



POLITÉCNICA

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES  
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

José Gutiérrez Abascal, 2. 28006 Madrid  
Tel.: 91 336 3060  
info.industriales@upm.es

[www.industriales.upm.es](http://www.industriales.upm.es)



Javier Fernández de Sevilla Galán

05 TRABAJO FIN DE GRADO

INDUSTRIALES

TRABAJO FIN DE GRADO

# MEJORA DEL CALCULO DE LAS PÉRDIDAS POR EL EFECTO PROXIMIDAD EN ALTA FRECUENCIA PARA DEVANADOS DE HILOS DE LITZ

SEPTIEMBRE 2019

**Javier Fernández de  
Sevilla Galán**

DIRECTOR DEL TRABAJO FIN DE GRADO:

**Alberto Delgado Expósito**

**Jesús Ángel Oliver Ramírez**



POLITÉCNICA

## **AGRADECIMIENTOS**

En primer lugar, me gustaría agradecer a mis tutores Jesús Ángel Oliver y Alberto Delgado por la oportunidad que me ofrecieron de realizar este Trabajo Fin de Grado.

En especial, me gustaría agradecer a Alberto por la ayuda ofrecida durante estos meses y el tiempo y paciencia que ha dedicado en resolverme todas las dudas que me iban surgiendo durante la realización de este proyecto.

Me gustaría agradecer también a mi padre y a mi madre porque sin su esfuerzo nada de lo que he conseguido sería posible. Especialmente a mi madre que en los momentos más difíciles es quien me escucha, me ayuda a desahogarme y me da ánimos.

Además, me gustaría agradecer a mis amigos de toda la vida por todos los buenos momentos y esas tardes de gimnasio que me ayudan a despejarme y desconectar de los estudios. Por supuesto, también dar las gracias a mis amigos de la universidad, en particular a Soto y Nerea, que son los que más me han aguantado durante estos años y espero que me sigan aguantando.

Muchas gracias a todos.



## RESUMEN

La transferencia de potencia inalámbrica (en inglés, Wireless Power Transfer – WPT), debido a la creciente demanda de energía eléctrica, es el método que se está imponiendo en la actualidad para aplicaciones en las que el uso de cables es peligroso o no es posible. Consiste en la transmisión de energía, sin cables o conductores eléctricos, mediante la generación de un campo magnético producido por una bobina primaria conectada a una fuente de potencia y que recibe otra bobina, que sería la receptora conectada a la carga. Esto se basa en la inducción entre las bobinas, en las que haciendo circular una intensidad por la bobina transmisora se induce una corriente en la bobina secundaria.

El sector donde más se está apostando por este tipo de transmisión es el de los vehículos eléctricos, sin embargo, estos vehículos todavía tienen los problemas de largos tiempos para cargarse, poca autonomía y pérdidas a la hora de transmitir la energía a las baterías del coche.

La eficiencia es el criterio principal a tener en cuenta en el diseño de sistemas WPT y la alta frecuencia contribuye a reducir dicha eficiencia, por culpa de que se acentúan las pérdidas de corriente alterna, con los efectos pelicular y proximidad, que además provocan un aumento de la resistencia del devanado. Además, las altas frecuencias dificultarán la simulación porque el mallado aumenta y su resolución tarda más tiempo.

Una posible solución es utilizar bobinados de hilos de Litz para los sistemas WPT, que permiten mejorar algunos de estos problemas, pero añaden otros, como se verá en este Trabajo Fin de Grado. Entre los problemas que aparecen está que las simulaciones de este tipo de conductores no son sencillas, ya que un conductor de Litz puede estar formado por cientos de hilos y las altas frecuencias dificultan la simulación, porque se necesita un mallado muy refinado para poder captar correctamente la densidad de corriente por cada hilo.

En este trabajo, la simulación de los sistemas WPT es esencial para obtener las pérdidas que se producen en los sistemas de transmisión inalámbrica de una manera sencilla y segura, sin tener que construir el sistema. El programa de simulación que se utiliza es *Ansys Electronics*, que utiliza Métodos de Elementos Finitos (FEM) para la resolución de las simulaciones. La base del FEM es dividir el objeto que se simule en pequeñas regiones finitas y operar en ellas las ecuaciones de Maxwell, imponiendo unas condiciones específicas y consiguiendo una solución única. Las regiones creadas son el mallado, que cuanto más refinado sea mejores resultados se obtendrán, pero el tiempo que tarde el programa en resolver el problema será también mayor.

Debido a la dificultad para simular este tipo de conductores, se realiza un proceso de homogenización para poder diseñar el conductor como un elemento sólido con una conductividad y permeabilidad homogéneas, que provocan que este conductor tenga la misma potencia activa y reactiva que el conductor original de hilo de Litz.

Para conseguir esta homogeneización se parte de las ecuaciones basadas en funciones de Bessel ya existentes y que permiten calcular las pérdidas por proximidad y por efecto pelicular; sin embargo, aunque las pérdidas peliculares de las simulaciones a altas frecuencias y con varios conductores coinciden con los valores obtenidos por las ecuaciones teóricas, las pérdidas por proximidad obtenidas con las ecuaciones tienen un error con respecto a los valores obtenidos en la simulación cuando lo que se simulan son varios conductores y a alta frecuencia. Este error, aunque pequeño, debe solucionarse porque ya con la propia homogeneización se comete

también un error inevitable por el hecho de homogeneizar y tratar un conductor que no es sólido como si lo fuera.

Por estos motivos, mejorar el modelo teórico, a partir de los resultados obtenidos de las simulaciones, es necesario y se consigue con una aplicación de interpolación de *Matlab*, *Curve Fitting*, con la que se obtiene una ecuación que será parecida a la que ya existe, pero con unos nuevos parámetros que hacen que el modelo teórico proporcione resultados más válidos.

Por último, se han diseñado algunos bobinados con diferentes hilos de Litz, para medir algunas de sus propiedades y comparar los resultados con la simulación, pudiendo extraer así conclusiones acerca de la validez de las simulaciones, la viabilidad del uso de este tipo de conductores y proponer posibles líneas futuras en relación con este proyecto.

**Palabras clave:** Transferencia de potencia inalámbrica, hilo de Litz, Métodos de Elementos Finitos, proceso de homogeneización, interpolación.

**Códigos UNESCO:**

120605 Ecuaciones Integrales

120607 Interpolación, Aproximación y Ajuste de Curvas

120609 Ecuaciones Lineales

220201 Conductividad

220208 Magnetismo

## ÍNDICE

<b>AGRADECIMIENTOS</b> .....	1
<b>RESUMEN</b> .....	3
<b>ÍNDICE</b> .....	5
<b>1. INTRODUCCIÓN</b> .....	7
1.1 Primeros avances en el electromagnetismo .....	7
1.2 Estado actual de la transmisión de potencia sin cables .....	7
1.2.1 Vehículos eléctricos .....	9
1.3 Planteamiento del trabajo .....	10
1.4 Estructura del trabajo .....	10
<b>2. OBJETIVOS</b> .....	13
<b>3. ESTADO DEL ARTE</b> .....	15
3.1 Ecuaciones de Maxwell .....	15
3.1.1 Ley de Gauss para el campo eléctrico .....	16
3.1.2 Ley de Gauss para el campo magnético .....	16
3.1.3 Ley de Faraday-Lenz .....	16
3.1.4 Ley de Ampère generalizada .....	17
3.2 Funciones de Bessel .....	17
3.3 Pérdidas AC en los devanados .....	18
3.3.1 Pérdidas por efecto pelicular .....	19
3.3.2 Pérdidas por efecto proximidad .....	20
3.4 Conductores redondos .....	21
3.4.1 Pérdidas por efecto pelicular en conductores redondos .....	21
3.4.2 Pérdidas por efecto proximidad en conductores redondos .....	22
3.5 Hilos de Litz .....	23
3.5.1 Pérdidas peliculares en hilos de Litz .....	25
3.5.2 Pérdidas por proximidad en hilos de Litz .....	25
3.5.3 Factores que acumulan error en los hilos de Litz .....	26
<b>4 PROCESO DE HOMOGENEIZACIÓN</b> .....	27
<b>5 HERRAMIENTAS DE CÁLCULO</b> .....	33
5.1 Programa de simulación Ansys Maxwell Electronics .....	33
5.2 Función para calcular los valores teóricos con Matlab .....	41
5.3 Aplicación de interpolación de Matlab: Curve Fitting .....	42
5.4 Utilización del medidor de impedancias del laboratorio .....	45

<b>6</b>	<b>METODOLOGÍA</b> .....	47
<b>7</b>	<b>RESULTADOS</b> .....	51
7.1	Comprobación del efecto pelicular con un conductor .....	51
7.2	Obtención de resultados teóricos y prácticos para comprobar el modelo teórico de pérdidas por efecto proximidad .....	53
7.2.1	Estudio de un conductor .....	53
7.2.2	Estudio de 7 conductores.....	56
7.2.3	Estudio de 19 conductores.....	59
7.2.4	Estudio de 52 conductores.....	61
7.2.5	Comparación de la función de pérdidas de los cuatro casos anteriores .....	64
7.3	Ajuste del modelo teórico para el cálculo de pérdidas por efecto proximidad.....	65
7.3.1	Ajuste del modelo teórico para un conductor.....	66
7.3.2	Ajuste del modelo teórico para más de un conductor .....	67
7.4	Simulaciones de bobinados reales en 3D.....	69
7.4.1	Bobina con hilo de Litz 200x0.07 .....	70
7.4.2	Bobina con hilo de Litz 70x0.2 .....	72
7.4.3	Bobina con hilo de Litz 35x0.2 .....	74
7.4.4	Bobina sin núcleo con hilo de Litz 420x0.08.....	76
7.4.5	Bobina con hilo de Litz 420x0.08 .....	78
<b>8</b>	<b>CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS</b> .....	83
8.1	Conclusiones.....	83
8.2	Líneas futuras .....	84
8.3	Impactos.....	85
<b>9</b>	<b>PLANIFICACIÓN TEMPORAL</b> .....	87
<b>10</b>	<b>PRESUPUESTO</b> .....	89
<b>11</b>	<b>ANEXOS</b> .....	91
11.1	Funciones desarrolladas con Matlab.....	91
11.1.1	Función para el efecto pelicular .....	91
11.1.2	Función para el efecto proximidad.....	92
11.2	Gráficas con las propiedades homogéneas obtenidas.....	93
<b>11</b>	<b>BIBLIOGRAFÍA</b> .....	97
<b>12</b>	<b>ÍNDICE DE FIGURAS</b> .....	101
<b>13</b>	<b>ÍNDICE DE TABLAS</b> .....	105

## 1. INTRODUCCIÓN

A continuación, se realiza una breve introducción en la que se tratan los primeros avances de algunos científicos sobre el electromagnetismo y también la estructura que se ha seguido en la realización de este trabajo.

### 1.1 Primeros avances en el electromagnetismo

Las primeras investigaciones sobre los principios electromagnéticos son del siglo XIX, dónde Michael Faraday describe en 1831 la ley de inducción en la que se expone que surgirá una fuerza electromotriz debida a la acción de un campo magnético en un circuito eléctrico. Más tarde, ya en 1860, el científico escocés James Clerk Maxwell publicaría las conocidas como *Ecuaciones de Maxwell*, que unifican las teorías eléctricas y magnéticas, dando lugar al electromagnetismo, en un modelo matemático. [1]

Sin embargo, sería Nikola Tesla el verdadero precursor de lo que hoy se conoce como WPT, ya que en 1891 patentó la conocida como *bobina de Tesla*, que convertía en la bobina receptora la energía magnética en energía eléctrica, y en bajas frecuencias mostraba una gran eficiencia.

El desarrollo de Tesla pretendía conseguir un sistema de transmisión de potencia sin cables que permitiese llevar la electricidad a largas distancias y para ello experimentó con bobinas de gran tamaño. En 1901 se construyó la *Wardenclyffe Tower*, mostrada en la Figura 1.1, que iba a ser una torre para telecomunicaciones y posteriormente Tesla intentó que sirviera también para la entrega de energía eléctrica, pero que no llegó a ser plenamente operativa y en 1917 fue demolida. [2]



Figura 1.1 Wardenclyffe Tower de Tesla

### 1.2 Estado actual de la transmisión de potencia sin cables

Desde hace ya bastantes años se puede enviar y recibir información sin necesidad de cables y algunos ejemplos de ello son la radio, la televisión o el wifi. En concreto, la radio fue un invento

## INTRODUCCIÓN

---

de Guillermo Marconi en 1897, quien trabajó con Tesla, y fue capaz de enviar una señal acústica a un receptor sin la necesidad de cables. [2]

Los avances en el campo de la transmisión inalámbrica han sido constantes, pero todavía están lejos del objetivo final, que sería la eliminación de los cables, debido a que no se ha conseguido la transmisión de energía a grandes distancias de manera eficaz.

En la actualidad la transmisión sin cables se está imponiendo, y el ejemplo más claro en la vida cotidiana sería el de los teléfonos “fijos” que antes iban con cable y ahora son inalámbricos, con una batería que se carga colocando el teléfono encima de una placa compatible. También los nuevos móviles que se sacan al mercado ya permiten la carga inalámbrica colocando el móvil encima de una placa o colocándolo encima de otro, de tal modo que el de abajo funciona como emisor y el de arriba como receptor cargando su batería. En el campo de la medicina también se está utilizando la transmisión de energía sin cables en dispositivos implantables como marcapasos.

La transmisión de electricidad que funciona realmente todavía es por contacto, pero se sigue evolucionando hacia una transmisión sin contacto a grandes distancias, en la que un dispositivo generador sirva para cargar todos los dispositivos electrónicos que tengan un receptor (batería) sin la necesidad de cables, lo que es parecido a lo que ya propuso Tesla, como ya se comentó en el apartado 1.1.

En este aspecto la compañía WiTricity fue una de las empresas punteras en el avance hacia un mundo sin cables. El comienzo fue en 2006 cuando un grupo de alumnos del MIT logró demostrar que la inducción magnética puede transmitir energía eléctrica de forma localizada y controlada; y en 2007 ya consiguieron encender una bombilla de 60 vatios de forma inalámbrica, utilizando dos bobinas de cobre de cinco vueltas de 60 cm de diámetro, a 2 metros de distancia, con aproximadamente un 45% de eficiencia. [3]

En la siguiente Figura se puede ver uno de sus proyectos para una casa en la que los dispositivos eléctricos funcionan gracias a una bobina emisora que transmite a través del aire la energía a las bobinas receptoras de cada uno de los dispositivos. Este sistema es similar al de un router que en vez de Wifi transmite energía eléctrica.

