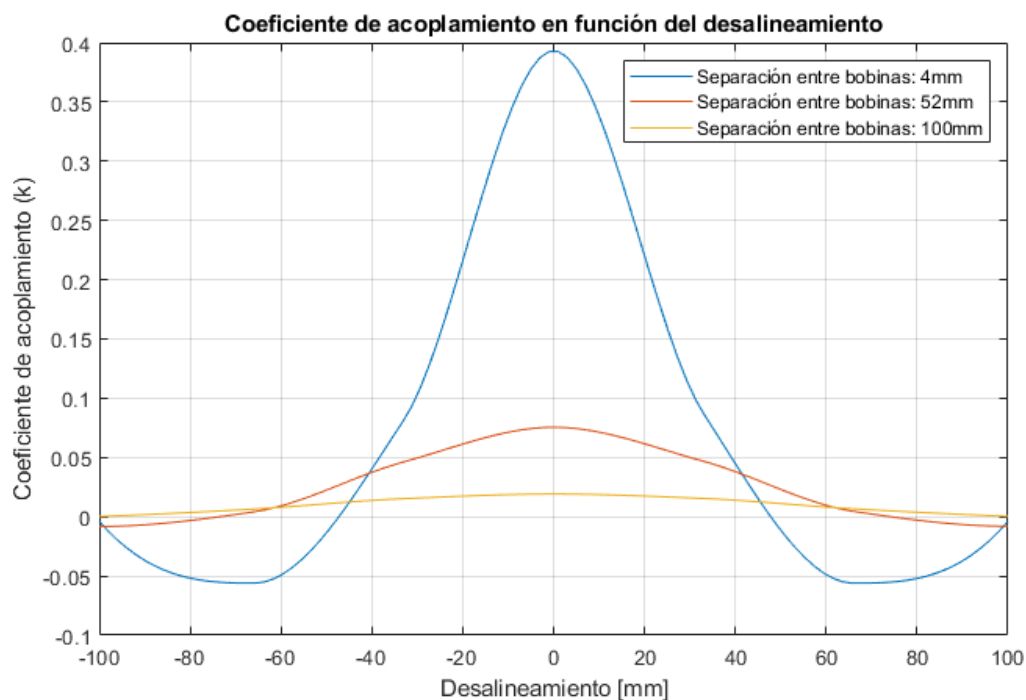


Figura 3.22.- Tendencia del coeficiente de acoplamiento al variar el desalineamiento entre bobinas



Por otro lado, el tamaño de la bobina influye en la cantidad de desalineamiento horizontal que el sistema puede tolerar sin comprometer significativamente la eficiencia de transferencia de energía. Una bobina más grande, y por tanto con mayor área para capturar el campo magnético, permite un mayor desalineamiento. Así, es fundamental encontrar un equilibrio en el tamaño de la bobina teniendo en cuenta la sensibilidad al posicionamiento, pero también el espacio físico que se puede usar en una aplicación concreta y el material y coste que supone aumentar su tamaño.

3.4.3.- Análisis del coeficiente de acoplamiento (k) en función del ángulo de inclinación

Por último, se comprueba como afecta la distinta inclinación de la bobina receptora en la eficiencia del enlace de transferencia inalámbrica de energía. Para ello, se mantiene la alineación de ambas bobinas y, para varias separaciones verticales, de nuevo 4mm, 52mm y 100mm, se varía el ángulo de inclinación de una de ellas. Este posicionamiento se muestra en la figura 3.23.

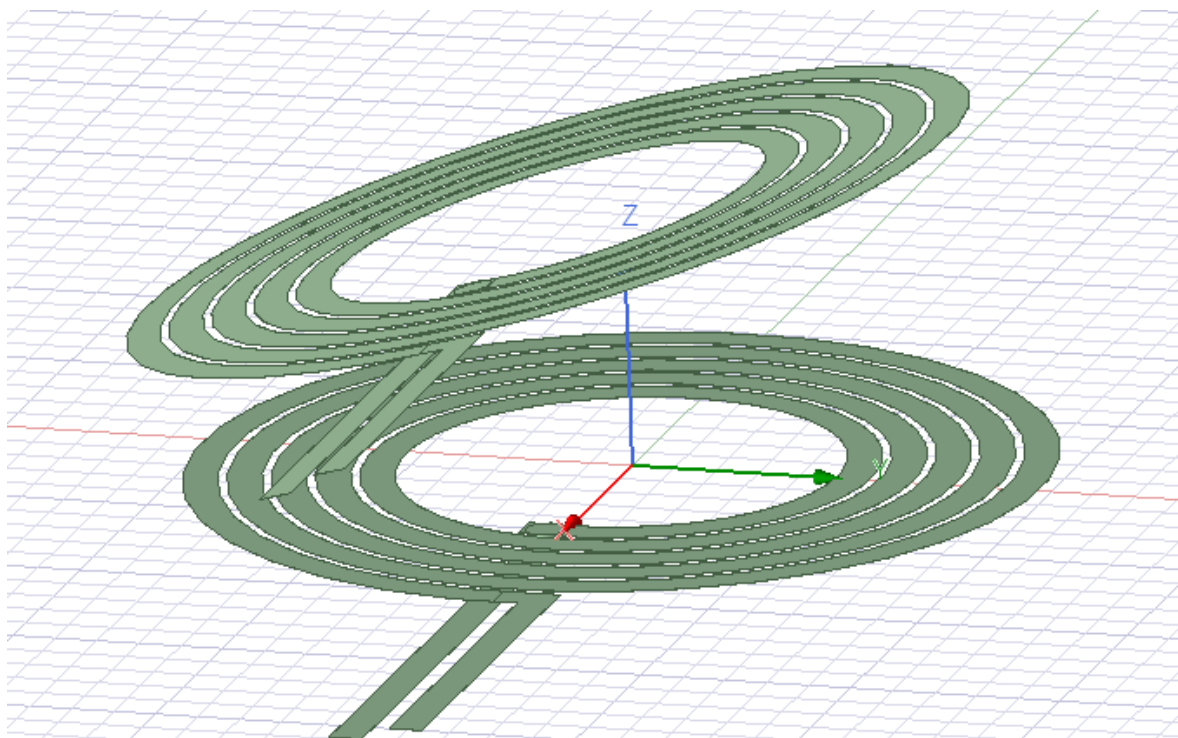


Figura 3.23.- Posición de las bobinas para variar el ángulo de la bobina receptora



Tal y como ocurre para el desalineamiento o la separación entre las bobinas, cabe esperar que, con ángulos menores para los que las espiras se encuentren casi paralelas, el acoplamiento será mejor y la eficiencia del enlace, por tanto, mayor [33] [34]. La figura 3.24 muestra los resultados obtenidos para la variación del coeficiente de acoplamiento en función del ángulo de inclinación de la bobina receptora, estando esta última separada dos distancias diferentes de la transmisora. Se trata de dos casos que cuentan con un coeficiente de acoplamiento significativamente bajo, algo que ha de tenerse en cuenta a la hora de interpretar su representación. A pesar de apreciarse cambios irregulares en del valor del coeficiente de acoplamiento al variar el ángulo de inclinación, estos son perfectamente despreciables al tratarse de variaciones del orden de 10^{-16} .

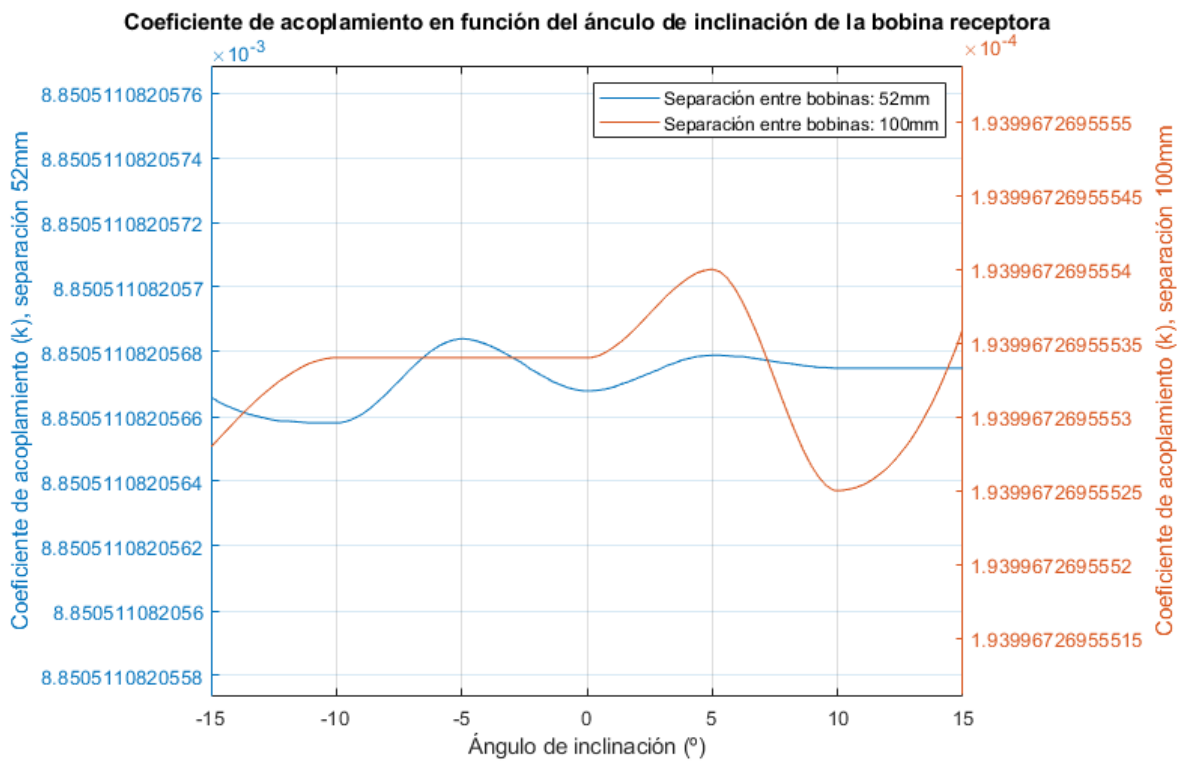


Figura 3.24.- Tendencia del coeficiente de acoplamiento al variar el ángulo de inclinación de una de las bobinas

Por otro lado, para una separación de 4mm para la cual se ha visto que el coeficiente de acoplamiento resulta mayor, el máximo ángulo que podrá inclinarse una de las espiras, α , es según la ecuación 3.5, 4.59° . De esta manera, no se



apreciarán cambios relevantes en el flujo que atraviesa la espira receptora cuando esta varíe su ángulo de inclinación ya que apenas superará los 4.5°.

$$\alpha = \arcsen \frac{4mm}{50mm} = 4.59^\circ \quad (3.5)$$

Para ángulos grandes, la eficiencia de transferencia puede disminuir de manera drástica, haciendo que el sistema sea menos efectivo. Sin embargo, una vez comprobado que una inclinación máxima de 15° no provoca una variación significativa de la eficiencia, estos resultados indican que se permite un cierto grado de inclinación sin empeorar la calidad del enlace.

3.5.- SOFTWARE DE SIMULACIÓN LTSPICE

Con las características de las bobinas, tanto individuales como de acoplamiento, analizadas mediante simulación, el siguiente paso es compensar la inductancia de cada una de ellas en el enlace de transferencia inalámbrica de energía. Para ello se emplea LTSpice [35], un software que ofrece una amplia gama de funcionalidades para la simulación y el análisis detallado de circuitos electrónicos, incluyendo extensas bibliotecas de modelos de componentes. LTSpice permite la simulación precisa de circuitos analógicos y digitales, el análisis de corriente continua (DC), corriente alterna (AC) y transitorios, y proporciona herramientas avanzadas para el análisis de resultados.

En el contexto de un enlace de transferencia inalámbrica de energía mediante acoplamiento inductivo resonante, LTSpice resulta útil al proporcionar una simulación detallada del comportamiento de las bobinas y sus características de acoplamiento previa y posteriormente a la compensación de inductancias. Así, es posible analizar como esta afecta a la eficiencia y pérdidas del sistema.



3.6.- SISTEMA PREVIO A LA COMPENSACIÓN DE INDUCTANCIAS

Antes de proceder con la compensación de inductancias, se realiza un análisis detallado de las características de transferencia de energía iniciales del sistema [36]. De esta manera, se busca identificar la eficiencia del enlace en su estado no compensado para poder comparar posteriormente los resultados obtenidos con la compensación.

3.6.1.- Análisis teórico

Suponiendo una carga R_L conectada directamente a la bobina secundaria, tal y como se muestra en la figura 3.25, la corriente a través de esta carga, I_2 , estará limitada por el valor de la autoinductancia de la bobina secundaria L_2 según la ecuación 3.6.

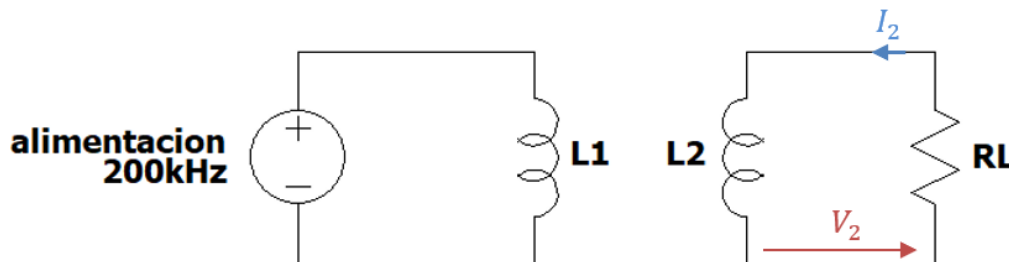


Figura 3.25.- Enlace inductivo sin compensación

Se considera una frecuencia de operación de 200kHz ya que será esta la que se empleará para hacer las pruebas una vez construido el modelo.

$$I_2 = \frac{V_2}{R_L + j\omega L_2} = \frac{\omega M I_1 e^{j\pi/2}}{R_L + j\omega L_2} \quad (3.6)$$

Donde V_2 representa la tensión a la que está sometido el conjunto en serie de la bobina secundaria y la carga, $\omega = 2\pi f = 2\pi \cdot 200kHz$ con f la frecuencia de operación, I_1 la corriente por el primario y M la inductancia mutua del enlace.

Considerando que, según la teoría básica de circuitos, la potencia aparente requerida por la bobina primaria VA_1 viene definida según la ecuación 3.7, la



potencia P_0 entregada a la carga será la resultante de aplicar la ecuación 3.8.

$$VA_1 = \omega L_1 |I_1|^2 \quad [VA] \quad (3.7)$$

$$P_0 = |I_2|^2 R_L = (\omega M I_1)^2 \frac{R_L}{R_L^2 + \omega^2 L_2^2} = k^2 VA_1 \frac{\omega L_2 / R_L}{1 + \omega^2 L_2^2 / R_L^2} \quad [W] \quad (3.8)$$

Por lo tanto, la máxima potencia que se entrega a la carga, para una carga $R_L = \omega L_2$, queda expresada en la ecuación 3.9.

$$P_{0(\max)} = \frac{(\omega M I_1)^2}{2\omega L_2} = 0.5 k^2 VA_1 \quad [W] \quad (3.9)$$

Esto queda representado en la figura 3.26, donde puede apreciarse que, independientemente del valor del coeficiente de acoplamiento, la máxima potencia se entrega para $R_L = \omega L_2$, o lo que es lo mismo, $\frac{\omega L_2}{R_L} = 1$.

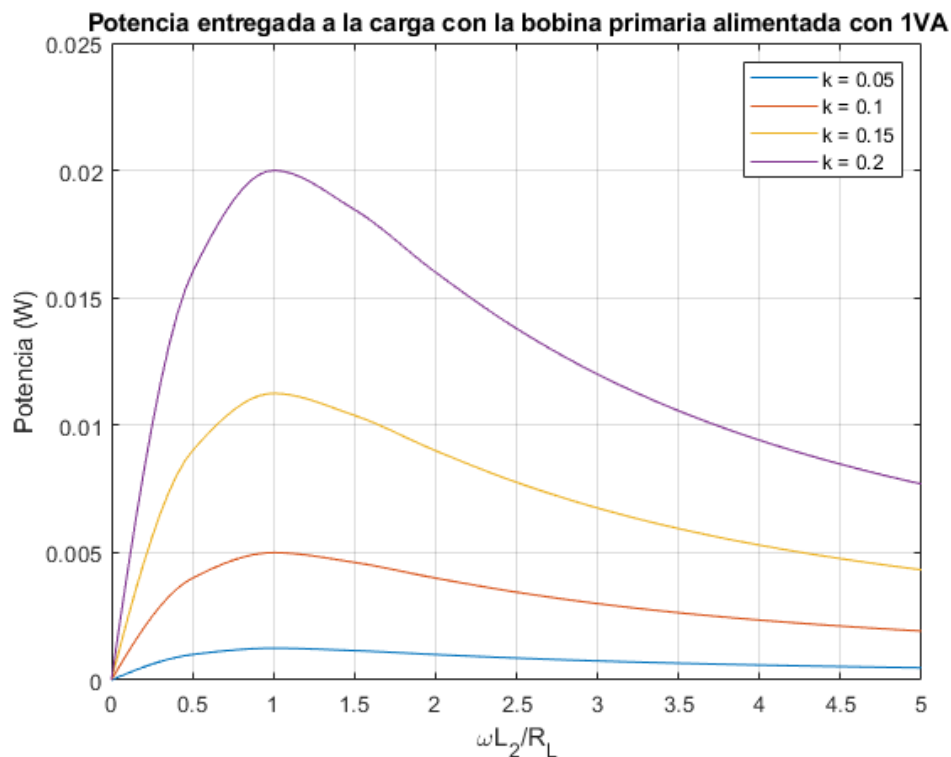


Figura 3.26.- Potencia entregada a la carga en función de su valor cuando la bobina primaria está siendo alimentada con 1 VA



3.6.2.- Simulaciones en LTSpice

Utilizando la herramienta de simulación LTSpice, se realizará un análisis del comportamiento inicial del enlace de transferencia inalámbrica de energía.

La configuración inicial del circuito se muestra en la figura 3.27. Se emplea una fuente de alimentación con una frecuencia de operación de 200kHz, ya que es de la que se dispondrá para hacer las pruebas una vez construido el modelo. Para simplificar el estudio paso a paso, es decir, previo y posterior a la compensación, se emplea una fuente de corriente sinusoidal y, una vez realizada la compensación tanto de la bobina primaria como de la secundaria, se estudia el caso real de alimentación con una fuente de tensión cuadrada. Por otro lado, el valor de las inductancias corresponde con el obtenido en las simulaciones para esta frecuencia de operación, 2388.37nH. A esta inductancia se le añade la resistencia de las bobinas, 345mΩ, que representa las pérdidas que experimenta el sistema.