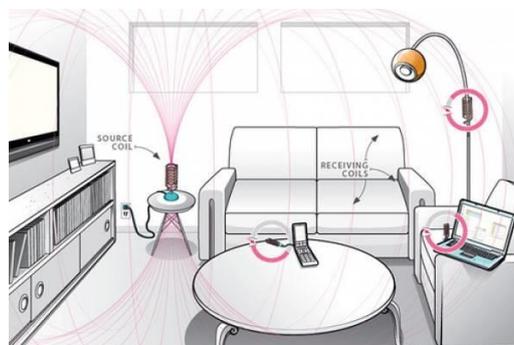


Figura 1.2 Proyecto de Witricity para sistemas eléctricos en una casa [4]

El mayor avance en este sentido fue llevado a cabo en 2015 por un grupo de científicos japoneses que lograron transmitir energía a 55 metros de distancia, creando así el inicio de la posibilidad en el futuro de tener plantas solares en el espacio que envíen la energía a receptores en la Tierra, ya que en el espacio los rayos solares no se filtran como sí que sucede en la superficie terrestre. [5]

### 1.2.1 Vehículos eléctricos

Sin embargo, a pesar de la cantidad de sistemas electrónicos en los que se puede aplicar la transmisión inalámbrica, donde hay más mercado para aplicarla es en los vehículos.

El método para cargar un vehículo sin cables es como se muestra en la Figura 1.3, donde la bobina receptora es la secundaria que se sitúa en la parte de abajo del vehículo y la emisora es la primaria, que se coloca debajo de la anterior bobina, en el suelo.

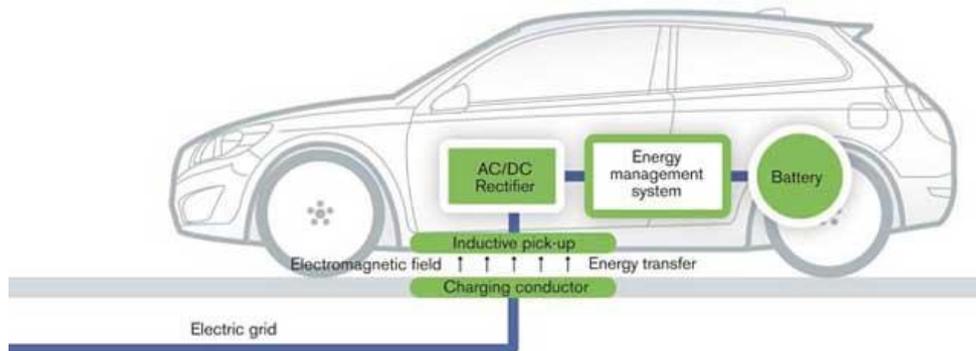


Figura 1.3 Sistema de carga de coche eléctrico [6]

Los vehículos eléctricos son una realidad y de hecho la empresa Witricity ha puesto todos sus esfuerzos en este campo. Desde 2011 que Toyota hiciese una fuerte inversión para lograr un sistema que se pudiese integrar en los coches eléctricos e híbridos, la empresa ha tenido colaboraciones con otras marcas de automóviles y telefonía. [3]

Una de las empresas más potentes en el sector del automóvil es Tesla, nombre en honor a Nikola Tesla, cuyos coches son todos eléctricos y además en un principio sirvieron para mostrar que los coches eléctricos pueden ser rápidos y con bastante autonomía [7]. En la Figura 1.4 se puede apreciar que uno de los modelos de Tesla tiene una gran autonomía, aspecto que siempre ha sido uno de los más criticados de los vehículos eléctricos, y el resto de marcas cada vez van mejorando más en este sentido.

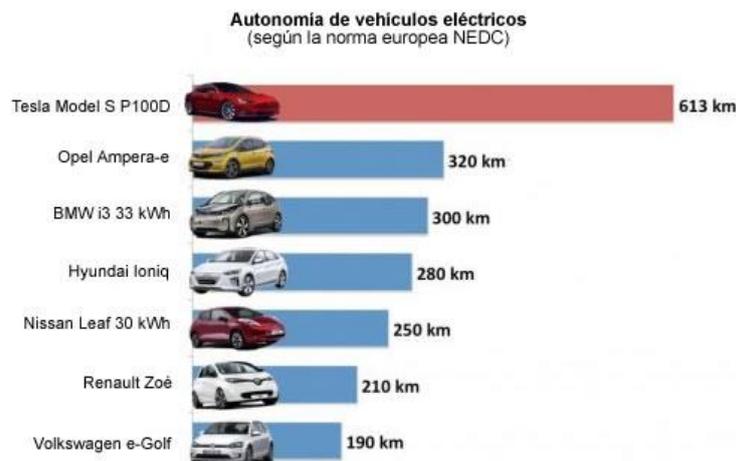


Figura 1.4 Autonomía de algunas marcas de vehículos [8]

Prácticamente todas las marcas están transformando su producción hacia los coches eléctricos, en parte por la subida continua de la gasolina y el diésel y en parte por el impacto ambiental que esto supone. Prueba de ello son las medidas contra la contaminación que se están implantando cada vez con más frecuencia en algunas ciudades europeas y que impiden que circulen los vehículos más contaminantes, lo cual va en favor de los eléctricos.

### 1.3 Planteamiento del trabajo

En este trabajo se pretende dar una solución a las pérdidas en los devanados que sufren los dispositivos electrónicos debido a que un incremento de la frecuencia aumenta la resistencia del conductor a causa de las corrientes inducidas que se originan y que pueden deberse al efecto pelicular y/o al efecto por proximidad, que serán comentados más adelante.

En particular, este trabajo aporta una posible solución que es el uso de hilos de Litz como material conductor en los devanados. Respecto a este material ya se han llevado a cabo diferentes estudios y se han conseguido varios modelos teóricos siendo los de más importancia el de Sullivan [9] y el de J. A. Ferreira [10], tomando este último basado en las funciones de Bessel como modelo en la realización de este Trabajo Fin de Grado.

Sin embargo, cuando las pruebas se llevan a cabo con altas frecuencias y cientos de conductores, los modelos teóricos presentan errores en comparación a los resultados prácticos que se consiguen con el Litz. Por esta razón, se realizarán diferentes pruebas para conseguir un modelo teórico más válido que del que se parte, tomando como referencia los resultados de las simulaciones con elementos finitos.

Por último, como a este trabajo se le pretende dar un enfoque práctico orientado a la transmisión de potencias sin cables en componentes magnéticos, se realizarán medidas con bobinas de diferentes hilos de Litz para comprobar como varía la inductancia y resistencia de estos componentes magnéticos a distintas frecuencias y llegar así a la conclusión de si es viable utilizar este tipo de material conductor en los devanados.

### 1.4 Estructura del trabajo

El trabajo desarrollado a continuación se ha estructurado en los siguientes capítulos:

- **Objetivos:** dónde se citan los objetivos principales que se han pretendido conseguir en el desarrollo de este proyecto.
- **Estado del arte:** en este capítulo se tratarán las ecuaciones utilizadas a lo largo de este trabajo, atendiendo especialmente a los conductores de hilo de Litz que son el conductor utilizado para la realización de las simulaciones y pruebas en el laboratorio.
- **Proceso de homogeneización:** se describe el proceso seguido para la homogeneización de los hilos de Litz y del conductor entero, con el fin de conseguir que las simulaciones se puedan realizar de manera más sencilla. Se mostrará la obtención de la permeabilidad

imaginaria y la comparación entre conductor sin homogeneizar y homogeneizado para demostrar la validez de este proceso.

- **Herramientas de cálculo:** para la realización de este TFG se ha necesitado de diferentes herramientas que se describen en este capítulo. Estas herramientas son: el programa de simulación con elementos finitos Ansys, la aplicación Curve Fitting para el ajuste de curvas, el analizador de impedancias y la función creada en Matlab para el cálculo de pérdidas y permeabilidades.
- **Metodología:** se ha seguido un orden para la obtención de los resultados que se querían obtener, y ese orden seguido se describe paso por paso en este capítulo.
- **Resultados:** que será uno de los capítulos más importantes, ya que se muestran, según el orden mostrado en la metodología, los resultados conseguidos durante la realización del trabajo. En este capítulo también se validan los resultados, mostrando por qué son válidos o en el caso de que se haya un pequeño error explicándolo y describiendo cuál sería la manera de mejorar el resultado obtenido.
- **Conclusiones y líneas futuras:** este capítulo es muy importante porque en la realización de este trabajo se persiguen unos objetivos citados en el capítulo correspondiente, y es por ello por lo que se sacan unas conclusiones de todos los resultados y pasos que se han ido dando a lo largo de la realización del proyecto. Aparte, se muestran algunas líneas futuras para seguir avanzando en el tema desarrollado en este trabajo y algunos de los impactos que tendría la implantación de los sistemas WPT.
- **Planificación temporal:** en la cual aparece el diagrama de Gantt que muestra la distribución temporal de las tareas realizadas durante la realización de este Trabajo Fin de Grado.
- **Presupuesto:** representado a grandes rasgos el coste que tendría la realización de un estudio real, contabilizando, entre otros, el coste de la mano de obra con las horas realizadas, el coste computacional o coste de materiales.
- **Anexos:** se recogen las gráficas de las propiedades homogéneas de todos los conductores de hilos de Litz que se han utilizado para las pruebas de simulación y el código entero de la función desarrollada en Matlab.
- **Referencias:** las referencias se dividen en tres capítulos:
  - Bibliografía: que recoge las fuentes y documentos consultados en la realización del trabajo y también las páginas de las que se han conseguido las figuras que no son de fuente propia.
  - Índice de figuras: en dónde aparecen ordenados los títulos de todas las figuras que se han utilizado en el documento.
  - Índice de tablas: de manera idéntica al anterior punto, pero recogiendo un índice de las tablas usadas en vez de las figuras.



## 2. OBJETIVOS

El objetivo principal de este trabajo es modelar los conductores de hilo de Litz que se usen para diseñar los enlaces inductivos de sistemas de transferencia inalámbrica de energía y componentes magnéticos comunes en convertidores de electrónica de potencia. Para lograrlo además se han tenido que ir consiguiendo diferentes objetivos adicionales:

- Conocer el estado actual de la transferencia de potencia inalámbrica, y los estudios y modelos teóricos que se han desarrollado hasta el momento.
- Realizar simulaciones con elementos finitos mediante el programa Ansys que proporcionen información en un rango de frecuencias sobre las pérdidas que sufren los conductores con hilo de Litz.
- Comprobar las discrepancias existentes entre el modelo teórico y los resultados obtenidos a partir de las simulaciones.
- Mejorar la ecuación teórica realizando la interpolación con el Curve Fitting de Matlab para asemejar lo más posible el modelo teórico al práctico.
- Utilizar hilos de Litz con diferentes tamaños y número de strands, enrollados alrededor de una bobina, para realizar medidas con el analizador de impedancias del laboratorio del CEI que proporcionen resultados prácticos.
- Analizar posibles errores en las medidas realizadas con los hilos de Litz de las bobinas en el laboratorio y extraer conclusiones del proceso.



### 3. ESTADO DEL ARTE

Las bases teóricas de este TFG se basan en los sistemas de transferencia de potencia sin cables en los cuales dicha transferencia se consigue gracias a la inducción entre bobinas que proporcionan una energía de una bobina a la otra y logran así que la bobina secundaria se cargue. De esto surge el problema de las pérdidas que se producen en corriente alterna por los efectos pelicular y proximidad.

Ante estas pérdidas, una posible solución que las mejora, y que es la que se estudia en este trabajo, es el uso de hilo de Litz, sobre el que varios científicos ya han experimentado y llegado a diferentes ecuaciones para calcular sus pérdidas. Esto se consigue por medio de las simulaciones con programas que utilizan el método de los elementos finitos.

Para el cálculo de estas pérdidas en el devanado se utilizarán las ecuaciones con funciones de Bessel de J. A. Ferreira [10] que se mostrarán en los siguientes apartados de este capítulo. Sin embargo, estas ecuaciones no son precisas todavía para altas frecuencias, las usadas para aplicaciones de alta potencia, que son las que interesan para este trabajo, por lo tanto, se deberá realizar un ajuste a dichas ecuaciones que mostrará en siguientes capítulos.

En los siguientes apartados de este capítulo se procederá a comentar de forma detallada estos conceptos teóricos necesarios en la realización de este TFG, así como las ecuaciones que se aplican directamente en el cálculo de pérdidas o indirectamente en las simulaciones con elementos finitos donde la resolución de estas ecuaciones la realiza el programa de simulación, Ansys en este caso.

#### 3.1 Ecuaciones de Maxwell

Las ecuaciones de Maxwell son un conjunto de cuatro ecuaciones complementarias que sirven para describir cualquier efecto electromagnético. Como se comentó en el apartado 1.2 Desarrollo del trabajo, fueron desarrolladas por el científico James Clerk Maxwell, que fue quién logró la unión de todas las teorías y ecuaciones que había hasta entonces para lograr una teoría unificada de campo eléctrico y magnético.

Estas ecuaciones, que se habían desarrollado con anterioridad a las de Maxwell, fueron formuladas por otros grandes científicos de la historia como Coulomb, Gauss, Ampère o Faraday, por lo que en realidad las ecuaciones de Maxwell se denominan así, pero no fueron desarrolladas por él, sino que son ecuaciones que ya habían teorizado anteriormente algunos de estos otros científicos. [1] [11]

El único cambio significativo que introdujo Maxwell fue en la ley de Ampère a la que introdujo la derivada temporal de un campo eléctrico, conocida como corriente de desplazamiento. El resto de leyes son la ley de Gauss para el campo eléctrico, la ley de Gauss para el campo magnético y la ley de Faraday-Lenz. Maxwell las mantuvo iguales, pero introduciéndolas dentro de un nuevo apartado común que sería el campo electromagnético. [11]

En ocasiones cuando se habla de las ecuaciones de Maxwell se hace referencia a ocho ecuaciones que son las que aparecen en su estudio de 1865, *Dynamical Theory of the*

*Electromagnetic Field*. Sin embargo, este error se debe a que dos de las cuatro ecuaciones aparecen escritas como tres ecuaciones por cada eje de coordenadas. Finalmente, fueron en 1884 Oliver Heaviside y Willard Gibbs quienes agruparon estas ecuaciones y las reformularon en la notación vectorial actual. [1]

A continuación, en los cuatro apartados siguientes, se muestran las leyes de las que parten las ecuaciones de Maxwell y también la expresión actual que tienen estas ecuaciones.

### 3.1.1 Ley de Gauss para el campo eléctrico

La primera ecuación de la que se parte es la ley de Gauss para el campo eléctrico que hace referencia al flujo que atraviesa una superficie cerrada, y tiene la siguiente expresión.

$$\phi_E = \oint_S \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} \quad (1)$$

A partir de esta ecuación se obtiene la primera ecuación de Maxwell, que en notación vectorial tiene la siguiente forma:

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (2)$$

### 3.1.2 Ley de Gauss para el campo magnético

La segunda ecuación de Maxwell está relacionada con la ley de Gauss para el campo magnético, basada en que el flujo magnético sobre una superficie cerrada es cero.

$$\oint \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = 0 \quad (3)$$

De la anterior ecuación en forma integral se puede obtener la ecuación en forma vectorial, que es como la contempla Maxwell en su conjunto de ecuaciones, y que es la siguiente:

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (4)$$

### 3.1.3 Ley de Faraday-Lenz

La siguiente es la ley de Faraday, que trata sobre la inducción electromagnética que produce una fuerza electromotriz en un campo magnético. Sin embargo, se suele denominar como ley de Faraday-Lenz, debido a la introducción del signo menos en la fuerza electromotriz por parte del físico Heinrich Lenz. Las expresiones de las que se parte para esta ley son:

$$\varepsilon = -\frac{d\phi_B}{dt} \text{ con } \phi_B = \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S}; \quad \varepsilon = \oint \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} \quad (5)$$

Y uniendo las anteriores expresiones se obtiene la forma integral de esta ley:

$$\oint \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = - \int_S \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} \quad (6)$$

La tercera ecuación de Maxwell, partiendo de la anterior en forma integral, se define de la manera mostrada a continuación, en la que se observa que el rotacional del campo eléctrico es igual a la derivada de la inducción magnética respecto al tiempo.