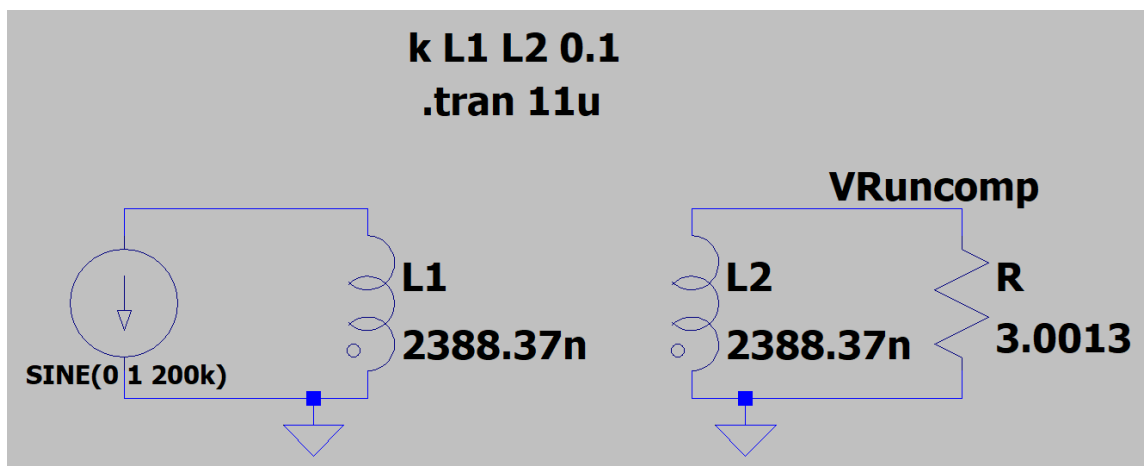


Figura 3.27.- Configuración inicial del circuito que modela el sistema de acoplamiento inductivo en LTSpice

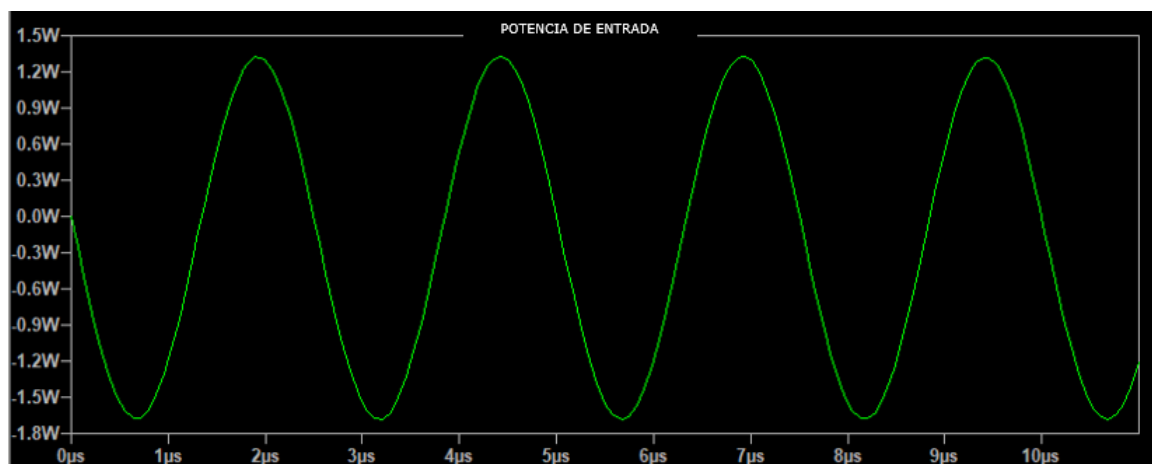
Este circuito se analiza para un coeficiente de acoplamiento $k = 0.1$ ya que, para una separación entre bobinas no superior a los 4cm, o para algo menos en caso de desalineamiento máximo de unos 2cm, k estará por encima de este valor.

Como indican las ecuaciones 3.8 y 3.9, la máxima transferencia de energía se da para el caso $R_L = \omega L_2$. Es decir, el valor que toma la carga se muestra en la ecuación 3.10.

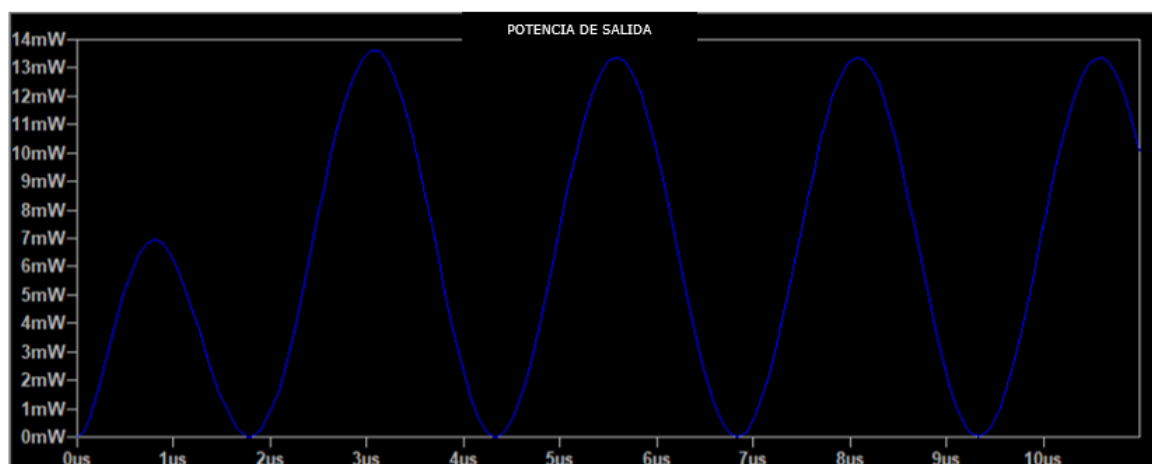


$$R_L = \omega L_2 = 2\pi \cdot 200 \cdot 10^3 \cdot 2388.37 \cdot 10^{-9} = 3.0013 \quad [\Omega] \quad (3.10)$$

Para estudiar la eficiencia del sistema se ha analizado la potencia de entrada y salida del sistema, mostradas en la figura 3.28. En ella puede apreciarse como se requieren unos 1.35W en la entrada para poder suministrar unos 13.5mW a la carga. Según la ecuación 3.10, con 1.35VA en la entrada cabe esperar 6.75mW entregados a la carga. La diferencia apreciada se debe a las diferentes pérdidas ya explicadas que influyen en estos sistemas de acoplamiento inductivo.



(a)



(b)

Figura 3.28.- Potencia de entrada (a) y salida (b) del sistema sin compensación de inductancias



Teniendo en cuenta los resultados obtenidos tras promediar con LTSpice, $182mW$ de potencia media de entrada y $6.4237mW$ de potencia media de salida, medida tras el transitorio, la eficiencia del sistema en su estado inicial sin compensación de impedancias, η , queda definido en la ecuación 3.11.

$$\eta = \frac{\text{Potencia entregada a la carga}}{\text{Potencia suministrada al sistema}} = \frac{6.4237mW}{182mW} = 0.035 = 3.5\% \quad (3.11)$$

La eficiencia del 3.5% para un sistema de transferencia inalámbrica de energía representa una eficiencia energética muy baja evidenciando la necesidad de mejorarla mediante la compensación de impedancias.

3.7.- COMPENSACIÓN DE INDUCTANCIA DEL SECUNDARIO

Una vez analizado el sistema sin compensación de inductancias, se lleva a cabo la compensación de la inductancia de la bobina secundaria o receptora. Con la bobina secundaria compensada se busca que, idealmente, la carga sea capaz de extraer cualquier cantidad de energía del circuito secundario.

La resonancia del circuito secundario resulta fundamental para el diseño de enlaces de transferencia inalámbrica de energía mediante inducción, en especial en casos como este con condiciones de bajo acoplamiento. En esta situación, uno de los principales factores que contribuyen a la baja eficiencia del enlace es la inductancia de dispersión de la bobina secundaria que se vuelve significativamente mayor que la carga útil. Como resultado, se necesita un voltaje inducido elevado para mantener la transferencia de energía, lo que implica una mayor corriente en la bobina primaria y, por tanto, mayores pérdidas de energía debido a la resistencia interna de la bobina. Para abordar este problema es común contrarrestar el efecto de la inductancia de dispersión secundaria ajustando el circuito secundario con un condensador añadido en serie para que compense esta inductancia no deseada. Se opta por la compensación en serie ya que maximiza el coeficiente de acoplamiento entre las bobinas, mejorando la eficiencia en la transferencia de energía, siendo una técnica muy sencilla de implementar



3.7.1.- Análisis teórico

La compensación mediante conexión en serie de un condensador se muestra en la figura 3.29.

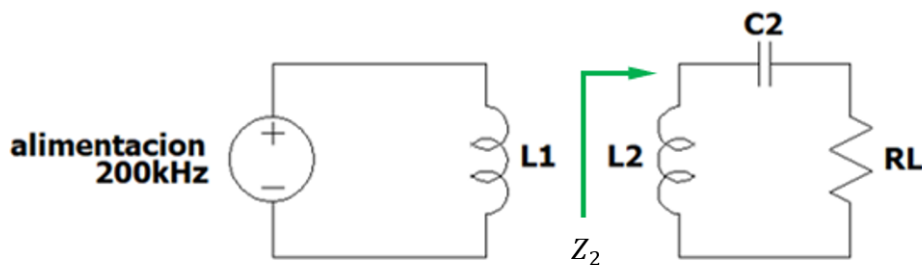


Figura 3.29.- Compensación de la impedancia de la bobina secundaria con condensador en serie

El valor de C_2 se elige de manera que la impedancia Z_2 , definida en la ecuación 3.12, coincida con el valor de la carga R_L y, por tanto, toma el valor que le corresponda según la ecuación 3.13.

$$Z_2 = j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) + R_L \quad [\Omega] \quad (3.12)$$

$$\text{Si } \omega L_2 = \frac{1}{\omega C_2} \Rightarrow Z_2 = R_L \quad [\Omega] \quad (3.13)$$

Por lo tanto, para el caso de las bobinas diseñadas con un valor de autoinductancia de 2388.37nH, la capacidad debe ser de 265.14nF.

En la práctica no es posible compensar perfectamente la impedancia inductiva L_2 debido a tolerancias, temperatura, desalineamientos, etc. Quedará algo de impedancia residual, denotada $\Delta\omega L_2$ para el siguiente desarrollo. Así, en la situación teórica ideal, $\Delta\omega L_2 = 0$ la potencia entregada por cada VA se incrementa proporcionalmente a $\frac{1}{R_L}$ según la ecuación 3.14.

$$P_0 = \frac{(\omega M I_1)^2}{R_L} = k^2 V A_1 \frac{\omega L_2}{R_L} \quad [W] \quad (3.14)$$



Mientras que, en situaciones prácticas, la potencia máxima entregada a la carga queda limitada según la ecuación 3.15 para la que se considera el caso de máxima transferencia, $R_L = \Delta\omega L_2$.

$$P_{0(\max)} = \frac{(\omega MI_1)^2}{2\Delta\omega L_2} = k^2 VA_1 \frac{1+\Delta}{2\Delta} \quad [W] \quad (3.15)$$

Así, por ejemplo, para $\Delta = 0.2$, la potencia máxima se dará para el caso $\frac{\omega L_2}{R_L} = \frac{\omega L_2}{\Delta\omega L_2}$. Esto queda representado para el caso de $k=0.1$ en la figura 3.30, donde se puede apreciar cómo, en un caso ideal, la potencia entregada a la carga aumenta sin limitación a medida que aumenta el factor $\frac{\omega L_2}{R_L}$. Sin embargo, para casos prácticos esta se ve limitada.

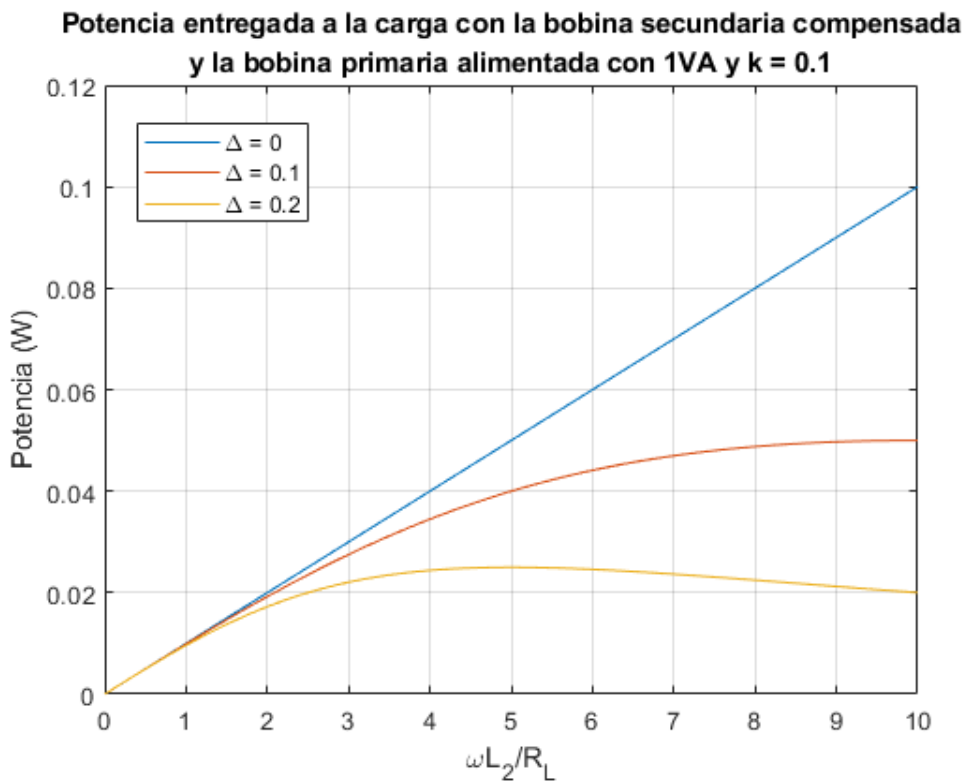


Figura 3.30.- Potencia entregada a la carga en función de su valor con compensación de la bobina secundaria cuando la bobina primaria está siendo alimentada con 1 VA y $k=0.1$

3.7.2.- Simulaciones en LTSpice

Añadiendo una capacidad de 265.14nF en serie con la bobina secundaria, se realiza la compensación de impedancias, es decir, se anula su inductancia. Esta configuración se muestra en la figura 3.31, donde el resto de los parámetros se mantienen con el valor que toman en el caso sin compensación de impedancias.

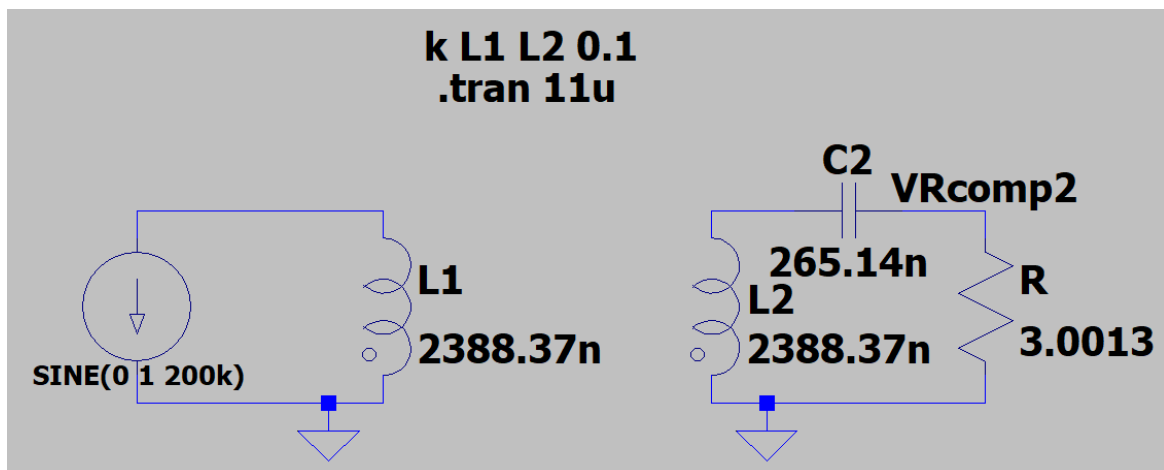


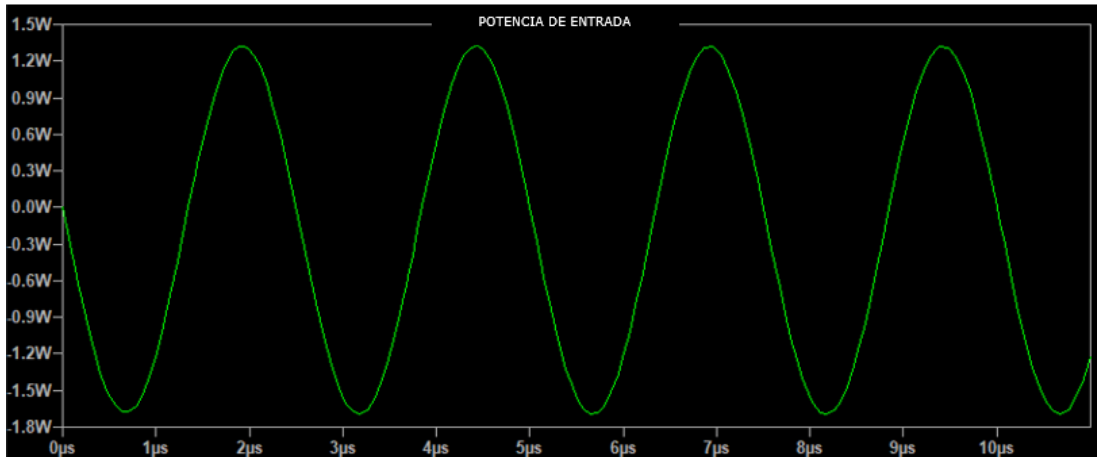
Figura 3.31.- Configuración del circuito que modela el sistema de acoplamiento inductivo en LTSpice con compensación de la inductancia de la bobina secundaria

Al realizar la compensación de la inductancia de la bobina secundaria, el rendimiento del sistema aumentará. La figura 3.32 muestra la potencia de entrada y de salida del sistema.

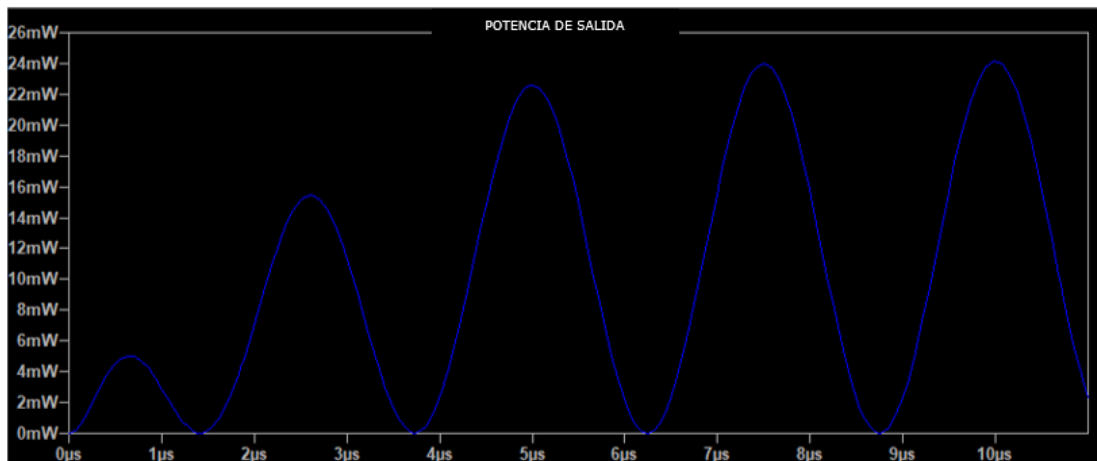
Las gráficas muestran cómo se requieren unos 1.35W de pico en la entrada para poder suministrar unos 24.15mW de pico a la carga. Teniendo en cuenta los resultados de potencia media obtenidos tras promediar con LTSpice, la eficiencia del sistema, η , definida en la ecuación 3.16, aumenta hasta el 4.1%.

$$\eta = \frac{\text{Potencia entregada a la carga}}{\text{Potencia suministrada al sistema}} = \frac{11.483mW}{278.54mW} = 0.041 = 4.1\% \quad (3.16)$$

Se trata de un aumento de eficiencia muy poco significativo resaltando la necesidad fundamental de realizar la compensación de la inductancia de la bobina primaria.



(a)



(b)

Figura 3.32.- Potencia de entrada (a) y salida (b) del sistema con compensación de la inductancia de la bobina secundaria

3.8.- COMPENSACIÓN DE INDUCTANCIA DEL PRIMARIO

Con el fin de mejorar aún más la eficiencia de un sistema de transferencia inalámbrica de potencia, se emplea de nuevo la resonancia para reducir la demanda de potencia aparente en la bobina primaria o transmisora [37].

Una vez más, se emplea la compensación mediante conexión en serie de un condensador.



3.8.1.- Análisis teórico

Para comprender las consecuencias de la elección del valor de la capacidad que se empleará, es conveniente conocer el concepto de impedancia reflejada en el primario. Definida en la ecuación 3.17, se trata de una manera de modelar la tensión inducida en la bobina primaria debido a la corriente que circula por la secundaria.

$$Z_{1r} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} \quad [\Omega] \quad (3.17)$$

Donde Z_{1r} es efectivamente la impedancia reflejada en el primario.

La compensación de la impedancia de la bobina primaria mediante la conexión de un condensador en serie y una vez realizada la compensación de la secundaria, se muestra en la figura 3.33.

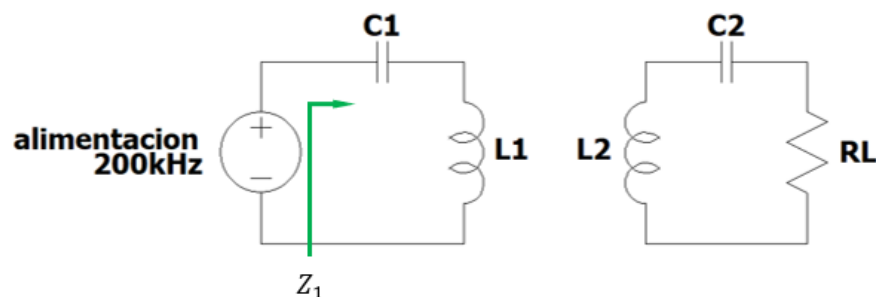


Figura 3.33.- Compensación de la impedancia de la bobina primaria y secundaria con condensador en serie

El valor de C_1 se elige de manera que la impedancia Z_1 , definida en la ecuación 3.18, coincida con el valor de la impedancia reflejada Z_{1r} y, por tanto, toma el valor que le corresponde según la ecuación 3.19.

$$Z_1 = j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) + Z_{1r} = Z_{1r} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} \quad [\Omega] \quad (3.18)$$

$$\text{Si } \omega L_1 = \frac{1}{\omega C_1} \Rightarrow Z_1 = Z_{1r} \quad [\Omega] \quad (3.19)$$



Al igual que para el caso de la secundaria, se trata de una bobina diseñada con un valor de autoinductancia de 2388.37nH y, por lo tanto, la capacidad debe ser de 265.14nF.

Así, en una situación ideal, en ausencia de resistencia parasita en las inductancias, cuando la bobina primaria y la secundaria están compensadas completamente mediante conexión serie de un condensador, la impedancia que se verá desde el circuito primario queda definida en la ecuación 3.20.

$$Z_1 = \frac{\omega^2 M^2}{R_L} \quad [\Omega] \quad (3.20)$$

Como consecuencia, se puede ajustar el valor de la impedancia que se ve desde el circuito de alimentación, Z_1 , para maximizar la transferencia de energía a través del enlace inductivo.

3.8.2.- Simulaciones en LTSpice

Tras realizar la compensación de la inductancia de la bobina secundaria, no se alcanza un gran aumento de la eficiencia del enlace. Por lo tanto, siguiendo la misma técnica, se compensa la inductancia de la bobina, tanto de la primaria como de la secundaria. Como la bobina primaria tiene el mismo valor de inductancia que la secundaria, el valor de la capacidad para compensar esta también será el mismo, 265.14nF. Esta configuración se muestra en la figura 3.34.

Se emplea ahora una fuente de alimentación correspondiente a una tensión cuadrada de 20V de amplitud, ya que con esta el circuito se asemeja más al entorno en el que se realizaran las pruebas con los componentes físicos. Los detalles de la configuración más avanzada de esta fuente se pueden consultar en la figura 3.35, donde se indica que el periodo es de $5\mu s$, con un ciclo de trabajo del 50% y, con el fin de hacer la simulación lo más realista posible, un tiempo de subida y bajada de 0.1ns.

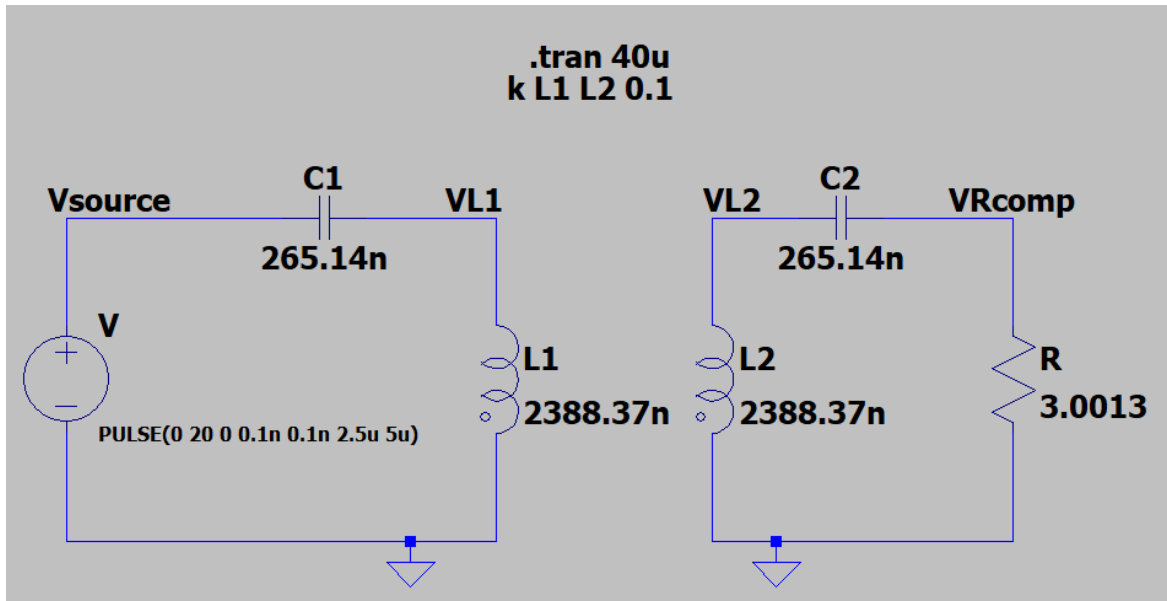


Figura 3.34.- Configuración del circuito que modela el sistema de acoplamiento inductivo en LTSpice con compensación de las inductancias de la bobina primaria y secundaria

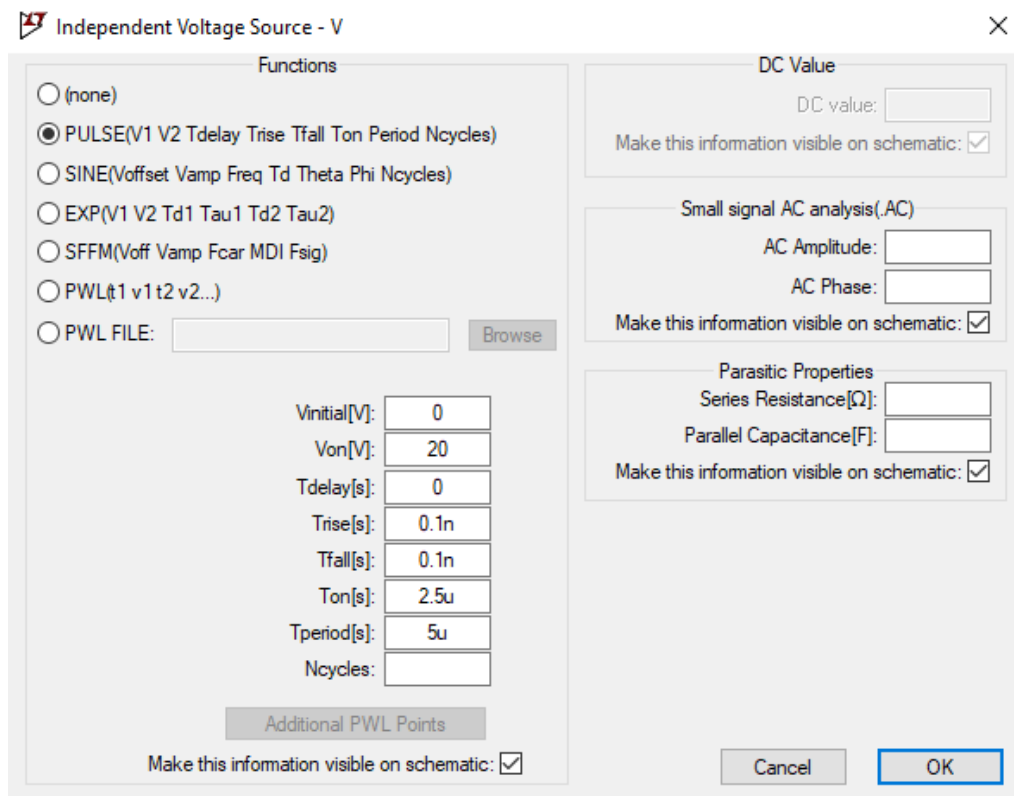


Figura 3.35.- Configuración de la fuente de tensión para la alimentación del enlace inductivo



La simulación se hace para un tiempo más largo ya que al aumentar la potencia suministrada, el transitorio tiene una duración más prolongada.

En este caso más optimizado, el aumento del rendimiento será más significativo. Concretamente, según lo mostrado en la figura 3.36, suministrando unos 660W de pico al sistema, se logra entregar 25.5W de pico a la carga.

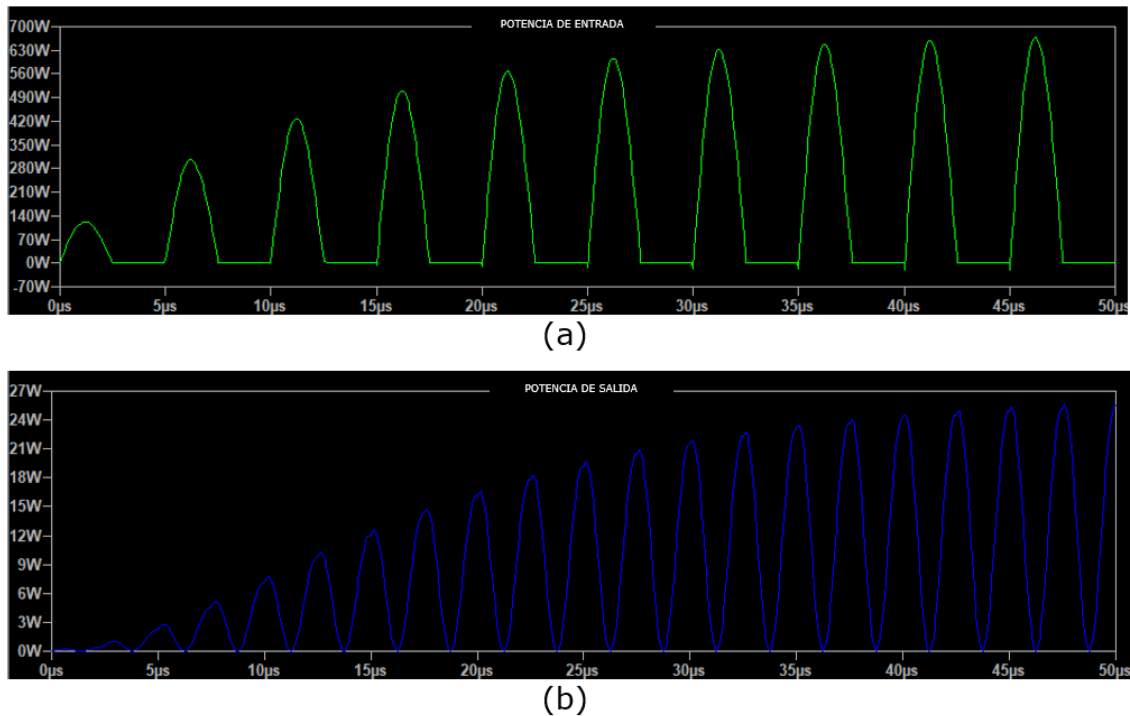


Figura 3.36.- Potencia de entrada (a) y salida (b) del sistema con compensación de las inductancias de la bobina primaria y secundaria

Promediando con LTSpice, la potencia media suministrada al sistema resulta 208.29W y la entregada a la carga 13.509W. Teniendo en cuenta la ecuación 3.21, la eficiencia aumenta hasta el 6.5%.

$$\eta = \frac{\text{Potencia media entregada a la carga}}{\text{Potencia media suministrada al sistema}} = \frac{13.509W}{208.29W} = 0.065 = 6.5\% \quad (3.21)$$

Este aumento mejora el rendimiento del sistema que en un principio era del 3.5%. Sin embargo, este aumento sigue siendo bajo por lo que es necesario corregir la forma de la onda de salida para garantizar una entrega de energía más eficiente.



3.9.- RECTIFICADOR

3.9.1.- Análisis teórico

Añadir un rectificador al diseño de la parte receptora del sistema de transferencia inalámbrica de energía, implica convertir la señal de corriente alterna inducida en la bobina receptora en una señal de corriente continua que será utilizada por la carga. Como la compensación de impedancias que se ha implementado es del tipo serie-serie, despreciando el efecto de la resistencia parasita la salida se comporta como una fuente de corriente [38]. Este concepto se explica haciendo referencia al modelo mostrado en la figura 3.37 [39].

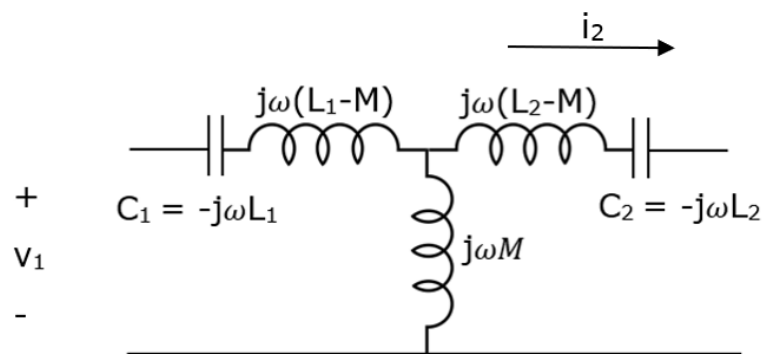


Figura 3.37.- Compensación serie-serie con modelo equivalente T

Según la teoría básica de circuitos, la impedancia de dispersión del primario, $j\omega(L_1-M)$, en conjunto con la capacidad para compensar la inductancia de la bobina L_1 , C_1 , da lugar a la impedancia indicada en la ecuación 3.22.

$$j\omega(L_1 - M) - j\omega L_1 = -j\omega M \quad [\Omega] \quad (3.22)$$

Por lo tanto, al calcular el equivalente de Thevenin en la bobina $j\omega M$ del modelo equivalente T, se obtiene, según la ecuación 3.23 e independientemente del valor de C_2 y L_2-M una fuente de corriente.

$$\frac{v_1 \cdot j\omega M}{j\omega M - j\omega M} = \frac{v_1 \cdot j\omega M}{0} \Rightarrow \text{Fuente de corriente} \quad (3.23)$$



El valor de esta fuente de corriente, i_2 , viene definido por la ecuación 3.24.

$$i_2 = \frac{v_1}{-j\omega M} \quad [A] \quad (3.24)$$

Si bien existe una gran variedad de posibilidades, para la implementación del rectificador se opta por el uso de un puente de diodos. Esta elección se basa en que se trata de una solución simple, eficiente y de fácil integración en el circuito previamente diseñado.

La figura 3.38 muestra un circuito básico de rectificación y filtrado formado por un rectificador de puente de diodos al que se le añade un condensador en paralelo con la carga.

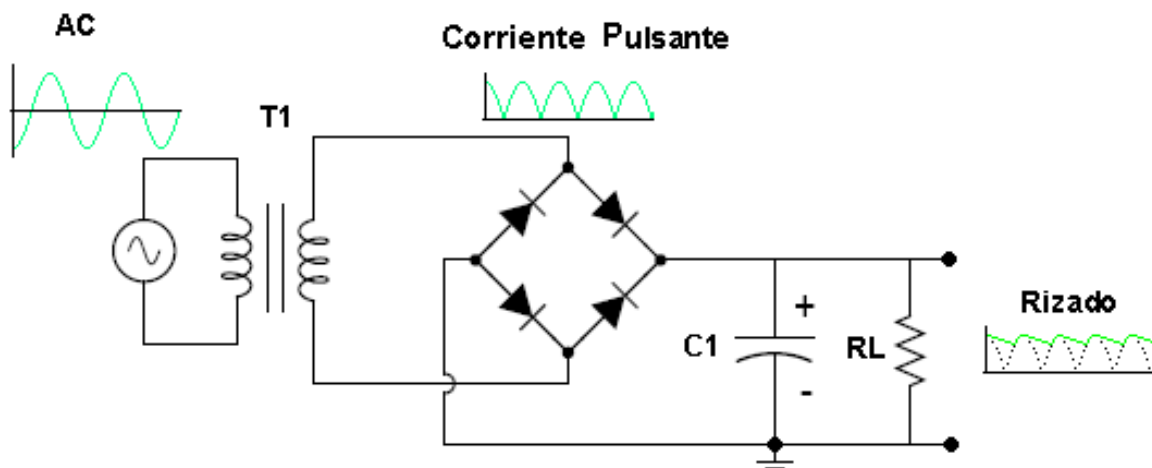


Figura 3.38.- Rectificador mediante puente de diodos

Los diodos están enfrentados de tal manera que conduzcan dos de ellos en función de la polaridad de la corriente alterna que llegue a ellos. Concretamente, durante la mitad positiva del periodo de esta corriente, un diodo en la parte superior derecha y otro en la parte inferior izquierda del puente conducen, permitiendo que la corriente fluya a través del condensador hacia la carga conectada. Durante la mitad negativa, los otros dos diodos conducen, permitiendo que la corriente fluya desde la carga hacia el condensador, pero bloqueando la corriente en dirección a la fuente de alimentación. Esto asegura que la corriente fluya en una sola dirección hacia la carga.