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (7)$$

### 3.1.4 Ley de Ampère generalizada

Ampère formuló su ley en la que relacionaba el campo magnético a lo largo de una curva cerrada con la densidad de corriente sobre la superficie encerrada por dicha curva, quedando la siguiente expresión:

$$\oint_C \mathbf{B} \cdot d\mathbf{l} = \mu_0 \int_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} \quad (8)$$

Como se ha comentado, Maxwell fue en esta ley en la que introdujo una variante, la introducción del término que contempla campos eléctricos variantes con el tiempo, en el lado derecho de la igualdad de la ecuación (8), y que es el término mostrado a continuación:

$$\mu_0 \epsilon_0 \frac{d}{dt} \int_S \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} \quad (9)$$

A partir de esta ley de Ampère con el término añadido por Maxwell se obtiene la cuarta ecuación, que en forma diferencial tiene la siguiente expresión:

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{J} + \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (10)$$

## 3.2 Funciones de Bessel

Las funciones de Bessel, desarrolladas por Bernoulli y Friedrich Bessel [12], suelen usarse para diferentes aplicaciones físicas en las que se necesitan resolver ecuaciones diferenciales y por ello estas funciones son las soluciones que se obtienen de la ecuación diferencial de segundo orden (11) denominada ecuación diferencial de Bessel. [13]

$$x^2 \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} + x \frac{\partial y}{\partial x} + (x^2 - n^2)y = 0 \quad (11)$$

En esta ecuación el valor de  $n$  suele ser entero y hace referencia al orden de las funciones de Bessel asociadas a dicha ecuación. La solución [13] de esta ecuación diferencial tiene la forma mostrada en la ecuación (12) en la cual  $A$  y  $B$  son constantes que se calculan con las condiciones iniciales,  $J_n$  mostrada en (13) es la función de Bessel de primera especie y orden  $n$  e  $Y_n$  en (14) es la función de Bessel de segunda especie y orden  $n$ .

$$y(x) = AJ_n(x) + BY_n(x) \quad (12)$$

$$J_n(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k! \Gamma(k+n+1)} \left(\frac{x}{2}\right)^{2k+n} \quad (13)$$

$$Y_n(x) = \frac{J_n \cos(n\pi) - J_{-n}(x)}{\operatorname{sen}(n\pi)} \quad (14)$$

La obtención tanto de  $J_n$  como de  $Y_n$  con un programa como Matlab se consigue inmediatamente con las funciones predefinidas que trae este programa, que son: *besselj(n,x)* para calcular la función de Bessel de primera especie y orden  $n$ ; *bessely(n,x)* para la obtención de la de segunda especie.

El problema que existe en este proyecto es que las funciones con las que se trabaja para el cálculo de las ecuaciones de pérdidas son  $\operatorname{ber}_n(x)$  y  $\operatorname{bei}_n(x)$ , y estas no se pueden obtener directamente. La forma de poder calcularlas con Matlab se obtiene con la herramienta Wolphram Alpha [14], que muestra la equivalencia a las funciones con las que sí se puede trabajar directamente. Esta equivalencia se muestra en la siguiente ecuación:

$$\operatorname{ber}_n(x) + \operatorname{bei}_n(x) = J_n(xe^{3\pi i/4}) \quad (15)$$

De la ecuación (15) se observa que  $\operatorname{ber}_n(x)$  es la parte real de la función de Bessel de primera especie y orden  $n$ , con el argumento de la función multiplicado por la constante  $e^{3\pi i/4}$ , y  $\operatorname{bei}_n(x)$  es equivalente, pero siendo la parte imaginaria.

Un ejemplo de la declaración en Matlab para este tipo de funciones quedaría por tanto de la siguiente manera:

$$\operatorname{ber}_0 = \operatorname{Re}\{\operatorname{besselj}(0, \exp((3 * \pi i * 1i)/4) * x)\} \quad (16)$$

Sin embargo, en las ecuaciones que se verán en los siguientes apartados, también es necesario el cálculo de las derivadas de las funciones de Bessel. Su descomposición se obtiene nuevamente con la herramienta Wolphram Alpha [15] [16] y se muestra a continuación:

$$\operatorname{ber}'_1(x) = \frac{\operatorname{ber}_1(x) + \operatorname{bei}_1(x)}{\sqrt{2}} \quad (17)$$

$$\operatorname{bei}'_1(x) = \frac{\operatorname{bei}_1(x) - \operatorname{ber}_1(x)}{\sqrt{2}} \quad (18)$$

La declaración en Matlab se realizaría de manera similar a cómo se muestra en la ecuación (16), teniendo en cuenta las particularidades de cada caso, aunque la declaración de todas las funciones de Bessel que se necesitarán para la realización de este proyecto se podrá ver en el capítulo Anexos, donde aparece el código completo de Matlab.

### 3.3 Pérdidas AC en los devanados

En los componentes magnéticos se producen pérdidas óhmicas en los devanados, ya que se incrementa la resistencia de un conductor con un incremento de la frecuencia debido a las corrientes inducidas. La corriente que circula por el conductor produce el efecto pelicular y las

corrientes inducidas provocadas por un campo magnético externo, que hacen que el campo en un conductor provoque una inducción en otros conductores, producen el efecto proximidad.

La mayoría de devanados que se utilizan están hechos con conductores sólidos redondos porque son los más baratos y los más fáciles de simular con elementos finitos, pero en cambio tienen grandes pérdidas peliculares y por proximidad.

### 3.3.1 Pérdidas por efecto pelicular

El efecto pelicular se produce cuando circula una corriente alterna por el conductor que autoinduce un campo eléctrico dentro de dicho conductor. La ley de Faraday es la ley que define este efecto y es la siguiente:

$$\oint \mathbf{E} \, dl = - \frac{\partial}{\partial t} \iint \mathbf{B} \, dA \quad (19)$$

$\mathbf{E}$  es el vector campo eléctrico y  $\mathbf{B}$  el vector de densidad de flujo magnético.

Las corrientes inducidas son opuestas a la corriente externa que se aplica al conductor, por lo que se provoca que la corriente se concentre en la capa exterior del conductor contrarrestando la que va por el centro del mismo. Un ejemplo del cambio de corriente se muestra en la siguiente Imagen. [17]

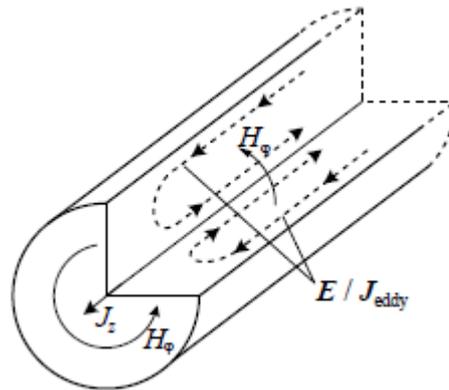


Figura 3.1 Autoinducción de corrientes inducidas debido a ley de Faraday [17]

El campo eléctrico inducido produce una corriente que contrarresta la corriente que circula por el centro del conductor, lo que provoca que la mayoría de corriente circule por la capa más externa, que es lo que se denomina “piel” del conductor.

La densidad de corriente decrece desde la capa más externa hacia el centro del conductor, y de ahí surge un parámetro importante para posteriores ecuaciones denominado profundidad pelicular y que hace referencia al valor al cual la densidad de corriente cae a  $1/e$  de la densidad de corriente máxima [18]. El valor de la profundidad pelicular se obtiene con:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \mu_0 \mu_r \sigma f}} \quad (20)$$

En la anterior expresión  $\mu_0$  es la constante magnética,  $\mu_r$  es la permeabilidad del material,  $\sigma$  es la conductividad del material y  $f$  la frecuencia.

En la siguiente Figura se observa en qué consistiría la profundidad pelicular en un conductor redondo, estando la corriente concentrada en la capa externa (de color rojo intenso) dejando el centro del conductor sin apenas densidad de corriente.

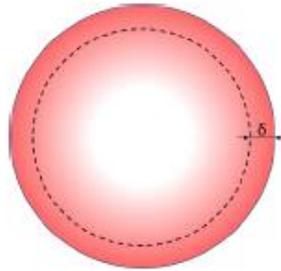


Figura 3.2 Profundidad pelicular

Aparte, la ecuación que se utiliza de forma general en el cálculo de este tipo de pérdidas es:

$$P_{skin} = G(f) R_{dc} \hat{I}^2 \quad (21)$$

Siendo  $\hat{I}$  el valor máximo de la corriente,  $R_{dc}$  la resistencia del conductor en corriente continua y  $G(f)$  es la función de pérdidas en función de la frecuencia que contabiliza el incremento de la resistencia del conductor por efecto piel.

Además, dentro de estas pérdidas ya vienen contabilizadas las pérdidas de corriente continua, puesto que se tienen en cuenta tanto la corriente que circula por el conductor, como la corriente debida a las corrientes inducidas.

### 3.3.2 Pérdidas por efecto proximidad

El efecto proximidad se basa en que cuando por un conductor circula una corriente, esta provoca un campo magnético que introduce corrientes inducidas en otro conductor próximo a este. La corriente que se induce tiene sentido opuesto a la que circula por el conductor inductor, lo que provoca un cambio en la circulación de la corriente [17] con las consiguientes pérdidas que esto implica, como se puede ver en la Figura 3.3.

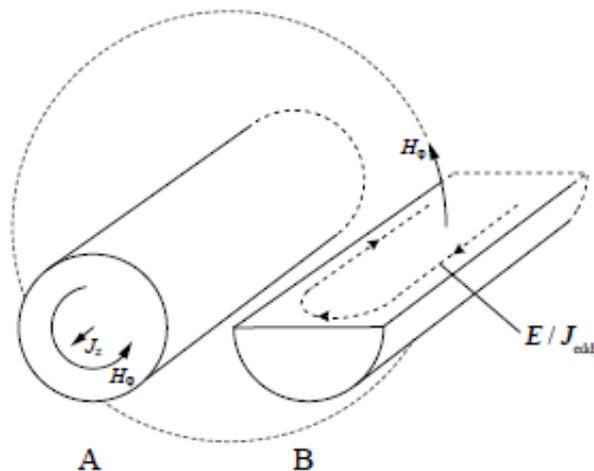


Figura 3.3 Corrientes inducidas por efecto proximidad [17]

La ecuación utilizada de forma general para calcular las pérdidas por este efecto es la siguiente:

$$P_{prox} = F(f) R_{dc} \hat{H}^2 \quad (22)$$

Dónde  $\hat{H}$  es el valor máximo del campo magnético y  $F(f)$ , al igual que en el caso anterior, es la función de pérdidas en función de la frecuencia para este efecto.

### 3.4 Conductores redondos

Los conductores sólidos redondos, como se ha comentado anteriormente, son los más usados debido a su bajo precio, aunque en cambio tienen altas pérdidas por los efectos de corriente alterna.

El factor determinante para estos conductores es el diámetro, porque para disminuir las pérdidas hay que seleccionar un diámetro adecuado ya que a medida que el diámetro aumenta las pérdidas por efecto pelicular disminuyen, pero las de efecto proximidad aumentan, lo que provoca que se deba buscar el equilibrio entre ambas pérdidas para conseguir la mayor eficiencia. [17]

Sin embargo, el factor del diámetro, aunque es importante, no es interesante en este trabajo puesto que no es algo que se pueda cambiar. Lo que sí que se puede es calcular cuáles son las pérdidas para un conductor sólido redondo dado, y que parten de las ecuaciones generales del apartado anterior.

#### 3.4.1 Pérdidas por efecto pelicular en conductores redondos

Para el cálculo de estas pérdidas se considera que la geometría del conductor es tal que, el valor longitudinal es mucho mayor que el valor del diámetro, por lo que las pérdidas pueden ser calculadas por unidad de longitud y el problema convertirse en bidimensional. La siguiente Imagen muestra cómo sería la geometría, en este caso con una corriente aplicada en la dirección del eje Z.

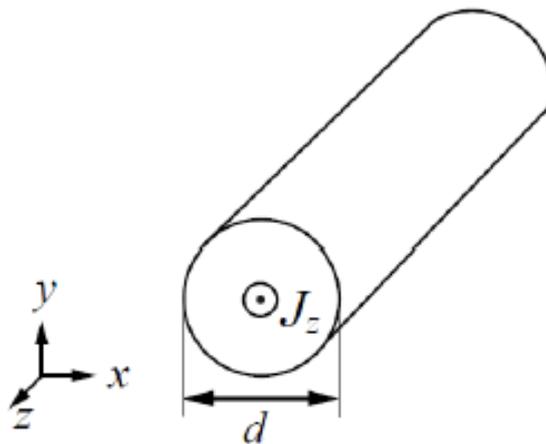


Figura 3.4 Corriente en dirección Z aplicada a un conductor cilíndrico [17]

Las ecuaciones para calcular las pérdidas en este caso son las generales del apartado anterior, pero particularizando para la geometría circular [17] [18], por lo que se tienen las siguientes:

$$Rdc = \frac{1}{\sigma A} = \frac{4}{\sigma \pi d^2} \quad (23)$$

$$\gamma = \frac{d}{\sqrt{2}\delta} \quad (24)$$

$$G(\gamma) = \frac{\gamma}{4\sqrt{2}} \left( \frac{ber_0(\gamma)bei_1(\gamma) - ber_0(\gamma)ber_1(\gamma) - bei_0(\gamma)ber_1(\gamma) - bei_0(\gamma)bei_1(\gamma)}{ber_1(\gamma)^2 + bei_1(\gamma)^2} \right) \quad (25)$$

Con esta función de pérdidas se podrían obtener las pérdidas por efecto pelicular de los conductores redondos, teniendo en cuenta cómo se realiza el cálculo de las funciones de Bessel que aparecen en ella y que se han descrito en el capítulo 3.2 Funciones de Bessel.

### 3.4.2 Pérdidas por efecto proximidad en conductores redondos

La disposición geométrica para el cálculo de estas pérdidas es con el campo magnético atravesando el conductor en una de las direcciones principales, como es mostrado en la siguiente Ilustración.