Por su parte, el condensador cumple la función de filtro con el que obtener el valor medio de la potencia. Se carga durante la mitad positiva del periodo de la corriente alterna, almacenando energía eléctrica, y se descarga lentamente durante la mitad negativa suministrando corriente a la carga. Así, la salida se suaviza resultando en una corriente continua. El valor de la capacidad del condensador influye en la suavidad de la salida de corriente continua, ya que cuanto mayor sea su valor, podrá suministrar una corriente más constante a la carga. Además, la reducción de oscilaciones también se ve influenciada por el condensador ya que la mayor capacidad para almacenar energía eléctrica permite mantener una tensión de salida más constante. Sin embargo, ha de tenerse en cuenta que un condensador más grande puede aumentar ligeramente el tiempo de respuesta del sistema, ya que requiere más tiempo para cargarse y descargarse.

De manera analítica, se determina el valor de la resistencia que aparece a la entrada del rectificador, R_{ac} . Este queda definido en la ecuación 3.27 y debe ser el que coincida con el valor determinado en apartados previos para una transferencia de energía maximizada. Las ecuaciones 3.25 y 3.26 ilustran la teoría básica de circuitos mediante la que se define el valor RMS de la tensión y la corriente en la entrada del rectificador.

$$I_{ac} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_0 \quad (3.25)$$

donde I_0 representa la corriente que fluye por la carga.

$$V_{ac} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_0 \quad (3.26)$$

donde V_0 representa la tensión a la que se somete la carga.

$$R_{ac} = \frac{V_{ac}}{I_{ac}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_0}{I_0} = \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (3.27)$$

donde R_L representa el valor de la carga.



3.9.2.- Simulación en LTSpice

Una vez seleccionado el tipo de rectificador adecuado para el sistema, el siguiente paso consiste en analizar su integración en el circuito previamente diseñado en LTSpice con las inductancias compensadas. Así, se comprueba como el rectificador, en conjunto con las inductancias compensadas, influye en la eficiencia y el rendimiento del sistema de transferencia inalámbrica de energía.

La figura 3.39 muestra el circuito en LTSpice una vez añadido el rectificador y el condensador.

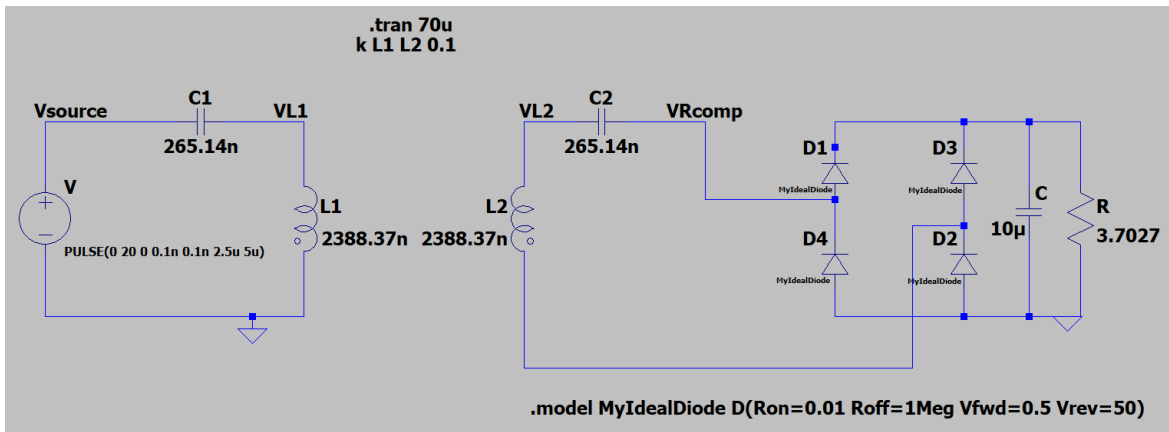


Figura 3.39.- Configuración del circuito que modela el sistema de acoplamiento inductivo en LTSpice con compensación de las inductancias de la bobina primaria y secundaria y rectificación

El valor de la carga se define teniendo en cuenta la ecuación 3.27 y el valor de resistencia óptimo que debe verse a la entrada del rectificador, 3.0013Ω , según la ecuación 3.11. Así, se obtiene lo indicado en la ecuación 3.28, es decir, 3.7027Ω .

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} R_L \Rightarrow R_L = \frac{\pi^2}{8} R_{ac} = \frac{\pi^2}{8} \cdot 3.0013 = 3.7027\Omega \quad (3.28)$$

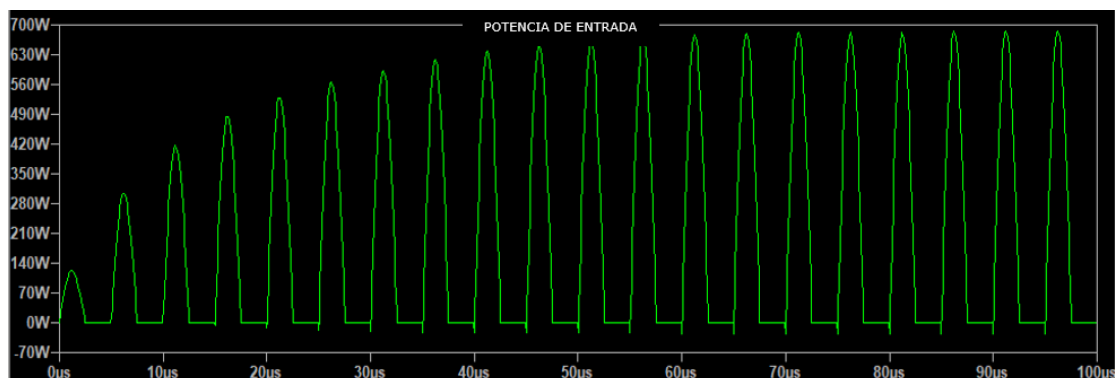
Por otro lado, el valor del condensador colocado en paralelo a la carga se escoge de $10\mu\text{F}$, lo que dará lugar a un tiempo de estado transitorio algo mayor que en los casos hasta ahora estudiados. Este tiempo podría reducirse disminuyendo el valor del condensador, pero también resultando en una capacidad de



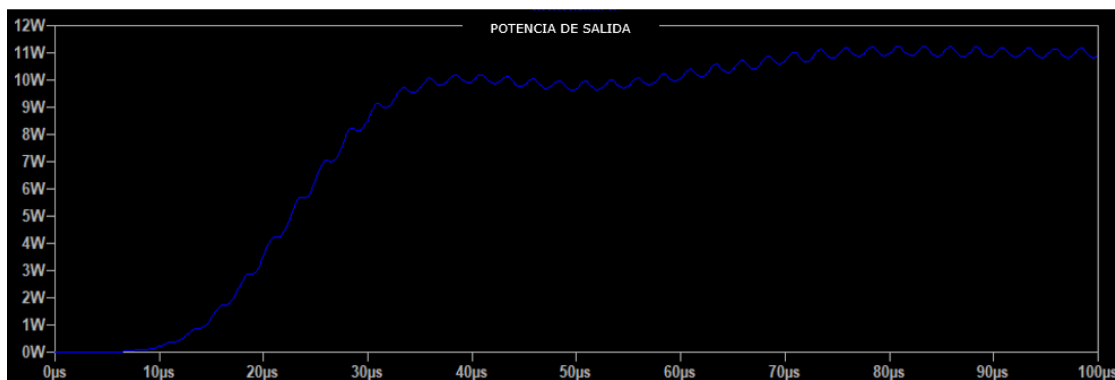
almacenamiento de energía más reducida y, por lo tanto, en una salida de corriente continua con mayor rizado y menos suavidad.

Respecto a la configuración de los diodos, se ha optado por el modelo 'model MyIdealDiode D (Ron=0.01 Roff=1Meg Vfwd=0.5 Vrev=50)'. Este modelo cuenta con una resistencia de conducción, Ron, de 0.01 ohmios lo que indica una baja resistencia cuando el diodo se encuentra conduciendo; una resistencia en estado de bloqueo, Roff, de 1 megohmio, es decir, con una alta resistencia cuando el diodo no conduce; una caída de tensión directa cuando el diodo conduce, Vfwd, de 0.5V y una caída de tensión inversa cuando el diodo está polarizado inversamente, Vrev, de 50V pudiendo soportar esta tensión antes de sufrir un daño. Estos parámetros permiten simular un diodo con baja pérdida en conducción, mínima corriente de dispersión, y una tolerancia definida con la tensión inversa.

Bajo estas condiciones, alimentando con 20V el sistema, se obtiene una señal de potencia entregada a la carga, mostrada en la figura 3.40, mucho más lisa.



(a)



(b)

Figura 3.40.- Potencia de entrada (a) y (b) del sistema con compensación de las inductancias de la bobina primaria y secundaria y rectificador



Concretamente, suministrando unos 685W de pico al sistema, se logra entregar unos 11W de pico a la carga. En términos de potencia media, se entregan 10.834W a la carga cuando se suministran 214.26W al sistema.

Con la adición de un rectificador y un condensador, se aprecia claramente cómo la potencia entregada a la carga se asemeja a una señal continua. Esto permite una entrega de potencia más constante, lo que aumenta el rendimiento de la transferencia de potencia en el sistema.



4. Fabricación de espiras físicas y análisis de la transferencia de potencia en un entorno controlado.

Para materializar el diseño de las bobinas y evaluar su funcionamiento práctico, se lleva a cabo el proceso de fabricación y prueba de los componentes físicos.

4.1.- PROCESO DE FABRICACIÓN

Una vez diseñadas las bobinas y estudiado el enlace mediante simulaciones, el análisis del sistema de transferencia inalámbrica de potencia mediante enlace inductivo continua con la fabricación de los componentes que lo componen.

Empleando el software de diseño KiCad [40] se diseñan dos placas de circuito impreso (PCB, Printed Circuit Board), una para la parte transmisora y otra para la receptora, que incluyen las bobinas y albergan los distintos componentes asociados. Posteriormente se ensamblan estos para finalmente verificar la integridad del diseño mediante la realización de diferentes medidas.

4.1.1.- Software de diseño KiCad

Kicad es un software de diseño que proporciona herramientas para el diseño de circuitos electrónicos y la creación de placas de circuito impreso. Cuenta con un editor de esquemáticos que permite colocar y conectar símbolos electrónicos para representar los componentes del circuito y, ofrece una biblioteca de componentes estándar y la posibilidad de crear y gestionar bibliotecas propias y personalizadas. Por otro lado, cuenta también con un editor de PCB que permite ubicar componentes, trazar pistas y planificar la disposición de las capas del PCB. Este



editor dispone de herramientas para verificar las reglas de diseño y permite visualizar el diseño de la PCB en 3D.

4.1.2.- Diseño de PCBs

Con el objetivo de construir tanto parte transmisora como receptora, se diseñan dos PCBs. Por un lado, la primera de ellas incluye la bobina impresa en el propio cobre de la placa y la marca de los espacios para la colocación de los condensadores. Esta se realiza mediante pads y vías que, en general, son áreas de cobre donde se sueldan los componentes y pequeños orificios revestidos de cobre que permiten interconectar las distintas capas de la PCB respectivamente. La forma concreta en la que se han realizado pads y vías en este diseño se explica en los párrafos posteriores. Por otro lado, la segunda PCB contará con otra bobina igual y las indicaciones para la colocación de condensadores para la compensación de impedancias y del puente de diodos para la rectificación. Además, ambas PCBs incluirán conectores diseñados para facilitar la conexión de distintas cargas y con los diferentes aparatos de medida.

Previamente a la impresión de las placas, los pasos seguidos para realizar su diseño incluyen la creación de un esquemático, ajustando este a los componentes disponibles en el laboratorio y, en caso de que algunos componentes no estén disponibles en las librerías de KiCad, su creación. Una vez realizado el circuito esquemático, se lleva a cabo la asignación de huellas a cada componente. Esto implica obtener la huella de la bobina diseñada, utilizar bibliotecas preexistentes para los componentes estándar y, en caso de que se requieran huellas específicas que no estén disponibles en estas bibliotecas, realizar una búsqueda o crearlas de manera personalizada. Por último, con las huellas ya asignadas, se colocan los distintos elementos en la PCB optimizando el espacio y minimizando interferencias electromagnéticas.

De forma predeterminada, al crear un nuevo proyecto para cada PCB, se dispondrá de dos interfaces, una para la elaboración del esquemático (“Editor de esquemas”) y otra para la de la placa (“Editor de placas”).

Para el primer paso, la creación del esquemático, se emplea la interfaz “Editor de esquemas” que se puede ver en la figura 4.1.

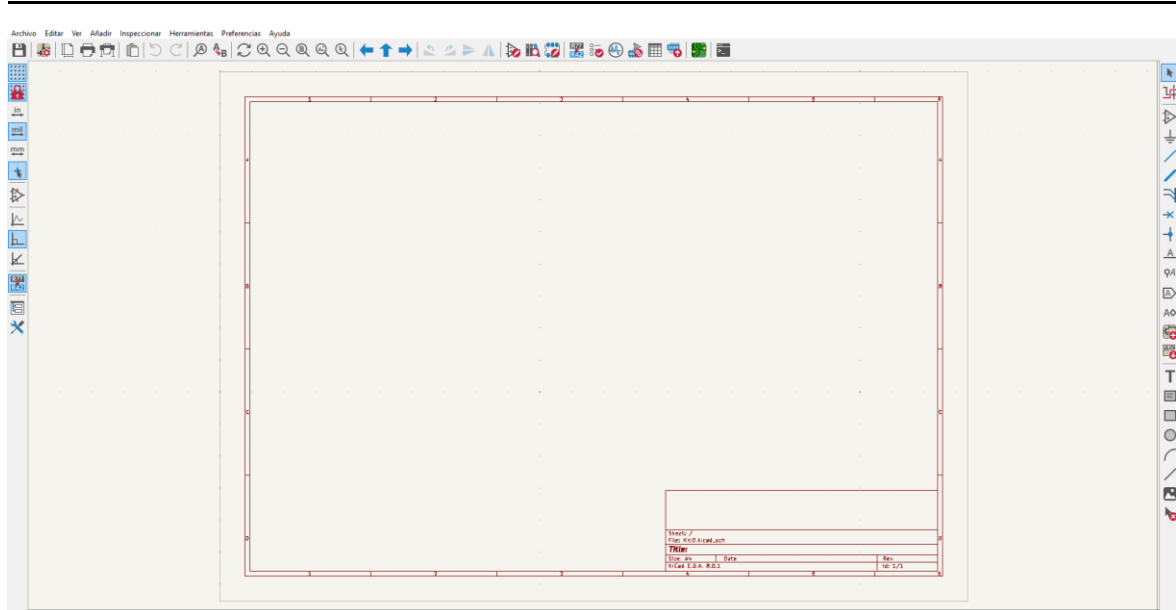


Figura 4.1.- Editor de esquemas en KiCad

El menú de la derecha permite añadir diferentes símbolos, como condensadores, bobinas, y diodos y, según se muestra en el ejemplo de la figura 4.2, asociarle una huella de entre las disponibles en las bibliotecas de Kicad.

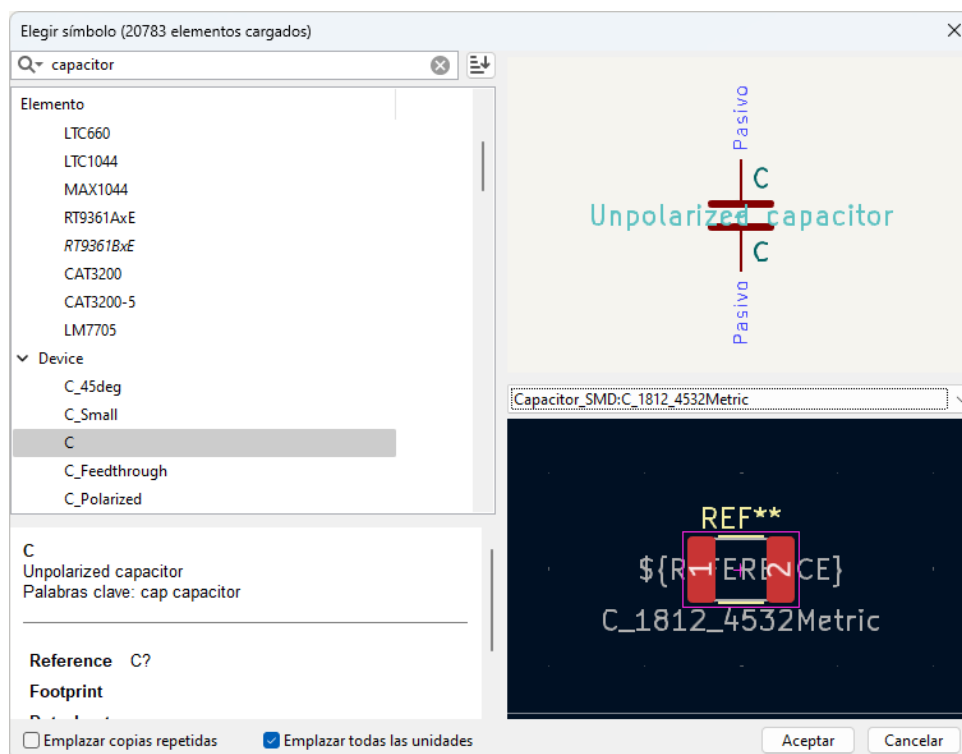


Figura 4.2.- Ejemplo de selección del condensador “Capacitor C” y asociación de huella “Capacitor_SMD:C_1812_4532Metric”



Cabe la posibilidad de que exista un símbolo que encaje en las necesidades del diseño, pero no una huella que se adapte a las dimensiones reales de los componentes disponibles. La solución en ciertos casos resulta sencilla, basta con buscar en diferentes páginas web los archivos de símbolos y huellas correspondientes al componente deseado e importarlos a la carpeta del proyecto.

En este punto se dispone de símbolos y huellas para prácticamente cada componente. No obstante, a pesar de que se puede usar el símbolo de una bobina genérica para la que formará parte del diseño, es necesario importar la huella con las proporciones adecuadas para dimensionar correctamente las PCBs. Para ello, desde el prototipo creado con Ansys se debe exportar la geometría de una de las bobinas en formato .dxf (Modeler >> Export: AutoCAD dxf). De esta manera se obtiene su geometría que puede editarse con programas de diseño 2D, como LibreCAD, desde los que ajustar sus propiedades. En este caso, como se muestra en la figura 4.3, se exporta solo el contorno de la geometría por lo que se emplea LibreCAD para obtener una huella poligonal. Además, al tratarse de un software de diseño 2D y ser nuestro diseño en 3D, solo se trata una de las caras, aquella que contiene la bobina y no una de las extensiones para su conexión. Al tratarse de un simple rectángulo, esta se añadirá desde el editor de huellas de KiCad.

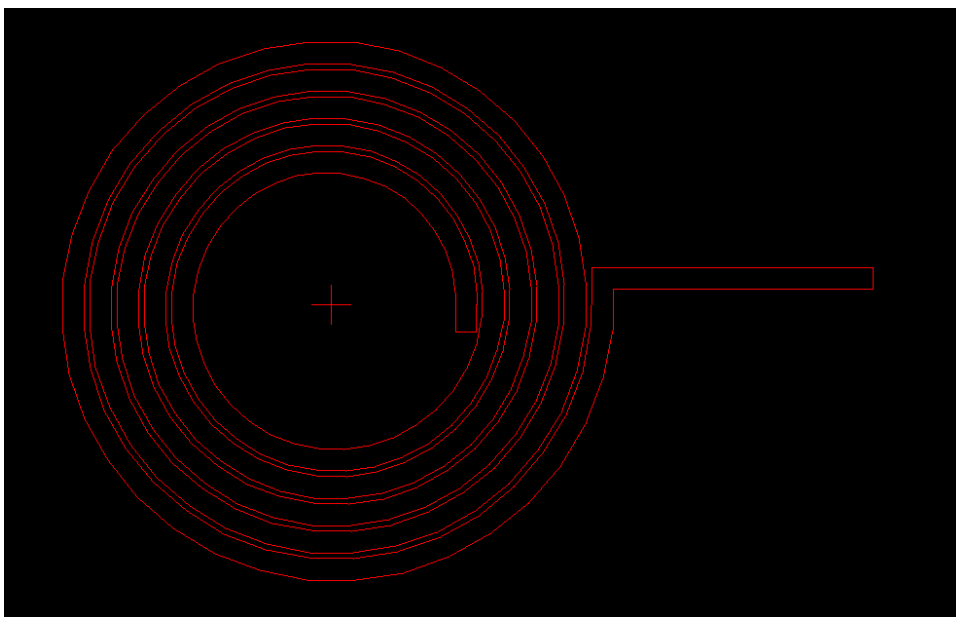


Figura 4.3.- Contorno de la geometría de la bobina diseñada en LibreCAD



Empleando el software auxiliar de diseño asistido por ordenador para el diseño en dos dimensiones, se completa la huella de manera que esté completamente rellena. El resultado se muestra en la figura 4.4.

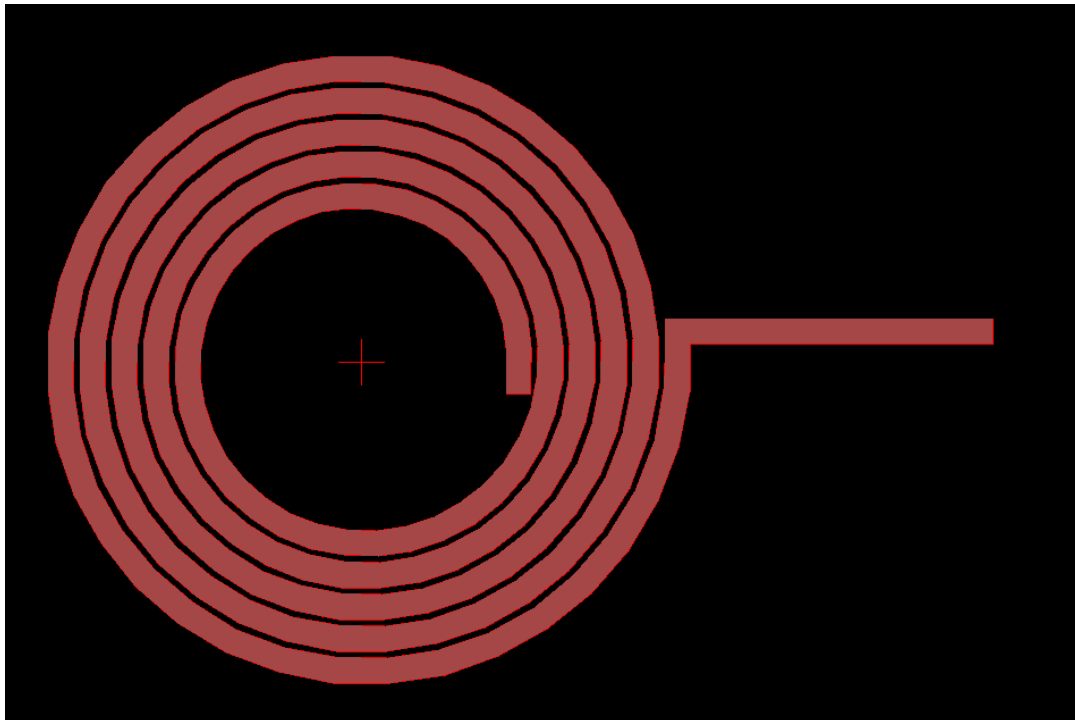


Figura 4.4.- Geometría de la bobina diseñada en LibreCAD

Este diseño ya el que se emplea para realizar la huella en KiCad por lo que se exporta en formato .dxf y, desde el editor de huellas de Kicad se siguen los pasos a continuación explicados. Se crea una nueva huella y se importa la geometría ajustada con libreCAD (Archivo >> Importar gráfico). Como se hizo para el conector, se ajustan tamaños, se añaden pads y vías e incluso partes adicionales de la huella que se encuentren en otras capas de la PCB diferentes a la principal.

El resultado final se muestra en la figura 4.5. En ella se puede apreciar cómo se ha añadido un rectángulo para crear la conexión del otro extremo de la bobina. Este extremo aparece en color azul ya que se encuentra en la cara inferior de la PCB. Por esta razón, los elementos en rojo correspondiente a la capa superior se unen mediante una vía al azul.

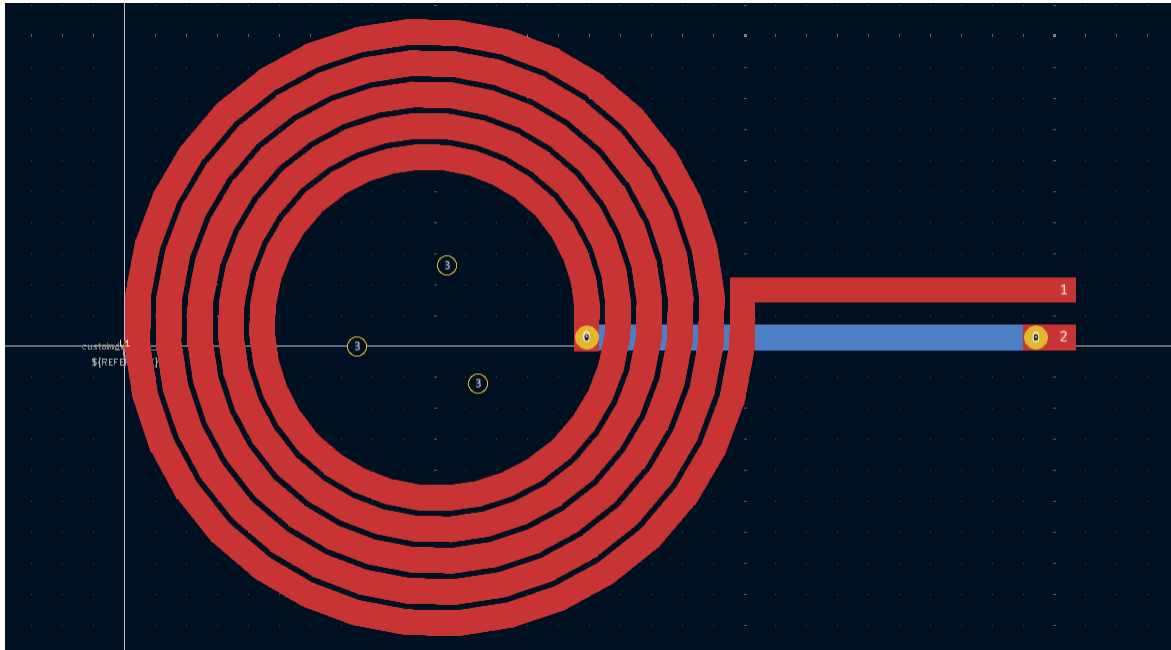


Figura 4.5.- Huella de la bobina diseñada

Por su parte, se observan también los pads añadidos. En este caso, para las conexiones, son de tipo SMD ya que se emplearán para continuar las pistas de cobre. En el centro de la bobina, con el número tres se pueden ver otros tres de tipo pasante. Estos se han colocado con el propósito de emplearlos para alinear ambas PCBs empleando tornillos de plástico y así, realizar el estudio del enlace de transferencia inalámbrica de energía mediante acoplamiento inductivo.

Finalizado el proceso de adquisición, creación y colocación de símbolos con sus respectivas huellas, el resultado puede observarse en las figuras 4.6 y 4.7 que representan el circuito de la PCB transmisora y receptora respectivamente.

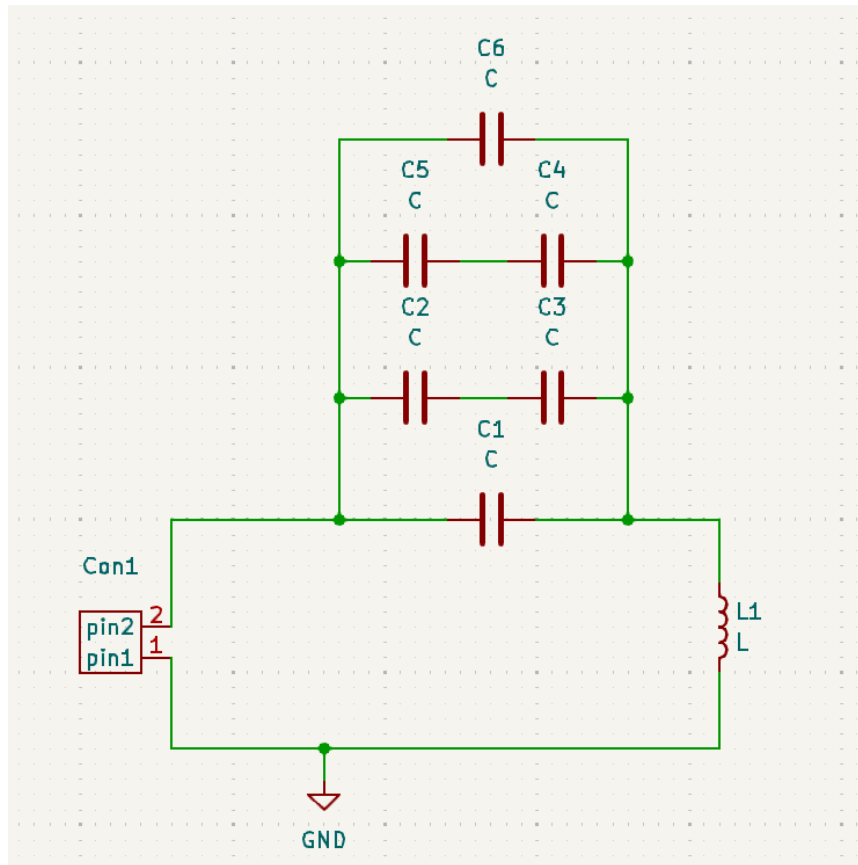


Figura 4.6.- Circuito esquemático para PCB transmisora

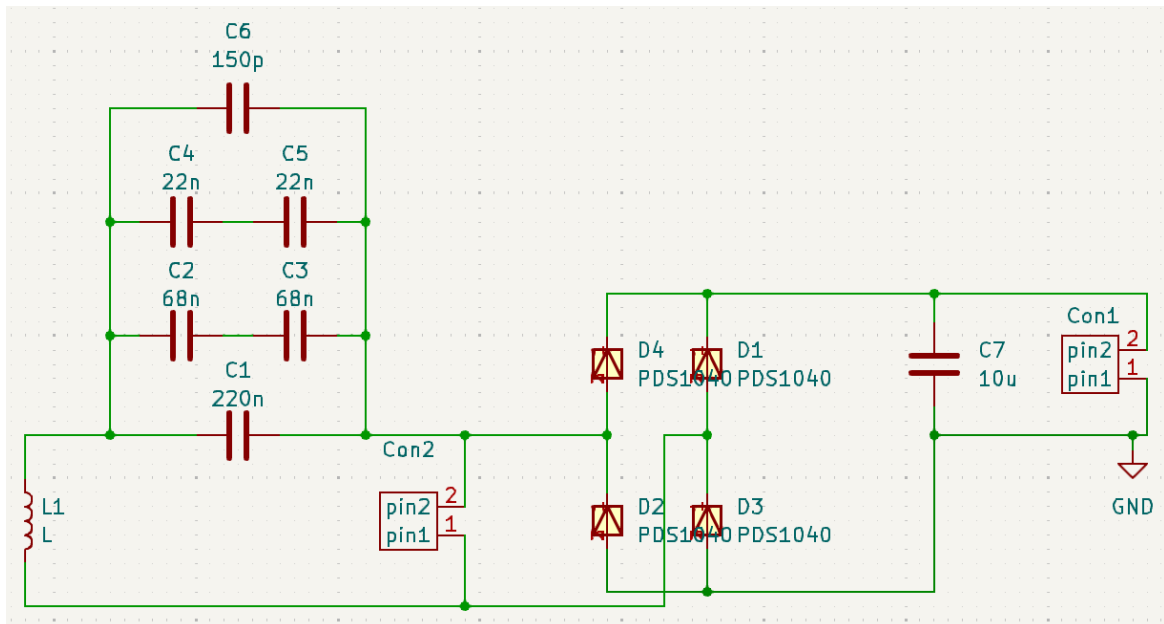


Figura 4.7.- Circuito esquemático para PCB receptora



Salta a la vista la utilización de varios condensadores para alcanzar la resonancia a una frecuencia de operación de 200kHz en lugar de haber colocado solamente uno, como se hacía en las simulaciones con LTSpice. Esto se debe a que en el laboratorio no se dispone de un condensador con el valor exacto de 264.15nF, por lo que se emplean varios de los disponibles, combinándolos en serie y paralelo, para obtener una capacidad lo más cercana posible a este valor. Así, según la ecuación 4.1, con la configuración mostrada en las figuras 4.6 y 4.7, se obtiene una capacidad de 265.15nF.

$$\begin{aligned} C_{TOTAL} &= C_1 + \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3} + \frac{C_4 C_5}{C_4 + C_5} + C_6 = \\ &= 220nF + \frac{68nF \cdot 68nF}{68nF + 68nF} + \frac{22nF \cdot 22nF}{22nF + 22nF} + 150pF = 265.15nF \end{aligned} \quad (4.1)$$

Aunque una diferencia de 1nF podría alterar ligeramente la frecuencia de resonancia teórica, en la práctica, las variaciones y tolerancias propias de los componentes y el entorno de operación hacen que esta diferencia no tenga un impacto significativo en el rendimiento general del sistema ya que contribuyen a que la resonancia no se ajuste exactamente a la teoría.

Con los circuitos esquemáticos completados, el siguiente paso se realiza en el editor de placas de KiCad. Al abrirlo, el primer paso es importar el diseño del esquema en la PCB (Actualizar placa desde esquema). Todos los componentes aparecerán inicialmente desordenados, como muestra la figura 4.8, y se deben colocar en la PCB de la mejor manera posible, considerando la minimización de interferencias electromagnéticas y la optimización de la ruta de las pistas. Con los componentes colocados, o bien en la capa frontal de cobre o bien en la trasera, simplemente queda trazar las pistas que los conectan eléctricamente. Estas pistas aparecen indicadas por el propio editor por lo que solo habrá que seguir estas indicaciones y adaptar sus propiedades, como el ancho de estas, al diseño deseado. Mientras que los componentes de inserción se unen mediante pistas por la capa contraria, los SMD se unen por la misma capa.

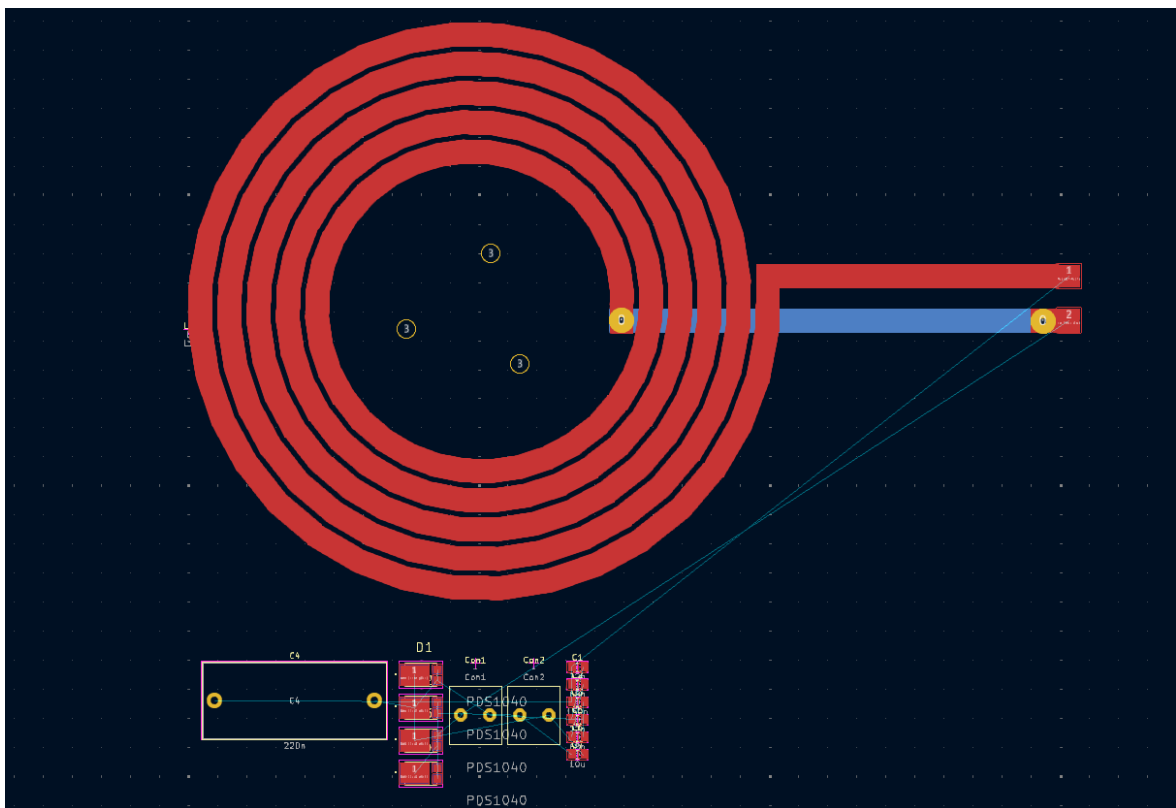


Figura 4.8.- Esquemático recién importado en el editor de placas

Seguidos estos pasos, las figuras 4.9 y 4.10 muestran el resultado tras haber importado los esquemáticos, colocado los componentes y trazado las pistas.