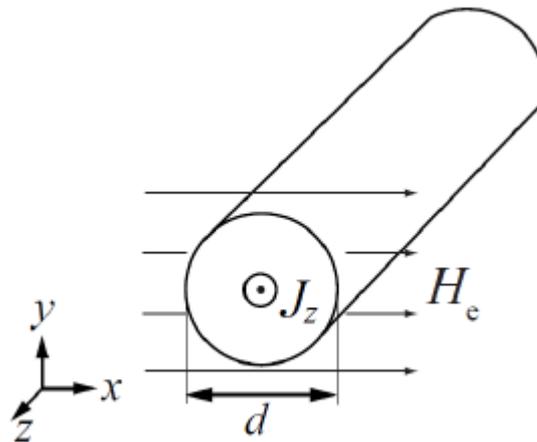


Figura 3.5 Campo magnético paralelo a un eje principal sobre conductor cilíndrico [17]

En este caso las ecuaciones que se usan también son las generales del apartado 3.3.2 Pérdidas por efecto proximidad, y el valor de la \$Rdc\$ y la \$\gamma\$ es el mismo que para el caso del efecto pelicular, ya que son dos valores que dependen de la geometría, que sigue siendo la misma.

La función de pérdidas por este efecto sí que es distinta [17] y tiene la siguiente expresión:

$$F(\gamma) = \frac{\gamma \pi^2 d^2}{2\sqrt{2}} \left( \frac{ber_2(\gamma)ber_1(\gamma) + ber_2(\gamma)bei_1(\gamma) + bei_2(\gamma)bei_1(\gamma) - bei_2(\gamma)ber_1(\gamma)}{ber_0(\gamma)^2 + bei_0(\gamma)^2} \right) \quad (26)$$

Esta será la función de pérdidas del efecto por proximidad en conductores redondos y al igual que en el efecto anterior se encuentran las funciones de Bessel que se han descrito con anterioridad.

### 3.5 Hilos de Litz

Los hilos de Litz están formados por varios hilos aislados (hebras, en inglés denominadas strands) recubiertos de una fina película aislante y entrelazados juntos en subgrupos (en inglés, sub-bundles) de tal manera que cada strand ocupa todas las posiciones dentro del mazo (conductor entero enrollado, en inglés bundle) tanto en dirección radial como acimutal. [18]

En estos hilos el material conductor del que están hechos es cobre y están recubiertos por una fina capa aislante que suele ser seda, nylon o poliéster. En la siguiente Figura se ve una imagen de cómo un hilo se trenza para ocupar todas las posiciones a lo largo del conductor en una distancia muy corta y al lado una imagen de un conductor de Litz real con sus extremos estañados.



Figura 3.6 Hilo de Litz. [22]

La principal ventaja de la utilización de este tipo de conductor es que reduce los efectos de alta frecuencia; en el caso del efecto pelicular, esto sucede gracias a la utilización de cientos de hilos conductores de pequeño diámetro en vez de uno de un tamaño mayor, que consiguen que la profundidad pelicular no se haga mucho más pequeña que el diámetro del hilo, salvo a frecuencias altísimas a las cuales el efecto piel se vuelve a hacer muy presente, aunque son frecuencias lo suficientemente grandes como para que en este trabajo, cuyas simulaciones y medidas llegarán a 10 MHz como máximo, no se note en exceso este efecto.

Sin embargo, este conductor añade un efecto negativo que antes con un solo conductor no se tenía, que es el efecto por proximidad interno, ya que el conductor está formado por cientos de strands en los que la corriente por cada uno de los strands crea un campo magnético que induce corrientes inducidas en los strands próximos. Este efecto que con un solo conductor no se tiene, es un problema, por eso el entrelazado de los strands, si es correcto, mitiga este efecto porque el campo magnético de unos hilos sobre otro es entrante y el campo de unos segundos hilos es saliente, provocando así que se anulen.

Para calcular de forma analítica estas pérdidas se dispone de algunas ecuaciones [9] [10] [18] [19] [20] que obtienen por separado resultados para el efecto piel y para el efecto proximidad. El método más usado y con el que se trabaja es el de las funciones de Bessel [10] que es el más preciso cuando el campo electromagnético tiene dos direcciones. También cuando el campo electromagnético es paralelo a la superficie de los conductores existen ecuaciones con funciones de Bessel aproximadas, y este método para aplicaciones como transformadores en las que el campo tiene una sola dirección es más práctico y sencillo.

Uno de los aspectos importantes para poder calcular las pérdidas de una manera más cómoda es la introducción de la ortogonalidad entre efectos de piel y efectos de proximidad, que permite

que este tipo de pérdidas puedan calcularse por separado si la sección transversal del conductor es simétrica y el campo magnético externo es uniforme y perpendicular a sus ejes de simetría. [18]

Como se ha comentado, la utilización de devanados de hilos de Litz reduce las pérdidas con respecto a los conductores sólidos, pero su problema es que son computacionalmente costosos de simular. Este problema en la simulación es importante porque en las aplicaciones de los sistemas WPT la simulación es clave para comprobar si el modelo que se usa es válido. Por esta razón se deberá realizar un proceso de homogeneización que permita simular más rápidamente y de forma más sencilla, lo que se verá en el siguiente capítulo.

Otro problema que se puede encontrar en los conductores con hilos de Litz es que a muy altas frecuencias pueden dar resultados peores que los conductores sólidos debido a que el efecto proximidad se acentúa y provoca que a una determinada frecuencia se tengan más pérdidas, como se observa en la Figura 3.7 en un estudio sacado de [17].

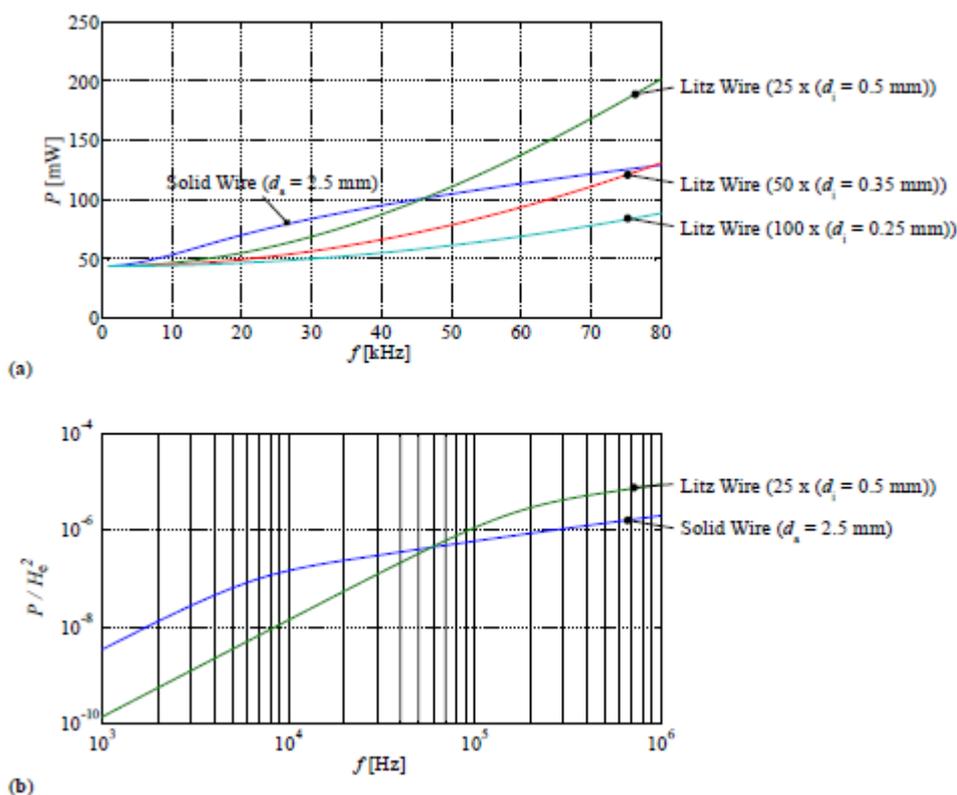


Figura 3.7 Comparación conductor de Litz con sólido a) skin y proximidad interno; b) proximidad externa [17]

Es importante conocer que las pérdidas en hilos de Litz se dividen en nivel de strand y nivel bundle. Entrelazar los strands puede reducir las pérdidas por proximidad y usar sub-bundles reducir las pérdidas peliculares a nivel de bundle. Al ocupar cada hilo todas las posiciones, tanto acimutalmente como radialmente, la corriente que circula por los strands es la misma y por ello las pérdidas peliculares iguales en cada strand y las pérdidas por proximidad debido al resto de strands en el bundle (proximidad interna) y a los conductores externos (proximidad externa) también son las mismas para cada hilo.

### 3.5.1 Pérdidas peliculares en hilos de Litz

Las pérdidas peliculares, explicadas en el apartado 3.3.1 Pérdidas por efecto pelicular, son las más predominantes cuando los conductores que se tratan son sólidos, debido a que en corriente continua la densidad de corriente es homogénea en todo el conductor, pero en corriente alterna, especialmente a altas frecuencias, se observa que se produce una mayor concentración de corriente en la superficie del conductor y una disminución en el centro, como se mostró en la Figura 3.2.

El uso de Litz mejora este efecto, ya que un número mayor de conductores de menor diámetro, agrupados formando un conductor de un diámetro mayor al que se necesitaría usar si se tratase de un conductor sólido, tiene menos pérdidas porque la sección efectiva es mayor. Las pérdidas serían la suma de pérdidas de cada hilo, siendo esta mínima porque los hilos tienen un diámetro muy pequeño en comparación con el diámetro total del conductor.

Sobre este conductor ya se ha investigado y se han conseguido modelos analíticos en forma de ecuaciones [9], el que en diversos estudios se ha comprobado que proporciona mejores resultados acorde con la realidad es el basado en funciones de Bessel. [10] [18]

La ecuación teórica que se muestra a continuación permite calcular las pérdidas en hilos de Litz en conductores redondos, con una intensidad  $I$  conocida y basándose en las funciones de Bessel.

$$P_{SKIN-ST} = \frac{Rdc \gamma}{4} \left( \frac{ber_0(\gamma)bei'(\gamma) - bei_0(\gamma)ber'(\gamma)}{ber'(\gamma)^2 + bei'(\gamma)^2} \right) I^2 \quad (27)$$

La ecuación anterior calcula las pérdidas a nivel de hilo, pero para calcularlas a nivel de bundle bastaría multiplicar estas pérdidas por el número de hilos totales, porque la corriente que circula por cada uno es la misma y por ello las pérdidas también, como se ha expuesto anteriormente.

### 3.5.2 Pérdidas por proximidad en hilos de Litz

Las pérdidas por efecto proximidad en los hilos de Litz son las más interesantes en este proyecto porque son las que presentan diferencias entre resultados prácticos y teóricos como se verá más adelante en el capítulo Resultados.

Este tipo de pérdidas son las predominantes y especialmente a altas frecuencias se vuelven muy determinantes. Este motivo, que ya se ha comentado, favorece que se pueda despreciar el efecto pelicular y en concreto el estudio [21] que trata sobre el número óptimo de strands que debe tener un conductor para tener los mejores resultados, muestra que esta elección solo depende del efecto proximidad a nivel de strand, no dependiendo tampoco del nivel de bundle, el cual se vería afectado solo por el diámetro total del conductor y el entrelazado de hilos.

Para la obtención de la ecuación que obtiene las pérdidas a nivel de strand se parte de que se tiene un conductor cilíndrico atravesado con un campo magnético uniforme en dirección perpendicular a uno de sus ejes de simetría. [18]

La ecuación que permite calcular estas pérdidas es la siguiente:

$$P_{PROX-ST} = \frac{-2\pi\gamma}{\sigma} \left( \frac{ber_2(\gamma)ber'(\gamma) + bei_2(\gamma)bei'(\gamma)}{ber_0(\gamma)^2 + bei_0(\gamma)^2} \right) H^2 \quad (28)$$

Para el nivel de bundle teóricamente se multiplicaría la ecuación anterior por el número de strands totales, pero no dará buenos resultados y por ello en este trabajo se realizará un ajuste a esta ecuación para que los resultados que proporciona se parezcan más a los reales de la simulación.

Un aspecto derivado de las ecuaciones de estos dos subapartados anteriores es la obtención de la conductividad (para el efecto pelicular) y permeabilidad (para el proximidad) complejas equivalentes que sirven para homogeneizar el material y que viene descrita en profundidad en el siguiente capítulo.

### 3.5.3 Factores que acumulan error en los hilos de Litz

En los hilos de Litz hay diversos factores que afectan a las pérdidas que sufren estos conductores y en consecuencia empeoran las propiedades que hacen del Litz un buen material. Los estudios que han analizado estos factores son [21] y [22].

Factores que afectan a la resistencia de los hilos empiezan por la capa aislante, que aun siendo fina introduce un pequeño error a la hora del cálculo del diámetro total del conductor.

Otro factor que también influye es el trenzado de los strands, ya que no es fácil que sea un diseño totalmente simétrico. El número de hilos que se empaqueta perfectamente es 1, 7, 19, 37, 52, etc. Como se verá en el capítulo 7 Resultados, que se ha elegido este número de conductores en las simulaciones en 2D para que el diseño sea simétrico y la geometría no se complique. De igual manera que el trenzado afecta a nivel de strand, también afectará a nivel de subbundle y bundle.

En relación con los anteriores factores estarán también los giros en el devanado que principalmente son función de la técnica de bobinado y se supone que no varía por el número de hilos. Sin embargo, se debe tener en cuenta que libremente los cables trenzados se pueden deformar a medida que se construye el devanado. Este factor será el más determinante en las pruebas realizadas en laboratorio con los bobinados, porque la técnica de bobinar el hilo de Litz es manual y es posible cometer un pequeño error porque el giro que se realice no sea el idóneo.

Por último, un factor que también hace variar la resistencia es que los hilos al trenzarse tienen que recorrer una distancia mayor que si fueran rectos; por tanto, la resistencia de los hilos es realmente mayor que la que se considera en las simulaciones.

El estudio [22] mediante simulaciones demuestra cómo afectan las imperfecciones a los hilos de Litz en altas frecuencias, centrándose particularmente en la forma del entrelazado que presentan los conductores comerciales.

## 4 PROCESO DE HOMOGENEIZACIÓN

Uno de los objetivos que se persigue en este Trabajo Fin de Grado es ahorrar el coste computacional, y parte de este ahorro pasa por reducir los tiempos en las simulaciones porque los programas a cargo de ello son potentes y su coste computacional elevado. Como los hilos de Litz pueden estar compuestos de hasta cientos de strands, el tiempo en representar la geometría también es interesante reducirlo, y de aquí surgirá la necesidad de homogeneizar el conductor.

En corriente alterna la frecuencia es un factor muy importante, ya que en función de esta las aplicaciones serán de baja o de alta potencia. Como el caso que se estudia es la aplicación del sistema WPT a los vehículos eléctricos, se necesita alta potencia, lo que implica que las frecuencias a las que se trabaje sean altas.