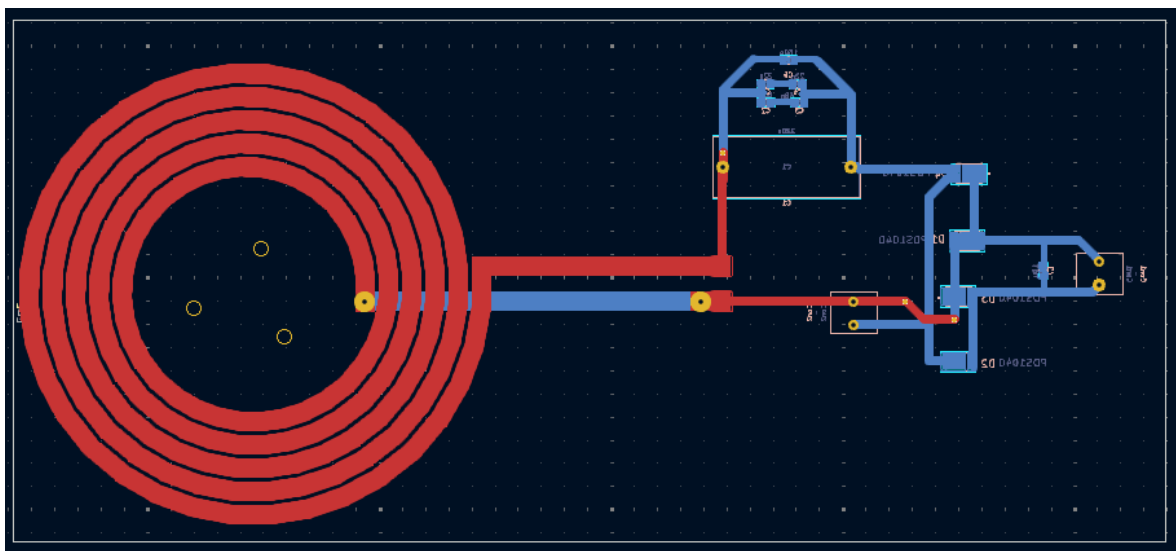


Figura 4.9.- Diseño de la PCB receptora

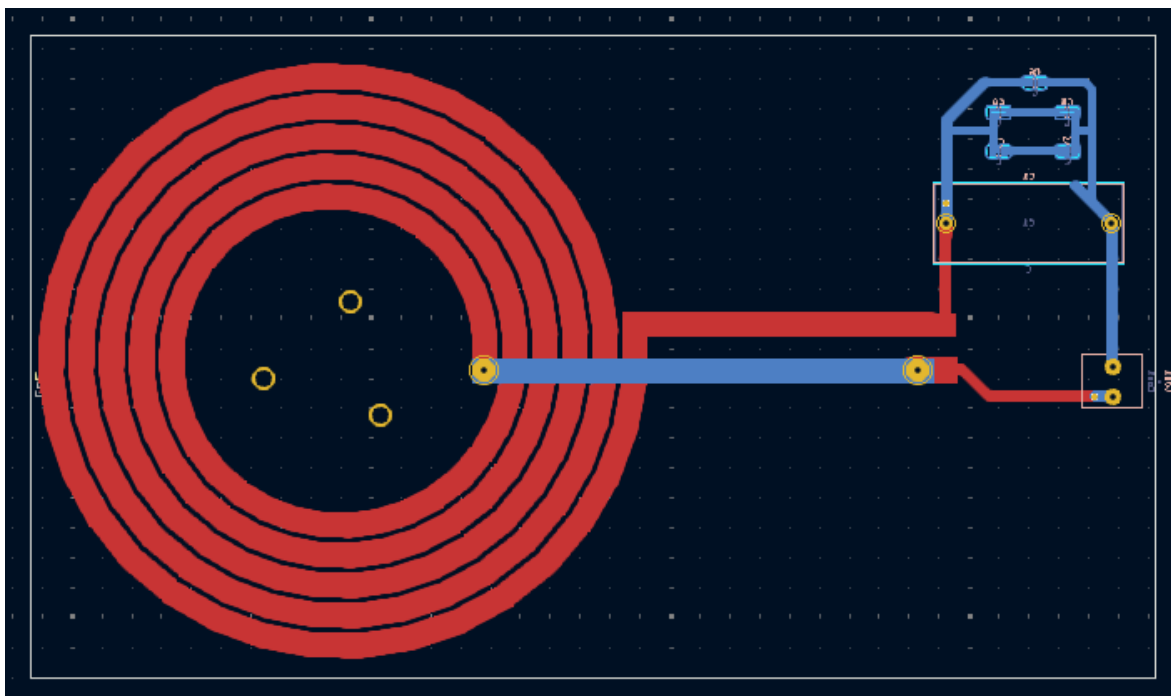


Figura 4.10.- Diseño de la PCB transmisora

Una vez completado el diseño de la PCB en KiCad, se generan los archivos necesarios para su fabricación y se envían las placas a fabricar.

Las placas en circuito impreso resultantes se pueden apreciar en las figuras 4.11 y 4.12. Ya que la calidad de la impresión no siempre es perfecta, se han realizado algunos retoques utilizando estaño para garantizar la conducción eléctrica a través de las pistas.

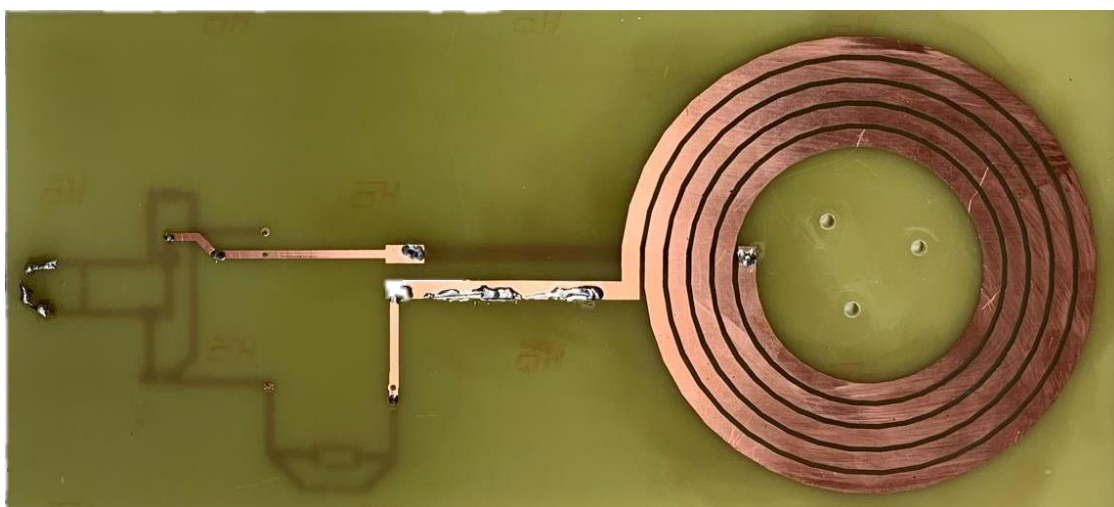


Figura 4.11.- PCB para la parte receptora

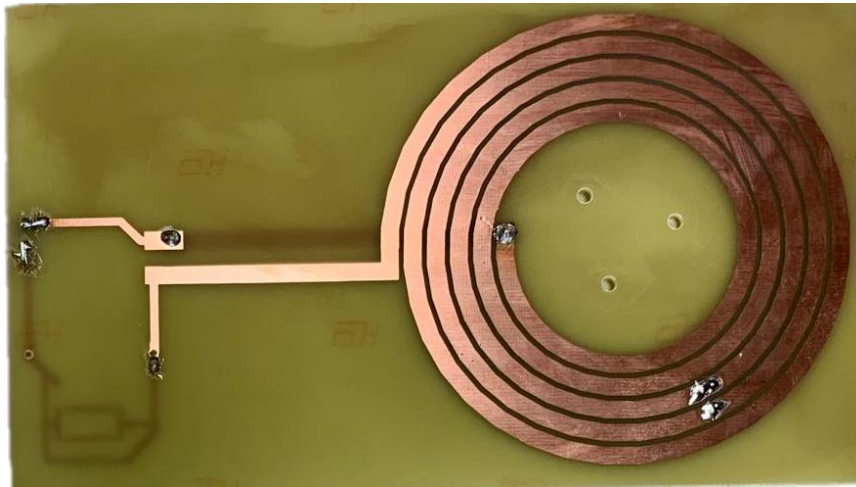


Figura 4.12.- PCB para la parte transmisora

Se puede apreciar, tanto para el caso de los pads en el centro de las bobinas como para aquellos correspondientes a la inserción de componentes, que se han realizado las perforaciones manualmente adaptando el diámetro a las necesidades de diseño.

4.2.- MEDICIÓN DE LAS ESPIRAS EN UN ANALIZADOR DE IMPEDANCIAS

En esta sección, se presentan los resultados de las mediciones realizadas a las bobinas diseñadas para la transferencia inalámbrica de energía utilizando un analizador de impedancias. Con ellos se pretende validar los parámetros simulados durante el diseño y comprobar la correcta fabricación de la PCB. Los parámetros medidos incluyen la inductancia y la resistencia eléctrica en función de la frecuencia, el acoplamiento entre bobinas a diferentes separaciones y la compensación con condensadores.

El montaje empleado para llevar a cabo las diferentes mediciones puede apreciarse en la figura 4.13. Concretamente, se ilustra el caso en el que se mide el acoplamiento entre las dos bobinas por lo que ambas están unidas por tornillos de plástico que permiten ajustar la separación entre ellas. Para medir las

características individuales de las bobinas se emplea la misma configuración, pero uniéndose solo la bobina a medir.



Figura 4.13.- Montaje para las mediciones de las espiras y su acoplamiento

El montaje consiste en un analizador de impedancias conectado a las dos bobinas mediante un cable largo. El cable emplea un conector SMA en un extremo y BNC en el otro. En el analizador y las bobinas se usan también los conectores correspondientes. Este cable largo busca minimizar las interferencias del campo entre las bobinas y el analizador, ya que no hay un núcleo conductor y se trata de transferencia de energía por el aire. Para evitar los parásitos que introducen el cable y de los conectores se ha realizado una calibración del analizador de impedancias con el cable y los conectores.

4.2.1.- Parámetros de las espiras

Para caracterizar las espiras individualmente, se realiza la medición de su autoinductancia y su resistencia eléctrica en función de la frecuencia. Las figuras 4.14 y 4.15 muestran los resultados obtenidos que permiten comparar los parámetros reales con los valores simulados para corroborar que las bobinas construidas cumplen con las características de diseño.

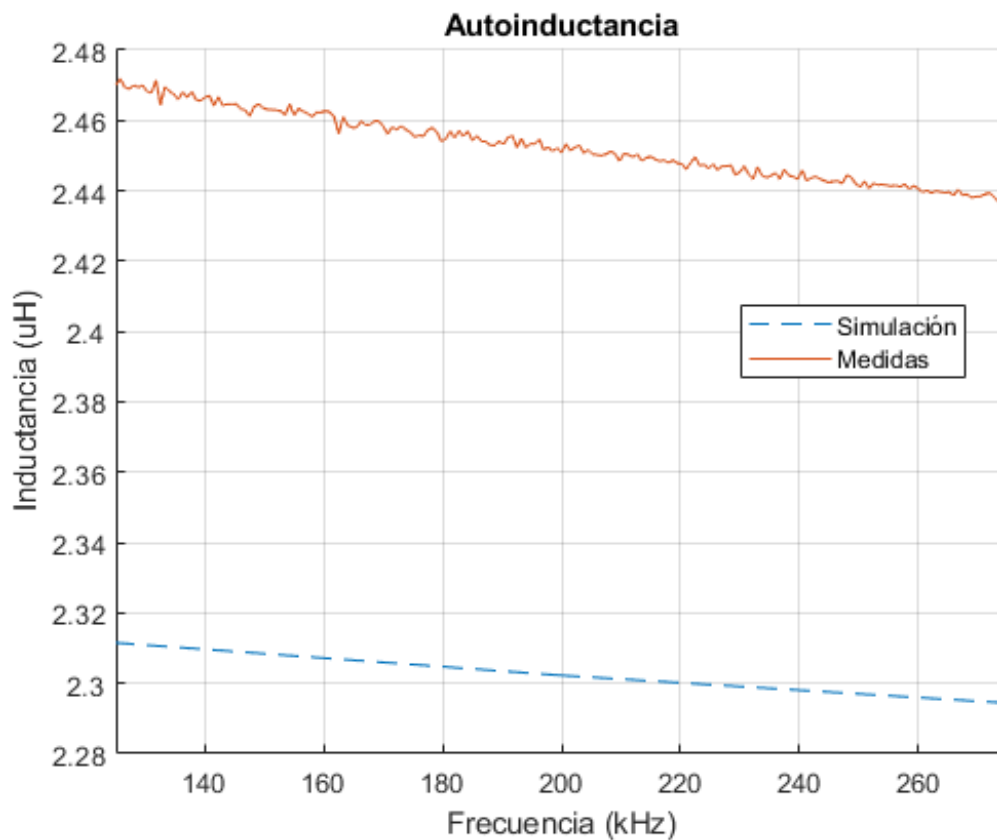


Figura 4.14.- Comparación entre la autoinductancia medida y simulada de las bobinas

En la figura 4.14 se observa que la autoinductancia medida es unos 150nH superior a la obtenida mediante simulación. A pesar de esta diferencia, el comportamiento general, tendencia a disminuir con la frecuencia, se mantiene coherente con el modelo teórico simulado. Desde el punto de vista de la transmisión inalámbrica de energía, una autoinductancia ligeramente mayor conllevará una mejora del acoplamiento magnético y, por tanto, de la eficiencia del sistema. Es



importante comprobar la similitud del modelo simulado con los parámetros reales medidos para evitar diseñar y optimizar el resto del sistema a una autoinductancia específica simulada, ya que la diferencia con la real podría causar desajustes en el circuito resonante, reduciendo la eficiencia.

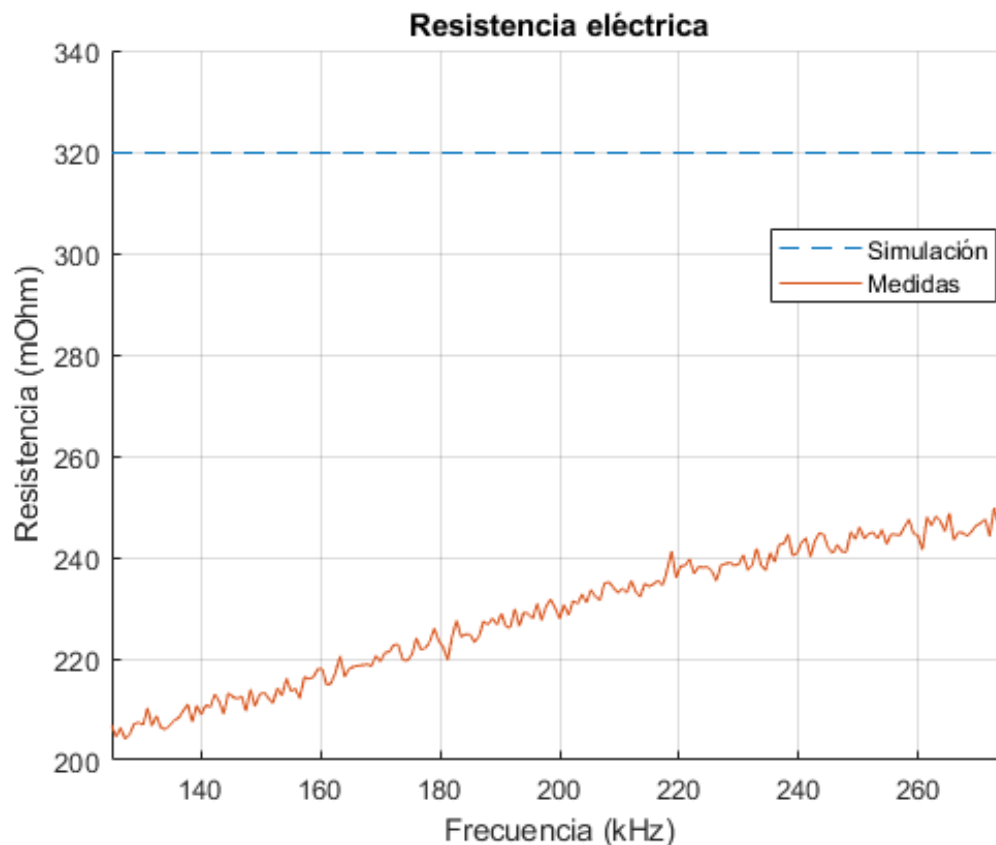


Figura 4.15.- Comparación entre la resistencia eléctrica medida y simulada de las bobinas

La figura 4.15 ilustra como la resistencia eléctrica de las espiras varía con la frecuencia. En las simulaciones, la resistencia eléctrica resulta en unos 320mΩ. Sin embargo, las medidas reales muestran un aumento de la resistencia con la frecuencia, comienza en poco más de 200mΩ para una frecuencia de aproximadamente 120kHz y se incrementa hasta alcanzar los 250mΩ a unos 280kHz. Este incremento de la resistencia con la frecuencia es un comportamiento esperado probablemente debido al efecto piel y las pérdidas adicionales en el material conductor a aumentar la frecuencia. La diferencia entre la simulación y las medidas reales podría deberse a la manera en que se modela el paso de una cara



de la PCB a la otra, ya que el diseño de ANSYS incluye un cilindro para simular una vía mientras que en la fabricación real se emplean vías hechas con las patas de componentes y soldadas con estaño. En relación con la transferencia inalámbrica de energía, el hecho de que la resistencia medida sea inferior a la estimada implica menores pérdidas resistivas, lo que mejora ligeramente la eficiencia. Sin embargo, aunque el valor de la resistencia mejora con respecto a la estimación de la simulación de $320\text{m}\Omega$, el aumento progresivo de la resistencia puede impactar la eficiencia a frecuencias más altas. Por ello, debe considerarse operar en bandas de frecuencia específicas para maximizar la transferencia de energía y minimizar las pérdidas.

4.2.2.- Acoplamiento para distintas separaciones verticales

Con la comprobación de que las bobinas fabricadas cumplen con los parámetros de diseño realizada, se realizan medidas del acoplamiento entre las dos bobinas a distintas separaciones verticales con el fin de evaluar la similitud entre la eficiencia real y la simulada.

Para llevar a cabo esta comprobación se emplea el método a continuación explicado, teniendo en cuenta el esquema mostrado en la figura 4.16.

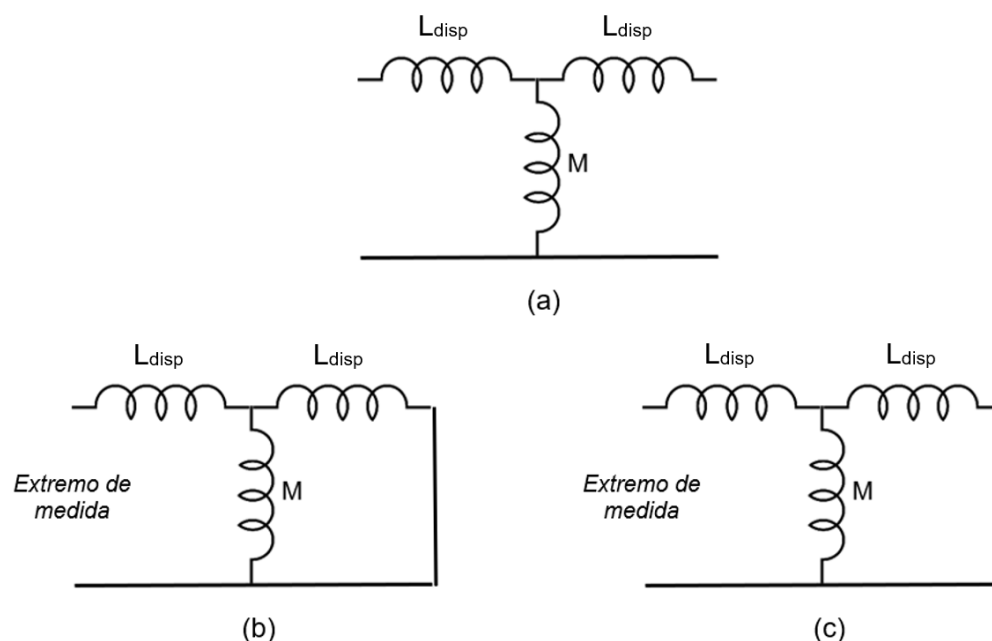


Figura 4.16.- Esquema de medida



Considerando el modelo T de las dos bobinas acopladas y, suponiendo que al tratarse de dos bobinas iguales la inductancia de dispersión de ambas es la misma, se tiene lo mostrado en la figura 4.16 (a).