La relación que existe entre la potencia y la frecuencia se debe a que como  $f = 1/T$ , a mayor frecuencia, menor periodo, por lo que el tiempo en el que se transmite la potencia es muy pequeño, como se muestra en la Imagen, y esto facilita que pueda ser mayor la energía que se transmite gracias a que los componentes no se queman debido a que están cargándose y descargándose continuamente con mayor rapidez.

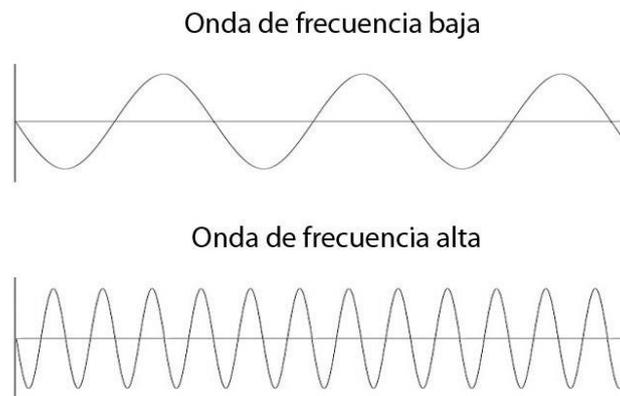


Figura 4.1 Diferencia de onda en altas y bajas frecuencias [23]

A bajas frecuencias el diámetro del conductor es menor que la profundidad pelicular, pero a altas ambos valores son parecidos. De ahí la dificultad, ya que a bajas frecuencias la simulación es sencilla porque no necesita grandes mallados, pero a altas los mallados deben ser más refinados para poder representar correctamente la geometría del conductor, por culpa de las corrientes inducidas, que con una profundidad pelicular más pequeña su efecto es mayor.

Una posible solución para solventar este problema es homogeneizar los strands y representarlos de un material con una permitividad, que estará relacionada con la conductividad como se ve en la ecuación (29), y una permeabilidad compleja, de tal forma que los hilos homogéneos tengan la misma potencia activa y reactiva que el strand original. Por un lado, la permeabilidad compleja está formada por la parte real, que representa el almacenamiento de energía magnética, y la parte imaginaria, que representa las pérdidas magnéticas por proximidad. Por otro lado, en la permitividad compleja la parte real cuenta el almacenamiento de energía eléctrica y la parte imaginaria las pérdidas por conducción (efecto pelicular). [18]

$$\bar{\sigma} = \sigma' - i\sigma'' = (\sigma + \omega\varepsilon'') + i\omega\varepsilon' \quad (29)$$

Sin embargo, aun homogeneizando los strands, sigue existiendo dificultad para simular conductores de Litz con elementos finitos, porque a altas frecuencias el diámetro del strand puede medir micrómetros y tomar una profundidad pelicular de ese tamaño requiere enormes mallas, y además esto no evita tener que representar todos los strands que forman parte del conductor. Por eso, se puede homogeneizar el conductor entero como un sólido del mismo diámetro, con permeabilidad y conductividad complejas equivalentes que den la misma potencia activa y reactiva que el bundle original.

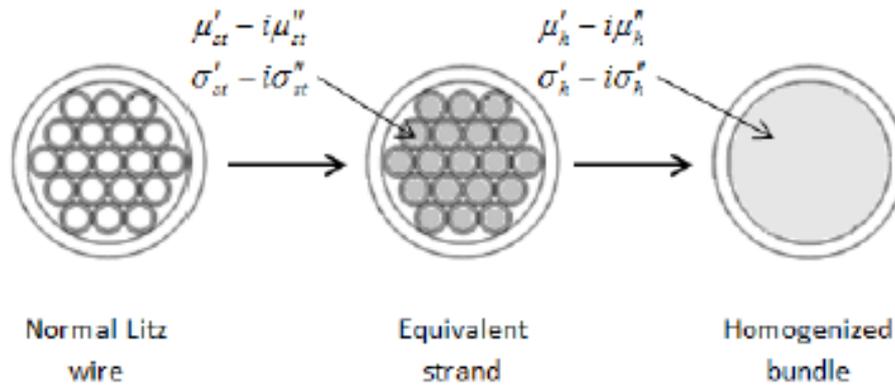


Figura 4.2 Homogeneización de hilos de Litz usando propiedades complejas homogéneas [18]

En la anterior Figura se ve que para conseguir la homogeneización lo primero es convertir cada strand en un conductor sólido redondo con permeabilidad y conductividad complejas equivalentes. A continuación, el bundle se representa entero con la permeabilidad y conductividad complejas equivalentes, quedando el conductor entero homogéneo.

En el caso de estudio lo que se trata son las pérdidas por proximidad, y como el modelo teórico para este efecto es al que se realiza el ajuste, la permeabilidad, que es la propiedad que deriva de él, se ve afectada. Sin embargo, la conductividad al ser una propiedad que deriva del efecto pelicular no sufre esta modificación, y el resultado de la conductividad, al depender de la ecuación (21) y ser esta válida, también lo será.

Hay algunos estudios [18] [19] que ya han obtenido un modelo teórico para el cálculo de esta conductividad homogénea; se parte de la ecuación (21) y se iguala a la siguiente ecuación:

$$P_{strand\_skin} = \frac{1}{2} \int_A \sigma' E^2 dA \quad (30)$$

Operando con todos los datos y partiendo de la ecuación de pérdidas (27) el valor de la conductividad compleja equivalente para los strands es el siguiente:

$$\sigma'_{st} = \frac{2\sigma}{\gamma} \left( \frac{ber'(\gamma)^2 + bei'(\gamma)^2}{ber_0(\gamma)bei'(\gamma) - bei_0(\gamma)ber'(\gamma)} \right) \quad (31)$$

El siguiente valor será el que se introducirá en Ansys para definir la parte real de la conductividad compleja (*Bulk conductivity*) de los strands del material. Aunque este valor no es suficiente para una homogeneización entera, por lo que hay que obtener un nuevo valor que

servirá para homogeneizar la conductividad del conductor entero, con la expresión (32) que llega al valor final mostrado en (33). [18]

$$\sigma'_h = \beta \sigma'_{st} \text{ con } \beta = n \frac{d_s^2}{d_b} \quad (32)$$

$$\sigma'_h = n \frac{2\sigma d_s^2}{\gamma d_b^2} \left( \frac{ber'(\gamma)^2 + bei'(\gamma)^2}{ber_0(\gamma)bei'(\gamma) - bei_0(\gamma)ber'(\gamma)} \right) \quad (33)$$

Al  $\beta$  se le denomina factor de empaquetamiento y es el que permite obtener la homogeneización de bundle a partir de la del hilo en cuanto a efecto pelicular. En este factor  $n$  es el número de hilos del conductor,  $d_s$  es el diámetro del strand y  $d_b$  el diámetro del conductor entero.

El valor mostrado en (33) será el valor de la parte real de la conductividad compleja que se introduciría en el programa de simulación de la misma manera que el anterior (en propiedades del material, *Bulk Conductivity*).

A modo de ejemplo se muestra la siguiente Gráfica con la conductividad compleja homogénea para el caso particular de un hilo de Litz de 200x0.07, pero la totalidad de estas gráficas que se utilizarán para las simulaciones 3D con diferentes hilos se muestran en el capítulo 11 Anexos.

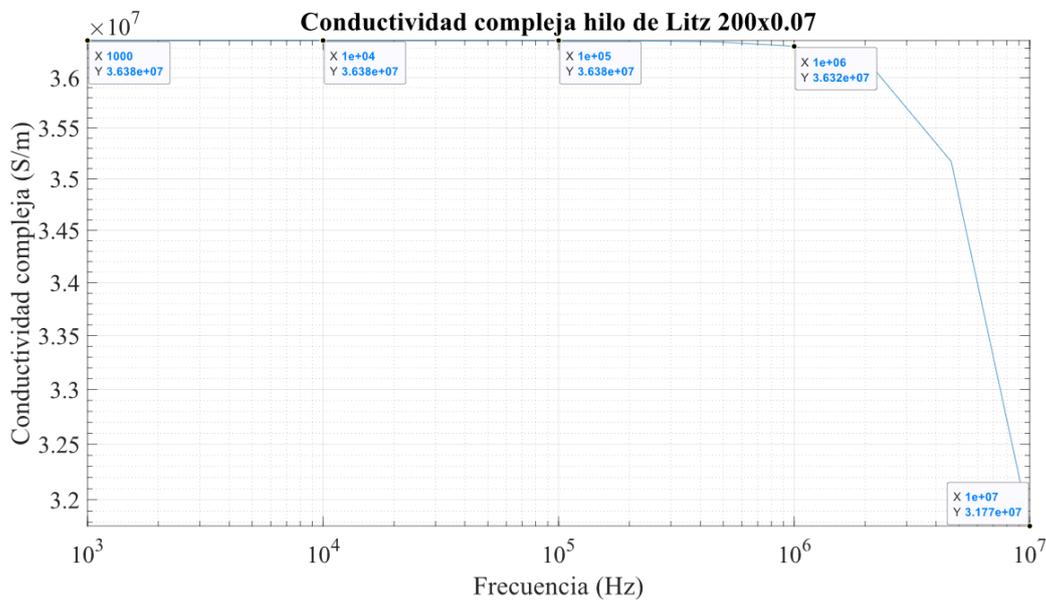


Figura 4.3 Ejemplo conductividad compleja homogénea para hilo de Litz 200x0.07

Por otro lado, obtener la parte imaginaria de la permeabilidad compleja será una tarea similar, pero con la variante de que la función de pérdidas por proximidad que se utiliza tiene que ser la ajustada que se mostrará en posteriores capítulos y por ello habrá que comprobar que el valor obtenido es correcto. Por tanto, para la obtención de esta permeabilidad se parte de las ecuaciones de pérdidas generales (22) y de la ecuación (34) mostrada:

$$P_{strand\_prox} = \int_A \frac{1}{2} \mu_s'' \omega H^2 \partial A \quad (34)$$

Los parámetros que aparecen en estas ecuaciones son:  $R_{dc}$  que es la resistencia del conductor en corriente continua;  $F(\gamma)$  función de pérdidas por proximidad;  $H$  valor del campo magnético que atraviesa al conductor;  $\mu_s''$ , que es el valor que se quiere obtener, es la permeabilidad magnética imaginaria;  $\omega$  velocidad angular, que implica que las pérdidas dependan del valor de la frecuencia; y  $A$  que será el área del conductor.

Operando esta última ecuación lo que se obtiene es:

$$P_{strand\_prox} = \frac{1}{2} \mu_s'' \omega H^2 \pi R^2 \quad (35)$$

Igualando la ecuación (22) y la (35) se obtiene el valor de la permeabilidad imaginaria para el strand que es la siguiente:

$$\mu_s'' = \frac{8 R_{dc} F(\gamma)}{\omega \pi d_s^2} \quad (36)$$

Este valor será el que se introducirá en el Ansys para definir la permeabilidad magnética imaginaria (*Magnetic Loss tangent*) del material del que está formado el conductor y obtener así, junto con la conductividad compleja homogénea, un conductor con los strands homogéneos. En la siguiente Figura se ve la representación de los strands homogeneizados.

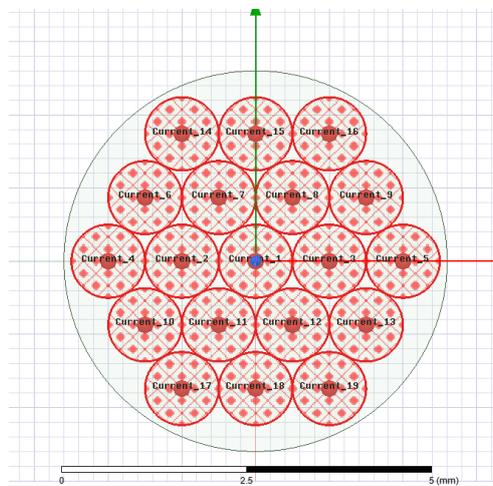


Figura 4.4 Representación de strands homogéneos

Después de haber obtenido (36) se puede obtener otra ecuación que sirve para homogeneizar el conductor entero [9]. Esto se consigue debido a que las pérdidas del conductor entero por efecto proximidad son las pérdidas de cada strand por el número de strands total del conductor  $n$ , obteniendo la siguiente igualdad.

$$P_{bundle\_skin} = \int_A \frac{1}{2} \mu_h'' \omega H^2 \partial A_t = n \cdot P_{strand\_skin} \quad (37)$$

De esta igualdad se obtienen las siguientes para acabar obteniendo la permeabilidad homogénea imaginaria.

$$\mu_h'' = \beta \mu_s'' \quad \text{con} \quad \beta = n \frac{d_s^2}{d_b^2} \quad (38)$$

$$\mu_h'' = \frac{n \ 8 \ Rdc \ F(\gamma)}{\omega \ \pi \ d_b^2} \quad (39)$$

El  $\beta$  es nuevamente el factor de empaquetamiento y en este caso permite obtener la homogeneización de bundle a partir de la del hilo en relación al efecto proximidad.

El valor que se consigue es la permeabilidad magnética compleja imaginaria para todo el conductor y se introduce en Ansys de igual manera que el anterior, pero el diseño del conductor para la simulación se simplifica enormemente debido a que realizando este paso no se tienen que representar geoméricamente todos los strands, sino que se representa el hilo de Litz como si fuera un conductor sólido con la propiedad de la permeabilidad del material modificada. De igual manera que en el caso anterior, se muestra un ejemplo de la Gráfica de la parte imaginaria de la permeabilidad compleja para un hilo de Litz de 200x0.07, pero la totalidad de las gráficas de permeabilidades obtenidas durante la realización de este trabajo se mostrarán, al igual que las de conductividades, en los Anexos.

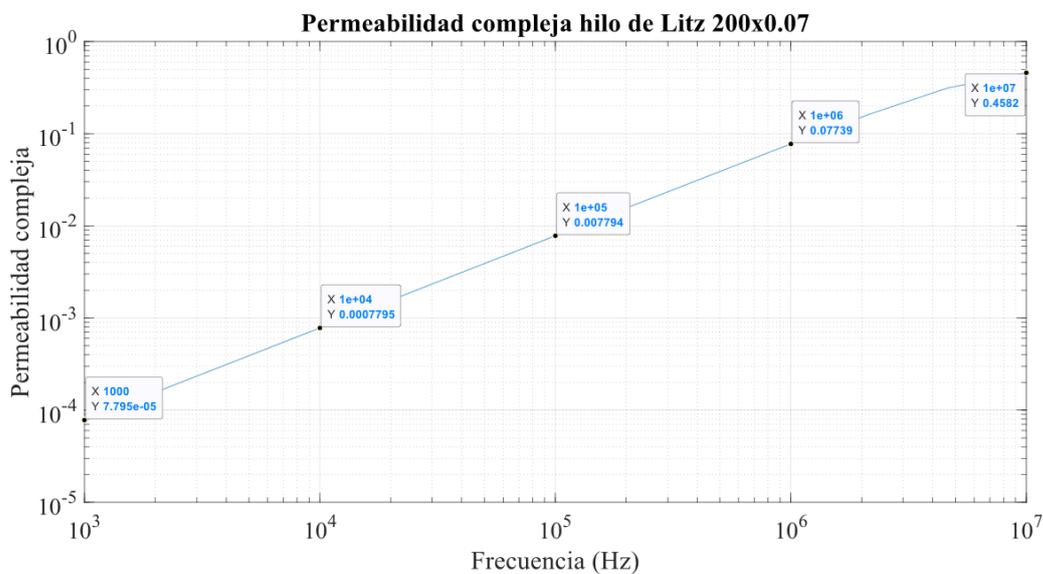


Figura 4.5 Ejemplo permeabilidad compleja homogénea para hilo de Litz 200x0.07

Los resultados de pérdidas por efecto proximidad que se han obtenido con este conductor homogéneo se comparan con los obtenidos en las simulaciones con los hilos de Litz sin homogeneizar y con los hilos homogéneos. Se puede apreciar en la Figura 4.6 que en los tres casos las gráficas son prácticamente iguales, variando ligeramente por el hecho de que al introducir los valores de las permeabilidades imaginarias en el programa de simulación se acumula un error porque no se introducen todos los puntos de la curva, sino que se introducen únicamente varios puntos significativos, por lo que la curva de permeabilidades introducida no es exacta.