Si en un extremo se realiza un cortocircuito, como muestra la figura 4.16 (b), la inductancia medida desde el otro extremo será la suma de la inductancia de dispersión de una de las bobinas con el paralelo de la inductancia mutua con la inductancia de dispersión de la otra bobina, como se define en la ecuación 4.2.

Por lo contrario, si un extremo se mantiene en circuito abierto, como muestra la figura 4.16 (c), la inductancia medida desde el otro extremo será la suma de la inductancia de dispersión de la bobina desde la que se realiza la medida y la inductancia mutua, como se define en la ecuación 4.3.

$$\text{Extremo en cortocircuito} \Rightarrow L_{disp} + \frac{L_{disp}M}{L_{disp}+M} = L_{cc} \quad (4.2)$$

$$\text{Extremo en circuito abierto} \Rightarrow L_{disp} + M = L_{ca} \quad (4.3)$$

Donde L_{cc} representa la inductancia medida con un extremo en cortocircuito, L_{ca} la inductancia medida con un extremo en circuito abierto, L_{disp} la inductancia de dispersión de las bobinas y M la inductancia mutua.

Operando con las ecuaciones 4.2 y 4.3 se obtienen los valores de inductancia mutua y de inductancia de dispersión, considerada igual para ambas bobinas, mostrados en las ecuaciones 4.4 y 4.5 respectivamente.

$$M = \sqrt{L_{ca}^2 - L_{ca}L_{cc}} \quad (4.4)$$

$$L_{disp} = L_{ca} - \sqrt{L_{ca}^2 - L_{ca}L_{cc}} \quad (4.5)$$

Siguiendo este procedimiento, se procesaron las medidas realizadas con las bobinas separadas 4mm, 10mm y 30mm. Los resultados se representan en las figuras 4.17, 4.18 y 4.19.

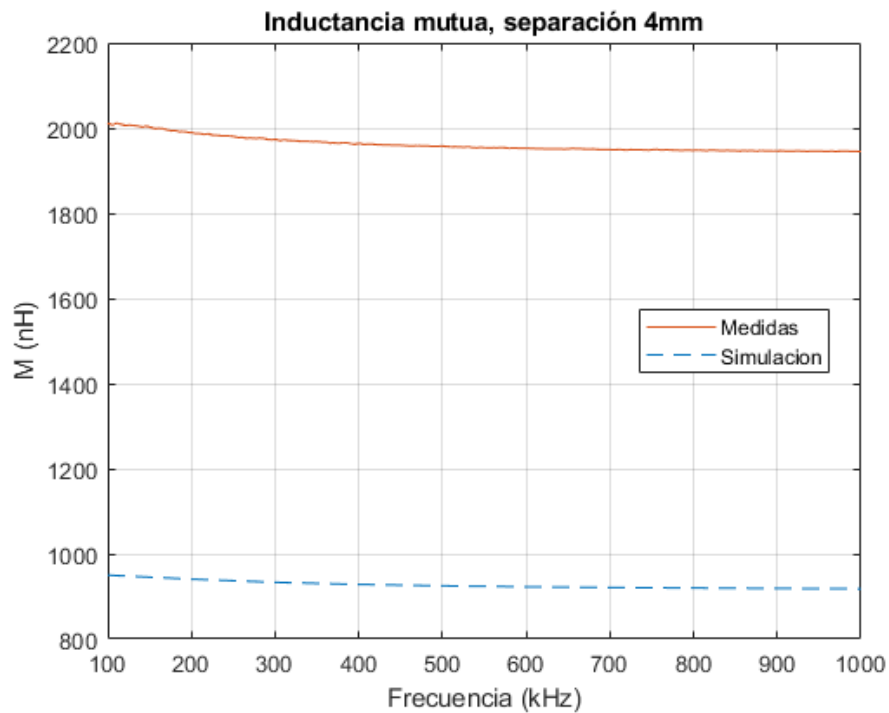


Figura 4.17.- Inductancia mutua entre las bobinas acopladas con una separación de 4mm entre ellas

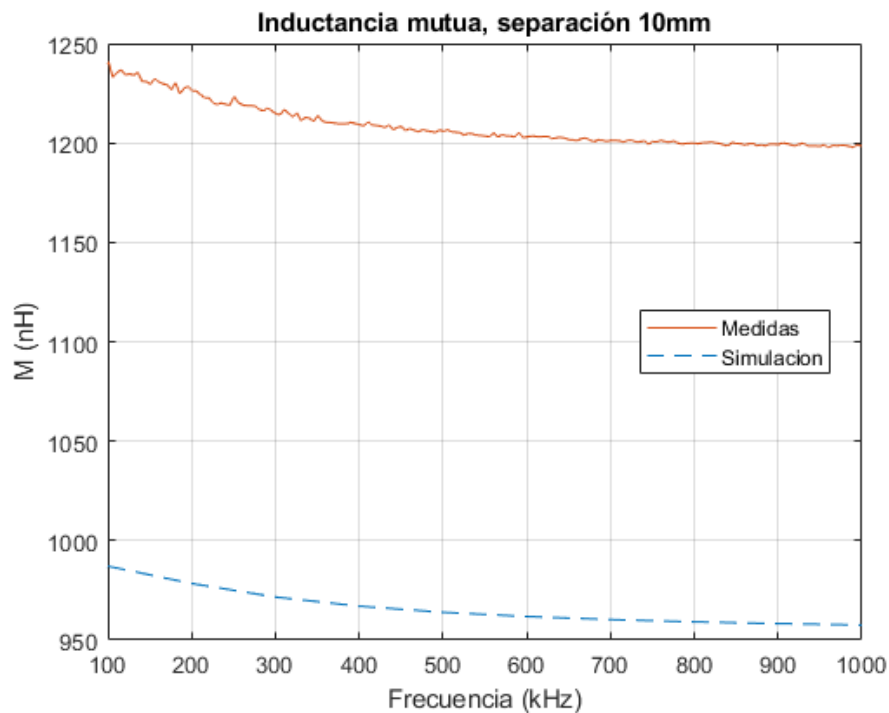


Figura 4.18.- Inductancia mutua entre las bobinas acopladas con una separación de 10mm entre ellas

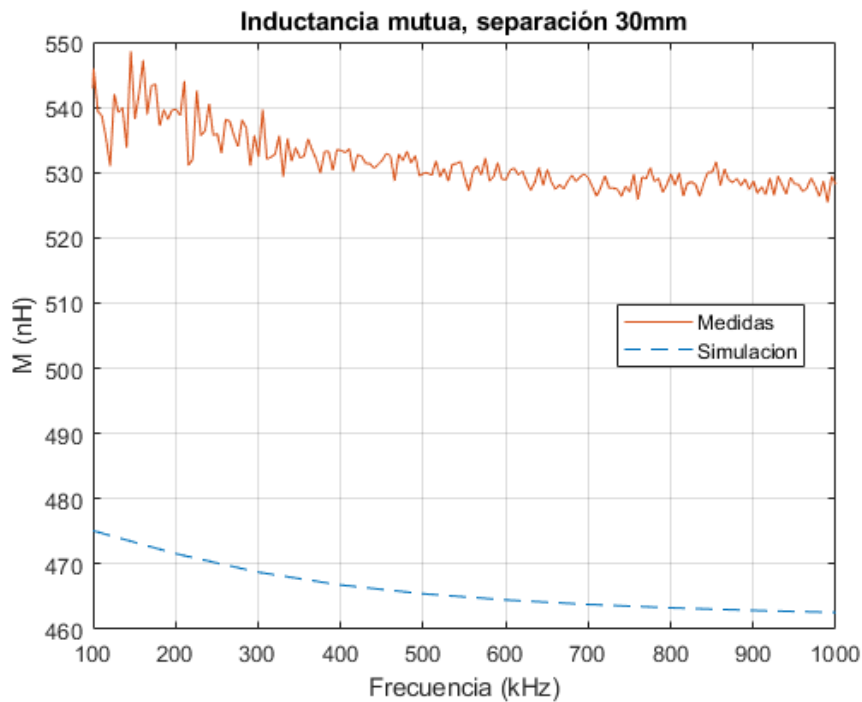


Figura 4.19.- Inductancia mutua entre las bobinas acopladas con una separación de 30mm entre ellas

Para el caso de 4mm de separación, en la simulación, la inductancia mutua varía desde aproximadamente 950nH a 100kHz hasta algo más de 900nH a 1MHz. Sin embargo, las medidas reales muestran una inductancia mutua significativamente mayor, comenzando en 2000nH a 100kHz y disminuyendo ligeramente a unos 1950nH a 1MHz. Para una separación de 10mm, la simulación indica que la inductancia mutua toma un valor algo mayor que 980nH a 100kHz y disminuye a unos 960nH a 1MHz. Las medidas reales, por otro lado, muestran valores más altos, comenzando en 1240nH a 100kHz y bajando a aproximadamente 1200nH a 1MHz. Con una separación de 30mm, la simulación muestra que la inductancia mutua empieza tomando un valor de unos 475nH a 100kHz y disminuyendo hasta algo más de 460nH a 1MHz. Las medidas reales resultan en valores ligeramente más altos y con mayor oscilación, comenzando alrededor de 540nH a 100 kHz, variando entre 530nH y 550nH, y alcanzando algo más de 525nH a 1MHz. En este caso, se observa una curva menos suave,



especialmente a frecuencias más bajas. Aunque se han intentado evitar, esto podría deberse a interferencias electromagnéticas en el entorno de medición.

En los tres escenarios considerados, si bien la tendencia es la misma, los resultados obtenidos con las medidas muestran una inductancia mutua mayor que la simulada. Esto puede deberse a varias causas. Por una parte, si bien las simulaciones resultan fundamentales para una primera aproximación de los resultados, cabe la posibilidad de que las simplificaciones y aproximaciones empleadas lleven a una subestimación de la inductancia mutua al no considerar ciertos aspectos físicos o geométricos del modelo. Además, las bobinas reales pueden tener características adicionales, como variaciones en la construcción, que no se consideran en las simulaciones.

Una mayor inductancia mutua obtenida en las medidas reales en comparación con los resultados de las simulaciones es beneficiosa para sistemas de transferencia inalámbrica de energía ya que implica un mejor acoplamiento entre las bobinas y, por tanto, una mayor eficiencia del sistema. Sin embargo, de nuevo la diferencia entre los resultados reales y las simulaciones reafirma la importancia de ajustar los diseños basados en simulación tras su validación con medidas reales con el fin de optimizar la transferencia de energía.

4.2.3.- Espiras compensadas

Una vez caracterizadas las bobinas y el acoplamiento magnético entre ellas se lleva a cabo la compensación de su inductancia mediante el uso de un condensador. De manera teórica, para que el sistema resonase a 220kHz, resultaba necesario el valor específico de 264.15nF. Para ello, sería necesario colocar varios condensadores en serie y paralelo, como se veía en la ecuación 4.1, al tratarse de un valor no normalizado. Sin embargo, en la práctica se realizaron pruebas concluyendo que un solo condensador con una capacidad de 220nF resultaría suficiente para hacer resonar ambas bobinas a una frecuencia cercana a los 200kHz y, lo que es más importante, ambas a la misma frecuencia. Esta configuración se muestra en la figura 4.20.

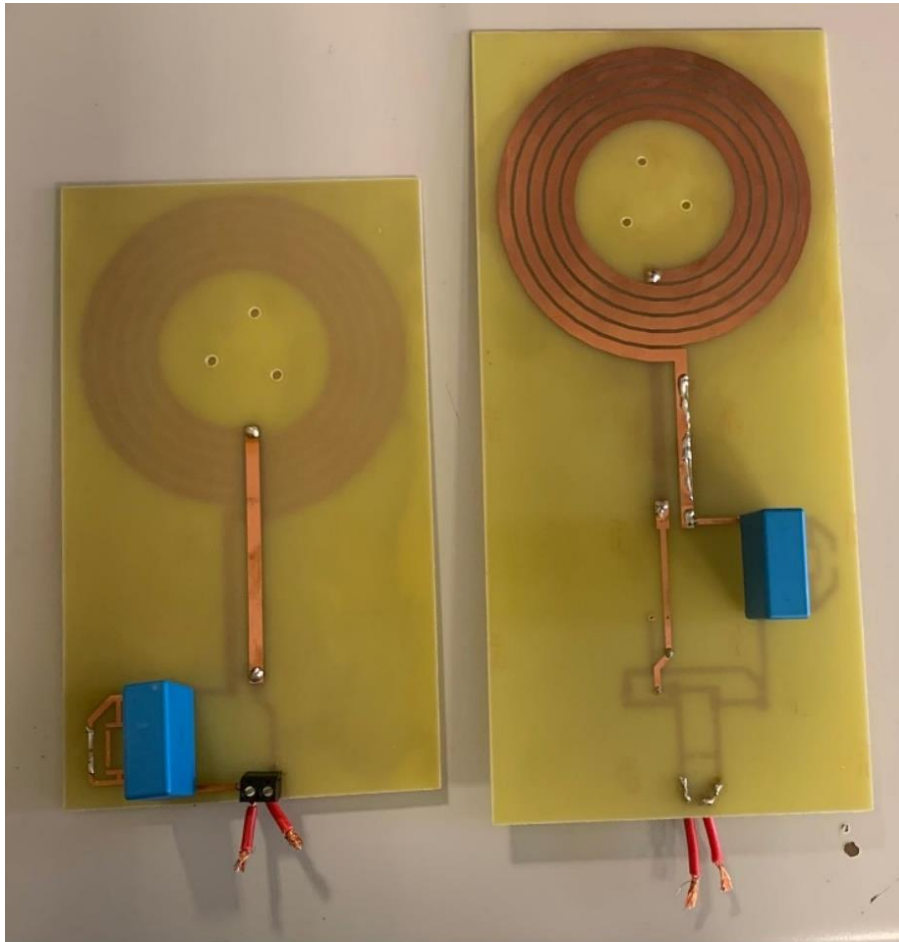


Figura 4.20.- Bobinas compensadas con un condensador de 220nF

La figura 4.21 muestra la impedancia total del sistema una vez compensado, es decir, la impedancia del conjunto en serie formado por la bobina y el condensador. Se representa el valor de la impedancia para ambos casos, la bobina primaria y la bobina secundaria. Aunque en teoría estas bobinas son iguales y se han compensado con condensadores también iguales, se aprecia una pequeña diferencia entre ellas. Específicamente, la impedancia de una de las bobinas crece un poco más rápido a partir de la frecuencia de resonancia, alcanzando esta resonancia 1kHz o 2kHz antes que la otra bobina. Esta mínima discrepancia puede deberse a pequeñas variaciones en los componentes o en el proceso de fabricación, pero no tiene un impacto significativo en el rendimiento global del sistema.

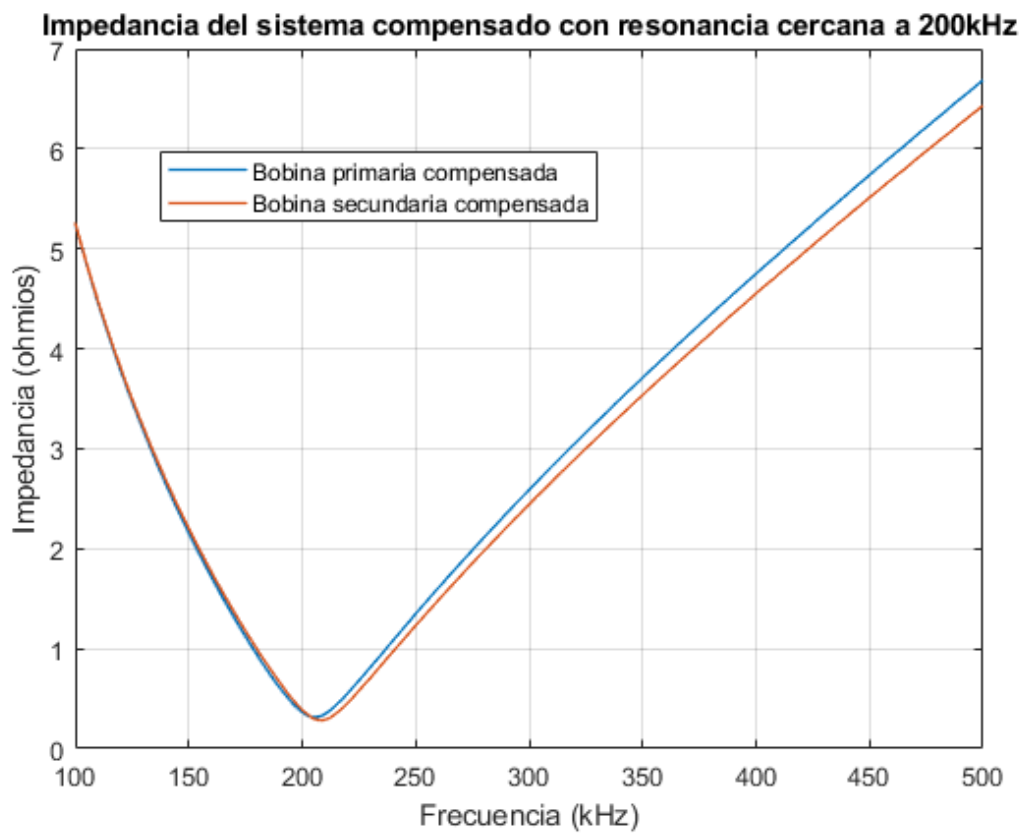


Figura 4.21.- Impedancia de las bobinas tras ser compensadas con una capacidad de 220nF

Otra de las observaciones es que, en la práctica, la compensación es menos sensible a las variaciones exactas del valor teórico de la capacidad empleada, lo que simplifica el diseño y la construcción del sistema al permitir el uso de condensadores con valores de capacidad estandarizados en lugar de requerir el ajuste preciso al valor teórico.



5. Conclusiones

En el presente Trabajo de Fin de Grado se ha llevado a cabo el diseño, simulación y fabricación de un par de bobinas para la transferencia inalámbrica de potencia mediante acoplamiento inductivo resonante. Empleando la herramienta de simulación ANSYS, se modelaron los parámetros característicos de las bobinas, incluyendo inductancia, resistencia y factor de calidad. Además, se analizó el acoplamiento entre ellas y cómo la separación, desalineamiento y ángulo de inclinación influyen en dicho acoplamiento. Con las bobinas ya diseñadas se evaluó la eficiencia de la transferencia entre bobinas y su mejora mediante la compensación de impedancias utilizando el software LTSpice. También, se estudió la posible implementación de un rectificador en la etapa receptora. Tras realizar estos análisis previos, se construyeron las bobinas usando el software de diseño KiCad y se comprobó la similitud del modelo fabricado con el diseño efectuado mediante medidas tomadas con un analizador de impedancias.