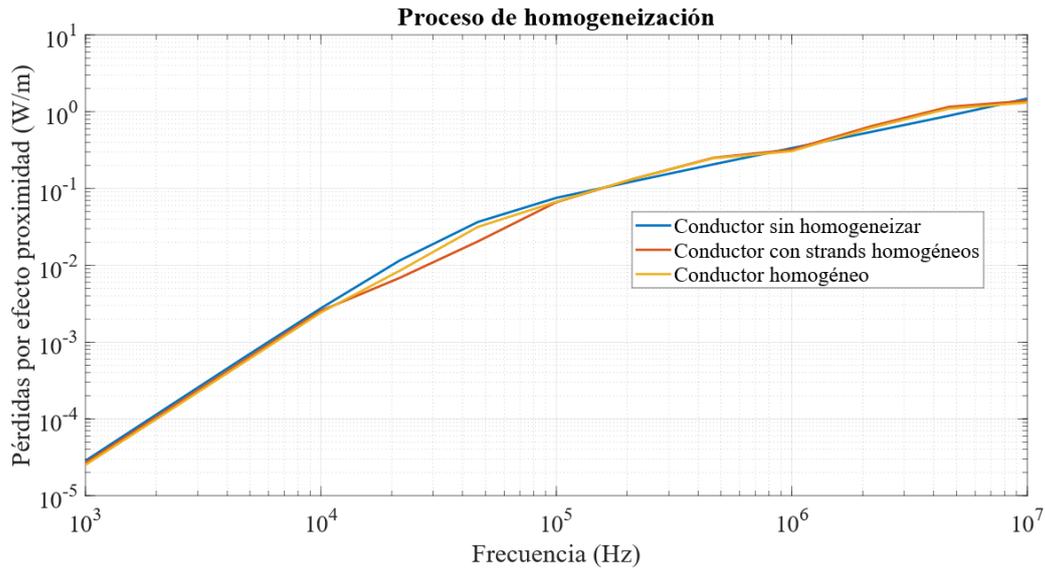


Figura 4.6 Gráfica comparativa de la homogeneización en cuanto a efecto proximidad

Esta homogeneización que se ha conseguido teniendo en cuenta el efecto proximidad, se comprueba que obtiene resultados muy similares a los de un conductor sin homogeneizar. Además, está la conductividad homogénea, que como depende del efecto pelicular, obtiene buenos resultados como ya se ha explicado. En conclusión, la homogeneización de los conductores de Litz será de gran importancia en las simulaciones que se realizarán en 3D, como se verá en el capítulo 7 Resultados, dónde el diseño geométrico de conductores con cientos de strands que deben estar entrelazados es imposible y, por tanto, es necesaria esta homogeneización, haciendo además posible obtener los resultados en tiempos razonables.

## 5 HERRAMIENTAS DE CÁLCULO

Para la realización de este proyecto se han utilizado los programas y herramientas computacionales que se describen en este apartado, y que han servido para las simulaciones con elementos finitos y para la obtención de gráficas e interpolaciones de las mismas para conseguir mejores resultados teóricos, acorde con los prácticos que se consiguen con las medidas en el laboratorio y las simulaciones.

### 5.1 Programa de simulación Ansys Maxwell Electronics

El programa utilizado para calcular pérdidas en los hilos de Litz y la resistencia  $R$  y autoinducción  $L$  en los devanados, es el Ansys Maxwell Electronics. Este programa se basa en la resolución de problemas eléctricos o magnéticos mediante el análisis por elementos finitos (FEA) en una región finita del espacio, llamada malla, en la que se resuelven las ecuaciones de Maxwell. La interfaz que tiene el programa es la mostrada en la Figura 5.1.

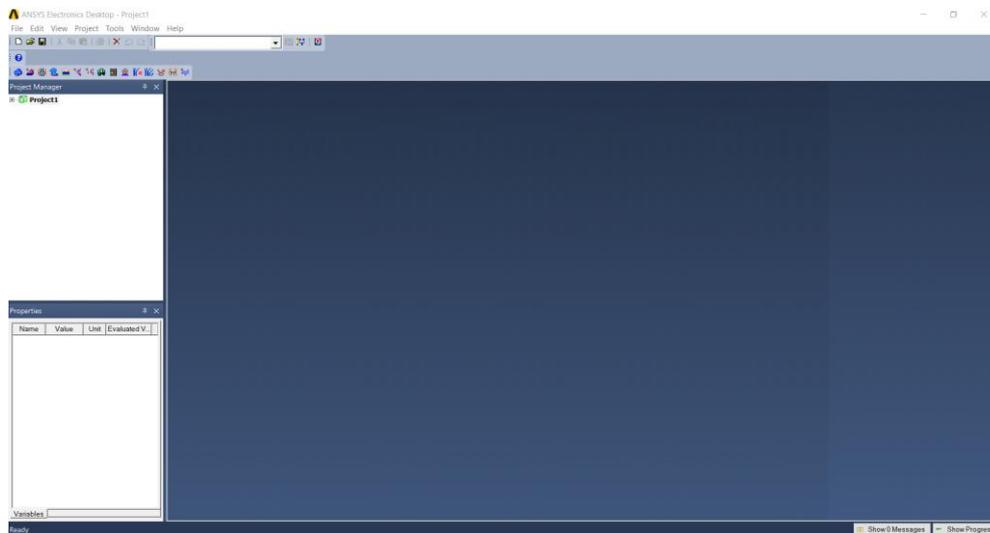


Figura 5.1 Interfaz del programa Ansys Electronics

Las ecuaciones de Maxwell que se usen dependerán del método de resolución que se elija, que como se ve en la siguiente Figura puede ser: electrostático, magnetoestático, corrientes inducidas, conducción en corriente continua y transitorios.

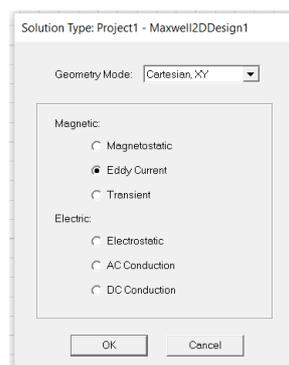


Figura 5.2 Métodos de resolución

Una vez que el proyecto está abierto se permite insertar diferentes diseños (diseño 2D, diseño 3D son los que interesarán en este trabajo) y también los diseños de geometrías (circunferencias, líneas, cilindros...). Además, se pueden introducir variables para crear un material nuevo o añadir propiedades a un material de los predeterminados mediante *Project Variables* y *Project Datasets*. En la Figura 5.3 se puede ver la barra de herramientas dónde se pueden seleccionar todos estos aspectos.



Figura 5.3 Barra de herramientas

El uso de las herramientas citadas para la introducción de variables será útil para introducir parámetros en función de la frecuencia de gráficas obtenidas con *Matlab*, como ocurre con los valores de las permeabilidades y conductividades homogéneas, cuya forma de introducirlas se muestra en la Figura 5.4. *Project Dataset* > *Add* permite introducir valores de una curva; *Project Dataset* > *Sheetscan* permite cargar una figura; *Project Dataset* > *Import* permite cargar un archivo con los valores de una curva.

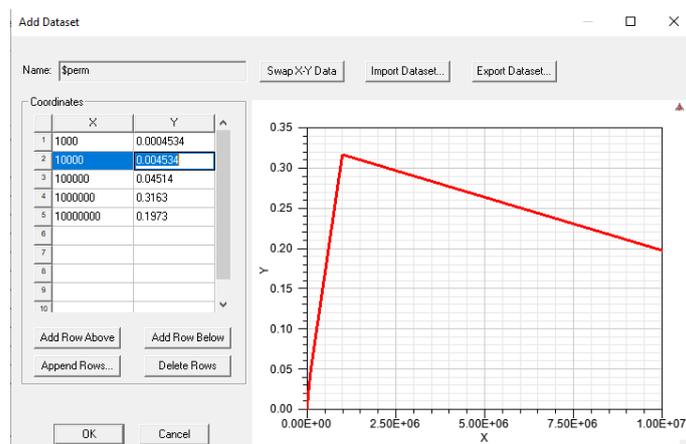


Figura 5.4 Introducción de valores en función de frecuencia con Dataset

Cuando la geometría ya se ha dibujado, hay que crear la región del espacio en la que se operará, como se ve en la Figura 5.5, y que será la región en la que las ecuaciones de Maxwell se resuelven. El siguiente paso en el proyecto es la imposición de las condiciones de geometría y simulación en la región creada, que son las que aparecen en la Figura 5.6, y que se describen a continuación de forma detallada.

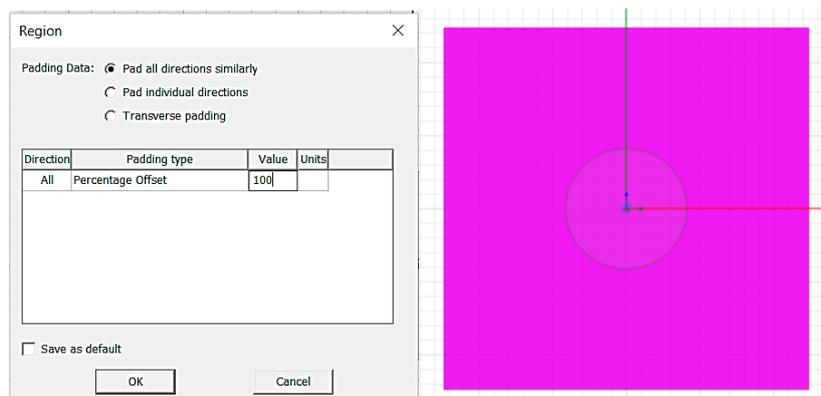


Figura 5.5 Creación de la región de simulación

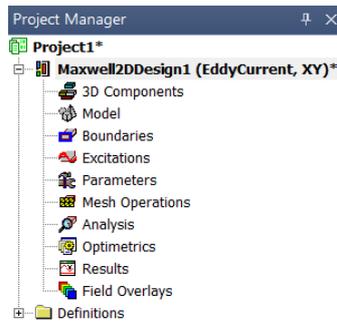


Figura 5.6 Condiciones de geometría y simulación

Lo primero que se debe introducir son los límites (Boundaries), y en la siguiente Figura se pueden ver varias opciones, aunque los que interesan para este proyecto son los de vector potencial y simetría para los diseños en 2D (mostrándose en las Figuras 5.7 y 5.8 su selección) y aislante en los 3D. El vector potencial permite que, poniendo en una cara un vector entrante y en la otra saliente, se produzca la creación de un campo magnético que afecta a la geometría; la simetría permite que el flujo sea el mismo en los dos sitios en los que se introduce la simetría y se puede seleccionar que sea normal o tangencial; el límite aislante provoca que los hilos de Litz en los diseños 3D estén separados unos de otros en la creación del mallado para que el programa pueda así resolver las ecuaciones de Maxwell adecuadamente.

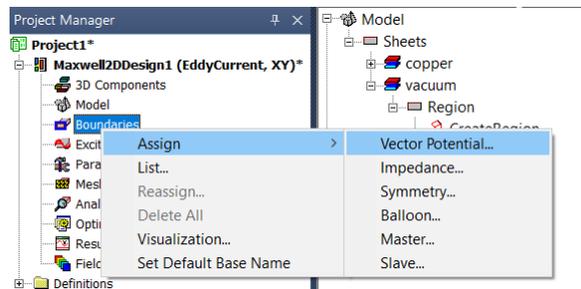


Figura 5.7 Límites que se pueden aplicar a la región en 2D

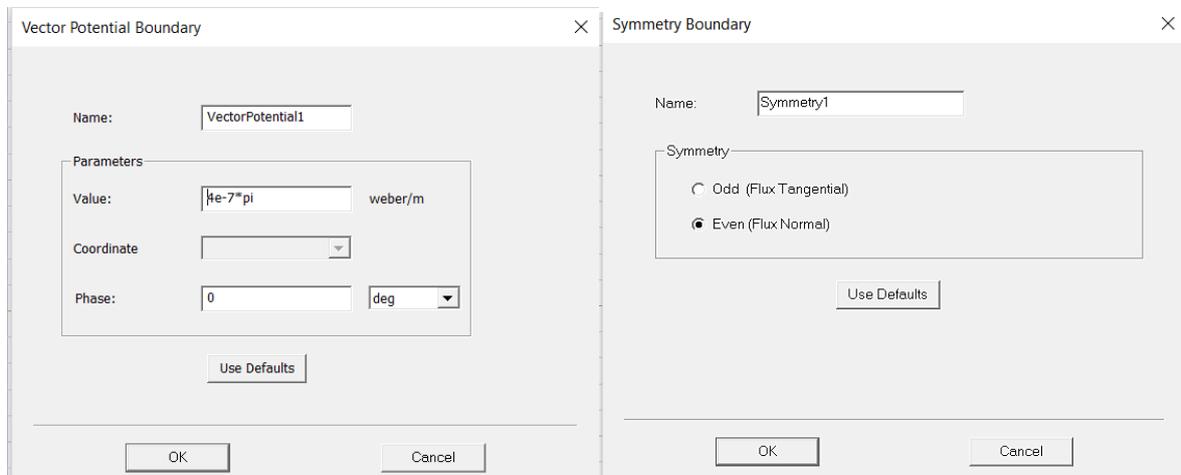


Figura 5.8 Ejemplos de límites que se ponen a las simulaciones realizadas

Las siguientes condiciones que se pueden aplicar al diseño son las excitaciones, que son las que aparecen en la siguiente Figura, y se permite la posibilidad de elegir de qué forma recorren a la geometría. En este trabajo la que se utilizará es la excitación de corriente que además da la

opción de elegir si la geometría que se recorre es sólida u homogénea (solid o stranded como aparece en la siguiente Figura).

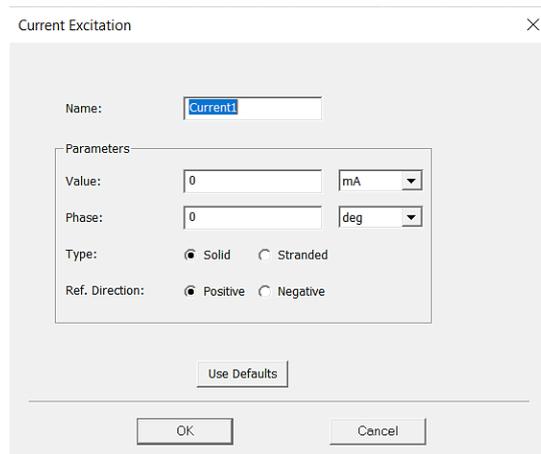


Figura 5.9 Excitaciones que se pueden aplicar al diseño

La condición de los parámetros da las opciones de introducir fuerza, torque y matriz al modelo. La fuerza y el torque se asignan al modelo y la matriz, que será el parámetro que se utilizará para obtener los resultados y poder agrupar los efectos de las corrientes sobre cada hilo, se refiere al almacenamiento de energía mediante el cálculo de las inductancias de tal modo que la diagonal principal son los valores de inductancia debidos a la excitación particular de cada bobina/conductor y los elementos de fuera de la diagonal son referidos al efecto que provoca una bobina/conductor sobre las otras.

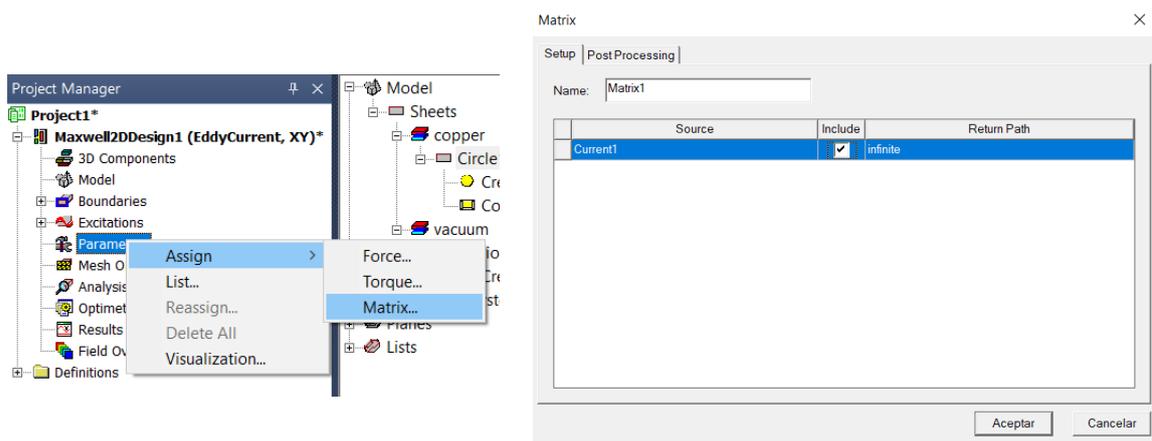


Figura 5.10 a) Asignación de parámetros; b) Parámetros en el apartado matrix

Otra condición, que será fundamental en la simulación, puesto que es el parámetro que se refiere a cómo de refinada es la malla, es operaciones de malla (Mesh Operations). La malla influirá en los tiempos de simulación, y por ello seleccionar una malla pequeña en la que la geometría esté dividida en muchas regiones proporciona mejores resultados que pocas mallas de mayor tamaño, pero a costa de un coste computacional mayor, por lo cual hay que seleccionar una profundidad de malla que esté compensada en relación coste computacional–resultados.

La malla se puede seleccionar *On selection*, que se aplica en la superficie del objeto; *Inside selection*, para aplicarla en todo el volumen; *Surface approximation* para el contorno del objeto; *Model resolution* que los pequeños detalles del objeto no los tiene en cuenta; y *Cylindrical gap*

*treatment* para conseguir un buen mallado en regiones estrechas. En este trabajo la malla que se seleccionará será *On selection* para las simulaciones 2D e *Inside selection* para las 3D, porque no se quiere perder detalle de la geometría.

Un ejemplo de cómo queda la representación de la malla, obtenida con *Plot mesh*, cuando se valida el diseño, tiene la forma mostrada en la Figura 5.11.

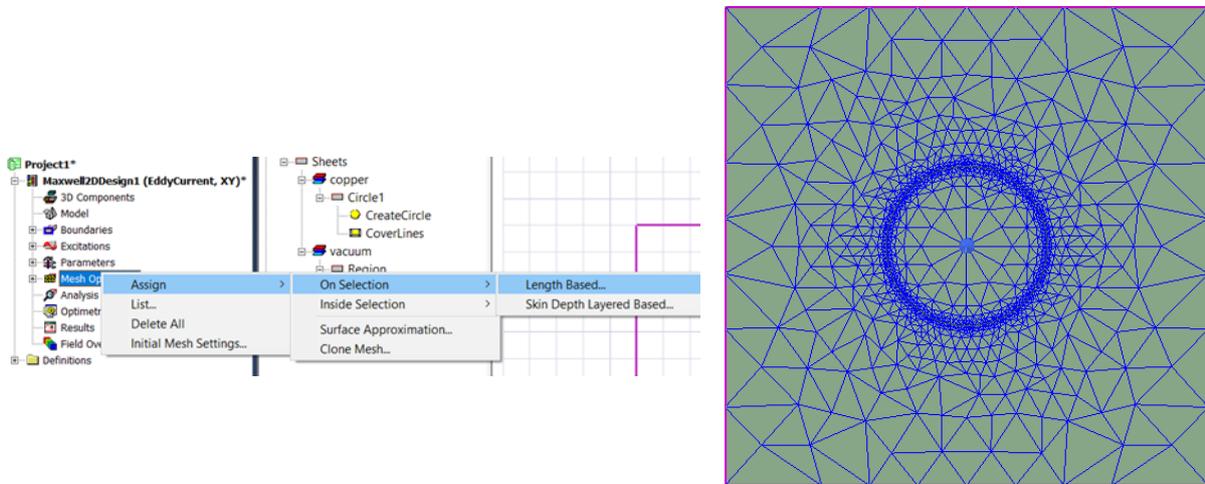


Figura 5.11 Selección y representación de la malla

Las condiciones para la geometría son las anteriormente descritas, pero también se tienen que seleccionar las condiciones de la simulación. Estas son: análisis (Analysis), resultados (Results) y superposiciones de campo (Field Overlays).

En cuanto a las condiciones de simulación, en el apartado de análisis se seleccionan entre otros aspectos las frecuencias a las que se resolverá la simulación y aparecen varias ventanas; en la primera (*General*) que se muestra en la Figura 5.12 a) se deben seleccionar el número de pasos y el porcentaje de error de la simulación, las cuales afectan a la exactitud de los resultados y lógicamente a los tiempos de simulación (cuánto menos error más tardará en simular). En la ventana *Solver* mostrada en la Figura 5.12 b), se puede seleccionar la frecuencia adaptativa de la simulación, que debe ser la última frecuencia que se quiera considerar para la resolución del mallado, ya que esta frecuencia es la más desfavorable.

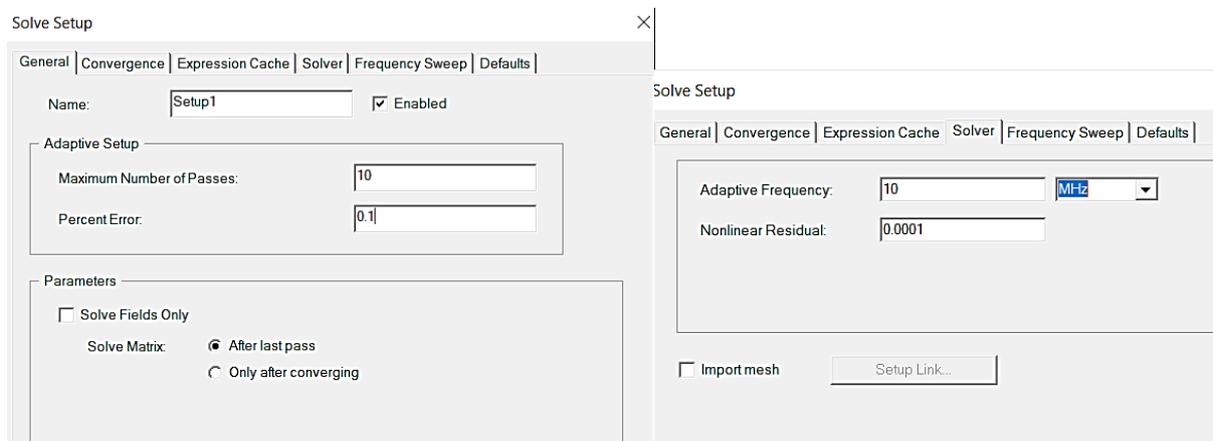


Figura 5.12 a) Selección de número de pasos y error de la simulación; b) Selección frecuencia final

La última ventana que se tratará en el apartado de análisis será la de barrido de frecuencias (*Frequency Sweep*), en la que como se ve en la Figura 5.13 se puede seleccionar el intervalo de frecuencias en el que se desea simular.

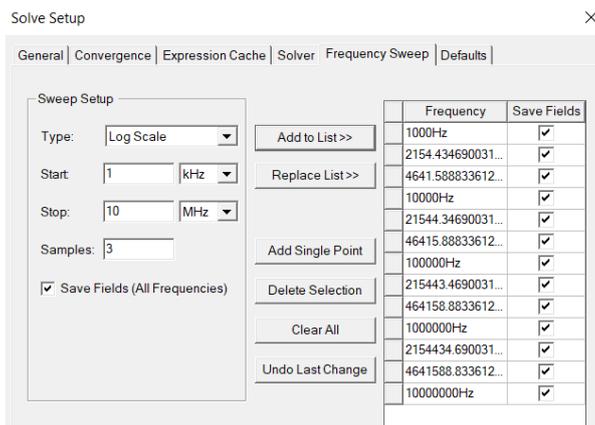


Figura 5.13 Barrido de frecuencias en la simulación

El siguiente apartado en relación con los resultados es el Field Overlays, dónde se tiene la opción Calculator, con la que se puede introducir el valor que se quiere medir en la simulación. Algunos de los valores como el campo magnético o resistencia en el conductor ya vienen en la aplicación de forma predeterminada, pero por ejemplo las pérdidas en el devanado no vienen como tal, por lo cual hay que introducir la ecuación que las calcule de la manera que aparece en la Figura 5.14, que será realizando la integral de pérdidas óhmicas sobre la superficie del conductor.

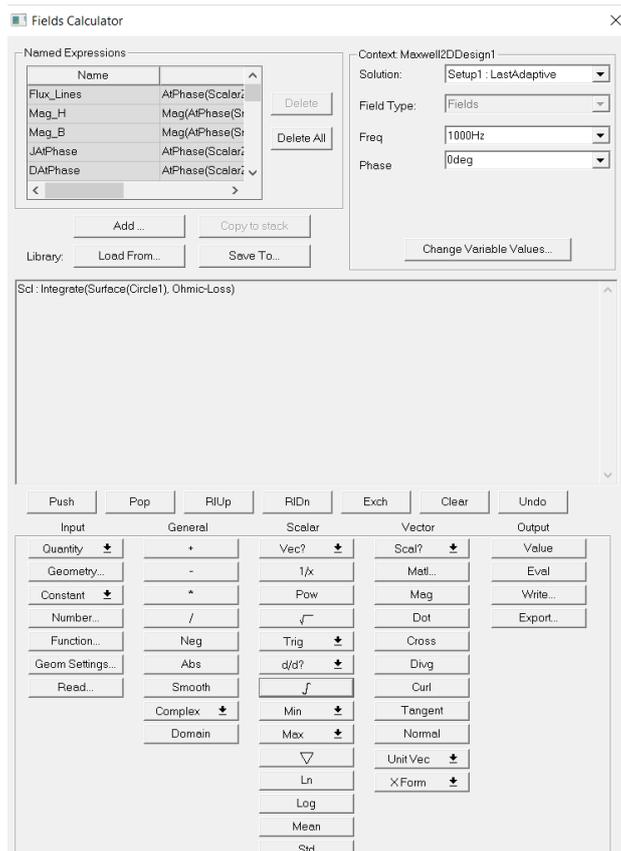


Figura 5.14 Herramienta para el cálculo de parámetros

Antes de obtener los resultados se debe validar la simulación; se tienen los iconos señalados en la Figura 5.15: *Validate* que comprueba si los valores que se han ido introduciendo son correctos y *Analyze All* que es el que inicia la simulación con todas las condiciones que se hayan impuesto.



Figura 5.15 Iconos para validar la simulación

Por último, se tiene el apartado de resultados, en el que estos se pueden obtener de diferentes formas, como se muestra en la Figura 5.16.

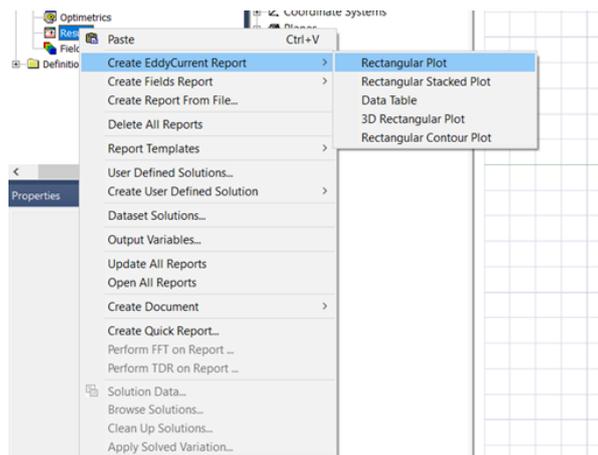


Figura 5.16 Opciones para mostrar los resultados

Como se ve en la anterior Figura los resultados se pueden obtener de forma gráfica con los *Create Report* o de forma analítica con las demás opciones.

La forma para obtener los resultados de manera analítica que se usará en las simulaciones realizadas en este trabajo es *Solution Data*, que muestra todos los resultados (pérdidas, inductancias, campo magnético, etcétera) para una frecuencia que se seleccione, y se muestra un ejemplo en la Figura 5.17.

Simulation: Setup1 LastAdaptive

Design Variation: [ ]

Profile | Convergence | Winding | Loss | External Circuit | End Connection | Force | Torque | Matrix | Mesh Statistics

Parameter: Matrix1 Type: Re(Z), Im(Z) Export Solution...