Los resultados obtenidos revelan un grado de acoplamiento reducido, confirmando así que la minimización de la separación, desalineamiento y ángulo entre las bobinas es crucial para la transferencia de potencia entre ambas bobinas. Además, se ha verificado que la compensación de impedancias puede mejorar de manera considerable la eficiencia de la transferencia de energía. Por otro lado, uno de los hallazgos a destacar de este estudio fue la comprobación experimental de que, una vez fabricadas las bobinas, se observó un aumento notable del acoplamiento entre ellas respecto al que resultaba de las simulaciones.

A pesar de los avances logrados, es importante reconocer que queda trabajo por realizar. La integración con un convertidor de potencia adecuado es un paso fundamental para continuar con el desarrollo del sistema y se debe seguir investigando para optimizar al máximo el acoplamiento y alcanzar un desempeño óptimo en condiciones operativas reales.

Personalmente, la realización de este trabajo, comprendiendo el proceso de investigación, desarrollo y experimentación, me ha proporcionado la comprensión del funcionamiento, desarrollo y desafíos que presenta el diseño de sistemas de transferencia inalámbrica de potencia.



6. Trabajos futuros

Para avanzar en el desarrollo del sistema de transferencia inalámbrica de potencia para ROBOCRANE, explorar nuevas áreas de investigación permitirá optimizar su rendimiento y funcionalidad aún más.

Una de las líneas de investigación prioritaria es la integración con el convertidor de potencia que permita la transferencia en la parte transmisora. Este convertidor generará la señal de transmisión para asegurar una transferencia eficiente por lo que se deben considerar diseños que maximicen la eficiencia de la transmisión y minimicen las pérdidas energéticas. Además, se debe seleccionar el subsistema de alimentación y la incorporación de dispositivos de seguridad como limitadores de corriente y sistemas de protección contra sobrecargas, para garantizar un funcionamiento estable y seguro.

En la parte receptora se propone continuar con la evaluación y desarrollo del sistema de rectificación y filtrado propuestos, así como desarrollar el subsistema para la regulación de la energía recibida.

Además, resulta fundamental estudiar la compatibilidad electromagnética del sistema con los demás dispositivos tanto de la cabeza como de los minirobots, para evitar interferencias no deseadas y garantizar la seguridad y eficiencia de los robots exploradores. Así, se plantea llevar a cabo el análisis detallado de los campos electromagnéticos sobre otras partes de la cabeza y robots, y la posterior implementación de las medidas necesarias.

Por otro lado, se considera la posibilidad de evaluar nuevos materiales para las bobinas con el objetivo de minimizar las pérdidas y mejorar la optimización de la eficiencia energética.



7. Planificación

Se muestra en la tabla 7.1 la planificación seguida para llevar a cabo el proyecto. Esta tabla desglosa las diferentes tareas realizadas, incluyendo una descripción de estas y su duración aproximada en términos cronológicos.

Mes	Tarea	Descripción
Enero	Planificación inicial	Definición de objetivos, investigación preliminar, revisión bibliográfica y elaboración del plan de trabajo.
Febrero	Diseño de bobinas	Diseño de las bobinas para el sistema de acoplamiento inductivo resonante usando ANSYS.
Marzo	Simulaciones, estudio de las bobinas	Realización de simulaciones del diseño de las bobinas y estudio detallado de las propiedades y acoplamiento entre las bobinas para diferentes configuraciones geométricas.
Abril	Simulaciones, bobinas compensadas y rectificador	Diseño de la compensación de inductancia de las bobinas, integración del rectificador en el diseño y simulación de la transferencia de potencia con compensación y rectificador.
Mayo	Construcción de PCBs	Diseño y fabricación de las placas de circuito impreso (PCBs) y montaje de componentes electrónicos.
	Medidas en el analizador de impedancias	Realización de medidas experimentales utilizando un analizador de impedancias para evaluar el acoplamiento y las propiedades inductivas.
Junio	Medidas en analizador de impedancias	Continuación de las medidas experimentales y análisis detallado de los datos.
	Redacción de Memoria	Inicio de la redacción de la memoria del proyecto.
Julio	Revisión y corrección	Revisión completa del documento final y corrección de errores.

Tabla 7.1.- Planificación del Trabajo de Fin de Grado



8. Índice de figuras

Figura 1.1.- Representación gráfica de la propuesta realizada por la Universidad de Oviedo

Figura 1.2.- Esquema del funcionamiento de la transferencia de potencia entre cabeza y mini-robots

Figura 1.3.- Árbol del sistema ROBOCRANE realizado por la Universidad de Oviedo

Figura 2.1.- Líneas de campo magnético en un imán de barra

Figura 2.2.- Interacción electromagnética entre dos bobinas

Figura 2.3.- Circuito equivalente de una bobina

Figura 2.4.- Modelo equivalente T de dos bobinas acopladas

Figura 2.5.- Compensación serie-serie

Figura 2.6.- Compensación paralelo-paralelo

Figura 2.7.- Compensación del primario con LCC y secundario con LCL (a), serie-paralelo (b) y paralelo-serie (c).

Figura 2.8.- Torre Wardencllyffe

Figura 2.9.- Integrantes del equipo de investigación del MIT con las bobinas y la bombilla encendida en el fondo.

Figura 2.10.- Carga inalámbrica de un teléfono móvil.

Figura 2.11.- Tipos de transferencia inalámbrica de potencia (Esquema).

Figura 3.1.- Ilustración de dimensiones de las espiras diseñadas.

Figura 3.2.- Definición de las propiedades geométricas de una espira en Ansys

Figura 3.3.- Modelo 3D de la bobina en Ansys

Figura 3.4.- Modelo 3D de la bobina y sus extensiones en Ansys

Figura 3.5.- Propiedades del cobre

Figura 3.6.- Modelos de las bobinas primaria y secundaria en Ansys

Figura 3.7.- Dimensiones relativas de la región de simulación

Figura 3.8.- Región de simulación

Figura 3.9.- Corrientes de excitación entrante (a) y saliente (b)

Figura 3.10.- Configuración del barrido frecuencial para simulación Eddy Current

Figura 3.11.- Ejemplo de parametrización de la distancia vertical (dist) y horizontal (dist_y) entre bobinas



Figura 3.12.- Resultado de la validación de una correcta configuración previa a las simulaciones

Figura 3.13.- Efecto pelicular

Figura 3.14.- Efecto de proximidad

Figura 3.15.- Tendencia de la autoinductancia de la bobina diseñada al aumentar la frecuencia

Figura 3.16.- Tendencia de la resistencia eléctrica de la bobina diseñada al aumentar la frecuencia

Figura 3.17.- Tendencia del factor de calidad de la bobina diseñada al aumentar la frecuencia

Figura 3.18.- Posición de las bobinas para variar la separación entre ellas

Figura 3.19.- Tendencia del coeficiente de acoplamiento al aumentar la separación entre bobinas

Figura 3.20.- Autoinductancia, inductancia mutua y coeficiente de acoplamiento entre las bobinas

Figura 3.21.- Posición de las bobinas para variar el desalineamiento entre ellas

Figura 3.22.- Tendencia del coeficiente de acoplamiento al variar el desalineamiento entre bobinas

Figura 3.23.- Posición de las bobinas para variar el ángulo de la bobina receptora

Figura 3.24.- Tendencia del coeficiente de acoplamiento al variar el ángulo de inclinación de una de las bobinas

Figura 3.25.- Enlace inductivo sin compensación

Figura 3.26.- Potencia entregada a la carga en función de su valor cuando la bobina primaria está siendo alimentada con 1 VA

Figura 3.27.- Configuración inicial del circuito que modela el sistema de acoplamiento inductivo en LTSpice

Figura 3.28.- Potencia de entrada (a) y salida (b) del sistema sin compensación de inductancias

Figura 3.29.- Compensación de la impedancia de la bobina secundaria con condensador en serie



Figura 3.30.- Potencia entregada a la carga en función de su valor con compensación de la bobina secundaria cuando la bobina primaria está siendo alimentada con 1 VA y $k=0.1$

Figura 3.31.- Configuración del circuito que modela el sistema de acoplamiento inductivo en LTSpice con compensación de la inductancia de la bobina secundaria

Figura 3.32.- Potencia de entrada (a) y salida (b) del sistema con compensación de la inductancia de la bobina secundaria

Figura 3.33.- Compensación de la impedancia de la bobina primaria y secundaria con condensador en serie

Figura 3.34.- Configuración del circuito que modela el sistema de acoplamiento inductivo en LTSpice con compensación de las inductancias de la bobina primaria y secundaria

Figura 3.35.- Configuración de la fuente de tensión para la alimentación del enlace inductivo

Figura 3.36.- Potencia de entrada (a) y salida (b) del sistema con compensación de las inductancias de la bobina primaria y secundaria

Figura 3.37.- Compensación serie-serie con modelo equivalente T

Figura 3.38.- Rectificador mediante puente de diodos

Figura 3.39.- Configuración del circuito que modela el sistema de acoplamiento inductivo en LTSpice con compensación de las inductancias de la bobina primaria y secundaria y rectificación

Figura 3.40.- Potencia de entrada (a) y (b) del sistema con compensación de las inductancias de la bobina primaria y secundaria y rectificador

Figura 4.1.- Editor de esquemas en KiCad

Figura 4.2.- Ejemplo de selección del condensador “Capacitor C” y asociación de huella “Capacitor_SMD:C_1812_4532Metric”

Figura 4.3.- Contorno de la geometría de la bobina diseñada en LibreCAD

Figura 4.4.- Geometría de la bobina diseñada en LibreCAD

Figura 4.5.- Huella de la bobina diseñada

Figura 4.6.- Circuito esquemático para PCB transmisora

Figura 4.7.- Circuito esquemático para PCB receptora

Figura 4.8.- Esquemático recién importado en el editor de placas



Figura 4.9.- Diseño de la PCB receptora

Figura 4.10.- Diseño de la PCB transmisora

Figura 4.11.- PCB para la parte receptora

Figura 4.12.- PCB para la parte transmisora

Figura 4.13.- Montaje para las mediciones de las espiras y su acoplamiento

Figura 4.14.- Comparación entre la autoinductancia medida y simulada de las bobinas

Figura 4.15.- Comparación entre la resistencia eléctrica medida y simulada de las bobinas

Figura 4.16.- Esquema de medida

Figura 4.17.- Inductancia mutua entre las bobinas acopladas con una separación de 4mm entre ellas

Figura 4.18.- Inductancia mutua entre las bobinas acopladas con una separación de 10mm entre ellas

Figura 4.19.- Inductancia mutua entre las bobinas acopladas con una separación de 30mm entre ellas

Figura 4.20.- Bobinas compensadas con un condensador de 220nF

Figura 4.21.- Impedancia de las bobinas tras ser compensadas con una capacidad de 220nF



9. Índice de tablas

Tabla 3.1.- Dimensiones de las espiras diseñadas

Tabla 7.1.- Planificación del Trabajo de Fin de Grado



10. Bibliografía

- [1] European Space Agency, «En route to exploring lunar caves,» 06 10 2020. [En línea]. Disponible: https://www.esa.int/Enabling_Support/Preparing_for_the_Future/Discovery_and_Preparation/En_route_to_exploring_lunar_caves.
- [2] European Space Agency, «Lunar scientists and engineers design Moon cave explorer,» 16 03 2022. [En línea]. Disponible: https://www.esa.int/Enabling_Support/Preparing_for_the_Future/Discovery_and_Preparation/Lunar_scientists_and_engineers_design_Moon_cave_explorer.
- [3] P. Lorrain, D. R. Corson y F. Lorrain, «Electromagnetic Fields and Waves Including Electric Circuit,» Nueva York, w. H. Freeman and Company, 1988, pp. 492-506.
- [4] K. Van Schuylenbergh y R. Puers, «Inductive Powering,» de *Basic Theory and Application to Biomedical Systems*, Springer, 2009, pp. 42-44.
- [5] K. L. Smith, «Magnetostatic Material Iteration,» Ansys, 2020.
- [6] K. Van Schuylenbergh y R. Puers, «Inductive Powering Basic Theory and Application to Biomedical Systems,» Springer, 2009, pp. 44-45.
- [7] B. Harterman, Compositor, *IEEE Analysis and Modeling of Magnetic Coupling*. [Grabación de sonido]. Microsoft Research. 2016.
- [8] C. M. de Miranda y S. F. Pichorim, «Transferred power and efficiency of a coupled-resonator WPT system,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 64, nº 6, pp. 615-619, 2017.
- [9] I. Awai y T. Ishizaki, «Transferred power and efficiency of a coupled-resonator WPT system,» *012 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications*, pp. 105-108, Kyoto, Japan, 2012.



- [10] F. de Leon, A. Farazmand y P. Joseph, «Comparing the T and π Equivalent Circuits for the Calculation of Transformer Inrush Currents,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, nº 4, pp. 2390-2398, Oct. 2012.
- [11] G. F. Candia Herrera, «Modelación y Construcción de un Enlace Inductivo,» *Universidad de Concepción, Facultad de Ingeniería, Departamento de Ingeniería Eléctrica*, pp. 15-17, Marzo de 2015.
- [12] D. T. Thrimawithana y G. A. Covic. «Back to Basics Coupled Wireless Power Transfer,» *IEEE Wireless Week, Wireless Power Transfer School*, pp. 33-38, 2022.
- [13] A. Sagar, A. Kashyab, M. A. Nasab, S. Padmanaban, M. Bertoluzzo, A. Kumar y F. Blaabjerg, «A Comprehensive Review of the Recent Development of Wireless Power Transfer Technologies for Electric Vehicle Charging Systems,» *IEEE Access*, vol. 11, pp. 83716-83724, 2023.
- [14] A. Beléndez, «Faraday y la teoría electromagnética de la,» *OpenMind BBVA*, 2015.
- [15] J. R. Vilorio, «Nikola Tesla. El hombre que iluminó el mundo.,» *Asociación de Autores Científico-Técnicos y Académicos*, pp. 35-42.
- [16] Danahe, «WiTricidad el legado de Tesla,» *Energy Management Magazine*, 2013.
- [17] S. Fernández, «¿Qué es y cómo funciona la carga inalámbrica en los teléfonos móviles?,» *Xataka Móvil*, 2022.
- [18] J. Song, M. Liu, Y. Wu y C. Ma, «Application of Wireless Power Transfer (WPT) in Smart Homes and Buildings,» *Continental Automated Buildings Association*, p. 2020.
- [19] Z. Liu, S. Li y C. C. Mi, «Advancements and challenges in wireless power transfer: A comprehensive review,» *CellPress Partner Journal*, 2024.
- [20] J. M. Arteaga, L. Lingxin, S. Aldhafer, G. Kkelis, D. C. Yates y P. D. Mitcheson, «A Multi-MHz IPT-link Developed for Load,» *Imperial College London*.
-



- [21] Ansys, «Ansys: Simulation Software,» [En línea]. Disponible: <https://www.ansys.com/>.
- [22] Omni calculator, «Spiral Length Calculator,» [En línea]. [Último acceso: 2024].
- [23] G. Klaric Felic, D. Ng y E. Skafidas, «Investigation of Frequency-Dependent Effects in Inductive Coils for Implantable Electronics,» *IEEE Transactions on magnetics*, vol. 49, nº 4, pp. 1353-1360, 2013.
- [24] B. Wei, S. Wang, X. Wu, C. Xu, J. Xu, J. Gao y H. Wang, «High-Frequency Effect Analysis and Optimization Design of WPT Magnetic Coupling Mechanism,» *22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2019.
- [25] P. Mayer y Y. Perriard, «Skin and Proximity Effects for Coreless Transformers,» *International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2011.
- [26] Dat, «Parasitic Capacitance Analysis in High-Frequency Wireless Power Transfer Systems,» *International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, pp. 200-104, 2022.
- [27] Q. He, Y. Lan, X. Zhang, F. Yang, Q. Chen y W. Chen, «Calculation Method for Distributed Capacitance of Planar Spiral Coils in MHz Wireless Power Transfer System,» *IEEE 2nd International Power Electronics and Application Symposium (PEAS)*, pp. 2430-2435, 2023.
- [28] P. Bajpai, P. Saihgal, P. Kapoor y S. Mishra, «Comparison of Different Coil Structures for Wireless Power Transfer Using Magnetic Resonant Coupling,» *2nd International Conference on Intelligent Technologies (CONIT)*, 2022.
- [29] H. Zhao, Y. Zhang, J. Hu, Z. Chen, J. Zhou, M. Sun y D. Yang, «Convex Optimization of Mutual Inductance Between Multiantiparallel Coils for Distance-Insensitive Wireless Charging of Air–Ground Robots,» *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 9, nº 13, pp. 10705-10717, 2022.
- [30] M. Lu, A. Mukhatov, M. Bagheri y A. James, «Behavior of Magnetic Flux Density in Dynamic Wireless Charging of Electric Vehicles,» *IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and*
-



2019 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (IEEEIC / I&CPS Europe), 2019.

- [31] G. Rituraj y P. Kumar, «A New Magnetic Structure of Unipolar Rectangular Coils in WPT Systems to Minimize the Ferrite Volume While Maintaining Maximum Coupling,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 68, nº 6, pp. 2072-2076, 2021.
- [32] E. Waffenschmigt, «Coupling Factor,» *Philips Research*.
- [33] H. Weber, H. Baran, F. Utermöhlen y C. Schuster, «Macromodeling of Mutual Inductance for Displaced Coils Based on Laplace's Equation,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 70, 2021.
- [34] S. Liu, J. Su, J. Lai, J. Zhang y H. Xu, «Precise Modeling of Mutual Inductance for Planar Spiral Coils in Wireless Power Transfer and Its Application,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, nº 9, pp. 9876-9885, 2021.
- [35] D. T. & Clculators, «LTspice,» *Analog Devices*.
- [36] D. J. Thrimawithana y G. A Civic, «Back to Basics Coupled Wireless Power Transfer,» *IEEE Wireless Week, Wireless Power Transfer School*, pp. 20-27, 2023.
- [37] D. J. Thrimawithana y G. A Covic, «Back to Basics Coupled Wireless Power Transfer,» *IEEE Wireless Week, Wireless Power Transfer School*, pp. 30-35, 2022.
- [38] W. Zhang y C. Chris Mi, «Compensation Topologies of High-Power Wireless Power Transfer Systems,» *IEEE Transactions on vehicular technology*, vol. 65, nº 6, pp. 4768-4778, 2016.
- [39] D. Benatti, G. Migliazza, R. Fornari, E. Lorenzani y G. Buticchi, «Analytical Equivalent Circuit Model for Series-Compensated Wireless Power Transfer Systems,» *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 4177-4182, 2019.
- [40] KiCad, «KiCad: Design Software,» [En línea]. Disponible: <https://docs.kicad.org>.



- [41] Agilent Technologies, «Reliable Electronic Component Evaluation and Circuit Design with the 4294A 110 MHz Precision Impedance Analyzer,» USA, 2001.