Pass: 4 Resistance Units: ohm

Freq: 1000Hz PostProcessed

	Current_1	Current_2	Current_3	Current_4	
Current_1	0.022585, 0.0048531	3.9354E-05, 0.0036412	1.7339E-05, 0.0027523	4.6137E-06, 0.002217	4
Current_2	3.9354E-05, 0.0036412	0.022582, 0.0048243	3.4424E-05, 0.0035979	1.1275E-05, 0.0026943	2
Current_3	1.7339E-05, 0.0027523	3.4424E-05, 0.0035979	0.022574, 0.0047863	2.3988E-05, 0.0035251	8
Current_4	4.6137E-06, 0.002217	1.1275E-05, 0.0026943	2.3988E-05, 0.0035251	0.022556, 0.0046783	6
Current_5	4.0828E-05, 0.0036556	2.016E-05, 0.0027811	8.0801E-06, 0.0022604	6.0631E-08, 0.0018801	0
Current_6	2.016E-05, 0.0027811	9.2842E-06, 0.0022747	1.8009E-06, 0.0019089	-3.4031E-06, 0.001617	3
Current_7	8.0801E-06, 0.0022604	1.801E-06, 0.0019089	-2.8461E-06, 0.0016314	-6.1413E-06, 0.0013981	1
Current_8	6.0686E-08, 0.0018801	-3.403E-06, 0.001617	-6.1413E-06, 0.0013981	-8.0938E-06, 0.0012079	4
Current_9	8.1061E-06, 0.0023911	1.6338E-05, 0.002894	2.6547E-05, 0.003545	2.0675E-05, 0.0035012	2
Current_10	2.2384E-05, 0.0029446	3.5787E-05, 0.0036102	3.2412E-05, 0.0035813	1.3391E-05, 0.0028577	1
Current_11	3.9814E-05, 0.0036462	3.8354E-05, 0.0036318	2.0426E-05, 0.0029229	6.524E-06, 0.0023621	2

Close

Figura 5.17 Ejemplo de resultados obtenidos con *Solution Data*

Por otra parte, la obtención de los resultados de forma gráfica será la más interesante porque permite la opción de exportar los resultados, lo que será de gran utilidad para realizar comparaciones con resultados que se obtengan con otros programas.

La obtención de estas gráficas en este trabajo se realiza con *Create Fields Report* o *Create EddyCurrent Report* que permiten crear una gráfica que muestre los resultados que se deseen en el intervalo de frecuencias que se haya seleccionado en el apartado del análisis. Como ejemplo, en la siguiente Figura se muestra como sería la selección de una variable creada con la opción Calculator explicada anteriormente y posteriormente en el capítulo 7 Resultados se pueden ver varios ejemplos de gráficas obtenidas mediante este método.

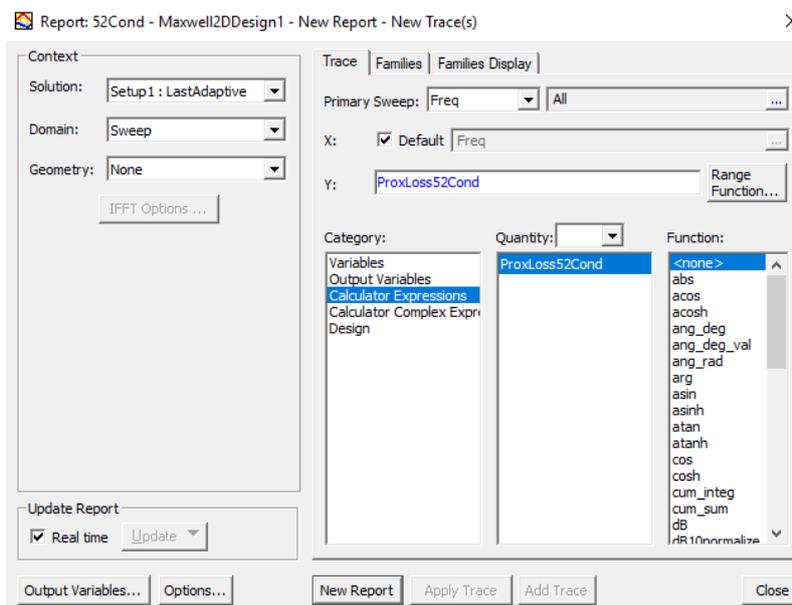


Figura 5.18 Selección de variables creadas con Calculator

Con la gráfica obtenida se tiene la posibilidad ya comentada de obtener un archivo Excel con los datos de esta; posteriormente se puede aprovechar esta opción para introducir el archivo con los datos en Matlab y que cree las variables obtenidas directamente para así poder hacer las comprobaciones de resultados obtenidos de forma teórica y con la simulación. En la Figura 5.19 se observa un ejemplo de cómo lee las tablas exportadas de Ansys el Matlab, y las tablas que se han obtenido se mostrarán en el capítulo 7 Resultados.

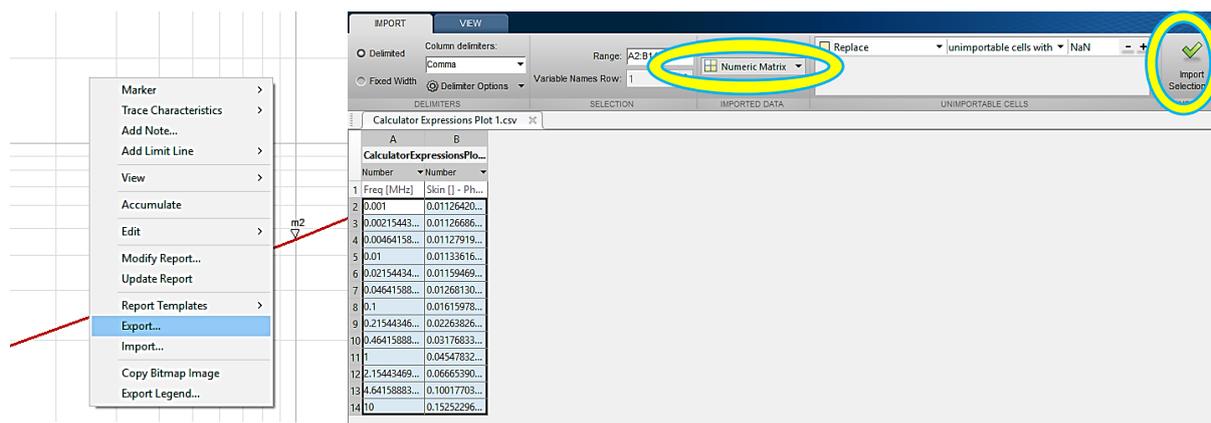


Figura 5.19 Método para exportar los datos de la gráfica en formato .csv a Matlab

## 5.2 Función para calcular los valores teóricos con Matlab

En este apartado se describe la función realizada con Matlab para el cálculo de pérdidas y de propiedades homogéneas. Se muestran breves apartados del código, pero el código entero de la función se muestra en el Anexo.

La declaración de la función necesita unos parámetros de entrada, que son: el número de hilos del conductor  $N$ , el valor del campo magnético que lo atraviesa  $H$ , el diámetro del bundle  $Dbundle$ , y los parámetros  $a$ ,  $b$ ,  $c$  y  $d$  que son los valores que ajustan correctamente las ecuaciones, como se verá en el apartado 5.3 Programa de interpolación de Matlab: Curve Fitting.

En la función también se pueden declarar varias salidas, y las que se han elegido que proporcione la función son: la función de pérdidas por proximidad  $FPprox$ , la permeabilidad magnética imaginaria de los hilos  $PermIm$  y la permeabilidad magnética imaginaria del conductor entero  $PermHomogenea$ . Estas tres salidas proporcionan los datos en forma de tabla, pero también se necesita que se proporcionen estos datos en forma de gráficas para poder compararlas con las obtenidas de las simulaciones con Ansys y de los ajustes realizados con Curve Fitting.

La declaración de la función es la mostrada a continuación:

`function [FPprox, PermIm, PermHomogenea] = modificada (N, H, Dbundle, a, b, c, d)`

Una vez que se han declarado cuáles serán las entradas y las salidas de la ecuación, lo primero que se declara son las variables que se necesitan del conductor, es decir, la permeabilidad y conductividad del cobre, el diámetro de los hilos, la resistencia en corriente continua del conductor, el rango de frecuencias en el que se realiza el estudio, la profundidad pelicular (variante con la frecuencia) y el argumento de las funciones de Bessel.

Estas funciones de Bessel se definen como se mostró en el apartado 3.2 y su argumento será la constante  $e^{3\pi i/4}$ , que aparece en el citado apartado, multiplicada por el factor  $\gamma$ , que aparece definido en el apartado 3.4.1 Pérdidas por efecto pelicular en conductores redondos y multiplicada según el orden de la función de Bessel por el parámetro  $a$ ,  $b$  o  $d$ .

Cuando ya están definidas las funciones de Bessel se puede operar con ellas y conseguir las pérdidas por proximidad y la función de pérdidas, definiendo la ecuación (28) mostrada en el apartado 3.5.2 Pérdidas por proximidad en hilos de Litz. Tanto las pérdidas como la función de pérdidas por proximidad  $FPprox(\gamma)$ , cuya definición es mostrada en la igualdad (40), se obtienen como un vector que aparecerá en el Workspace para poder ser usado posteriormente con otras herramientas como las de ajuste de curvas.

$$FPprox(\gamma) = \frac{P_{prox}}{N \cdot R_{dc} \cdot H^2} \quad (40)$$

Estos datos, en función de la frecuencia, se pueden mostrar en una figura, lo cual será más cómodo para compararlo posteriormente con las gráficas obtenidas de la simulación, por lo que se saca una figura de pérdidas frente a frecuencia en escala logarítmica para ver las figuras con mayor precisión, cuyo comando es: `loglog(frec, Pprox)`.

Por último, con esta función que se ha desarrollado, se pueden obtener las permeabilidades imaginarias tanto de los strands como del bundle consiguiendo estos valores con las ecuaciones mostradas en (36) y en (39) en el capítulo 4 Proceso de homogeneización, que son salidas de la función como vector, aunque también se muestran en dos respectivas figuras para facilitar posteriores exportaciones de datos de Matlab a Ansys.

Aparte de la función definida, se ha realizado una pequeña función análoga para la verificación de las pérdidas peliculares a modo de ejemplo en el caso de un conductor. Lo único que cambia en esta función es el cálculo de las pérdidas, para las que se usará la ecuación que aparece definida en (27) en el capítulo 3.5.1 Pérdidas peliculares en hilos de Litz. Además, en este caso también se pueden obtener los valores de las conductividades imaginarias homogéneas (que serían el equivalente a las permeabilidades en el caso de efecto proximidad) porque se usarán en posteriores simulaciones en 3D y su cálculo ya se ha explicado en el capítulo 4 Proceso de homogeneización, en las ecuaciones (31) y (33).

### 5.3 Aplicación de interpolación de Matlab: Curve Fitting

En el programa Matlab se encuentra una aplicación (en el apartado *App*) que es el Curve Fitting y que tiene la interfaz mostrada en la Figura 5.20. Esta aplicación se utilizará para realizar la interpolación de la gráfica que se obtiene en la simulación y conseguir la ecuación teórica modificada que más se asemeja a dicha gráfica.

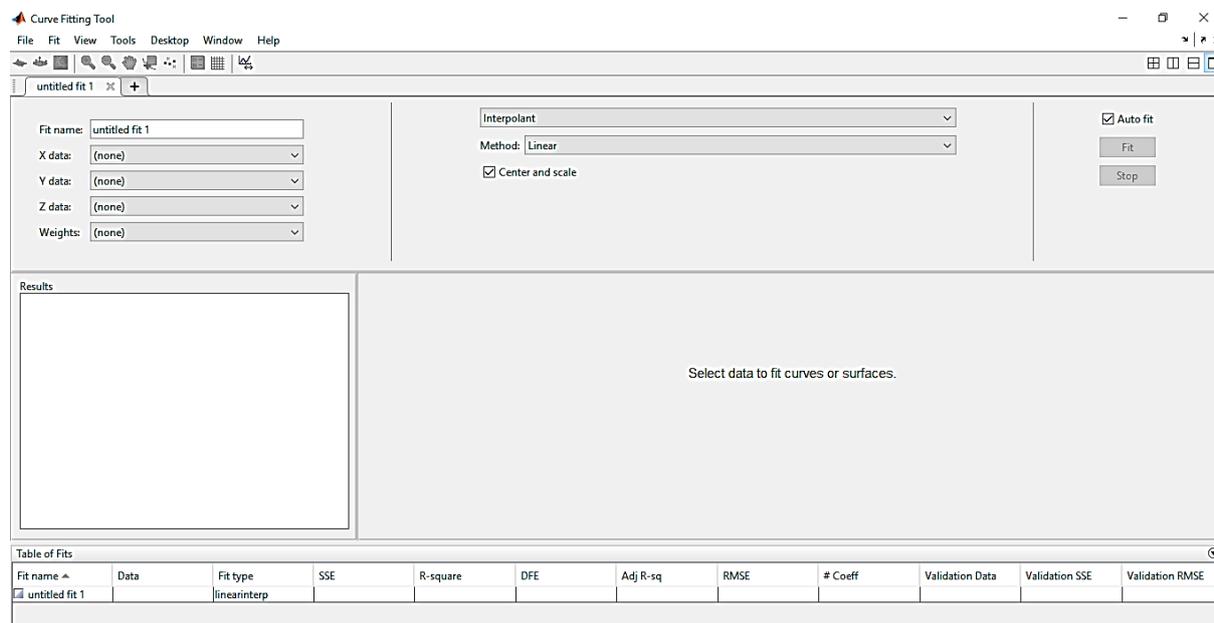


Figura 5.20 Interfaz de la aplicación Curve Fitting

La aplicación permitirá realizar tanto interpolaciones en 2D como en 3D, introduciendo qué variable corresponde a cada eje, y en el caso de las simulaciones en 2D dejando un eje vacío. Las interpolaciones que se han hecho en este trabajo son en dos dimensiones y por ello no se ha dado valor a la variable que correspondería al eje Z.

Para los otros dos ejes se ha tomado el eje Y como el de los valores de la función  $F(\gamma)$  obtenidos con Ansys y el eje X como el de los valores de frecuencia, pero con el fin de simplificar la

ecuación de pérdidas que debe realizar la interpolación, el parámetro que se ha tomado es  $x$ , que es el propio  $\gamma$  sin multiplicar por la constante  $e^{3\pi i/4}$ , puesto que es necesario que los valores asignados a los ejes sean números enteros, que únicamente dependen de la frecuencia y algunas constantes; con lo que a la hora de la interpolación se obtienen los mismos resultados que se obtendría al poner la frecuencia como variable en el eje X, pero la longitud y complejidad de la ecuación que posteriormente se introduce en la aplicación es reducida de forma importante.

Se debe tener en cuenta que las variables que se introducen en los ejes han tenido que ser definidas previamente en el *Workspace de Matlab* para poder ser seleccionadas.

A continuación, ya se muestra en el Curve Fitting la gráfica X-Y con los puntos de la gráfica introducidos, como se aprecia en la Figura 5.21, y se puede elegir qué tipo de ecuación es la que se desea que interpole la gráfica. Se pueden elegir ecuaciones que ya vienen predeterminadas como: ecuación lineal, exponencial, polinómica, gaussiana, etc. Sin embargo, la que se seleccionará en este caso es *Custom equation*, que permite la introducción de una ecuación propia en función de parámetros.

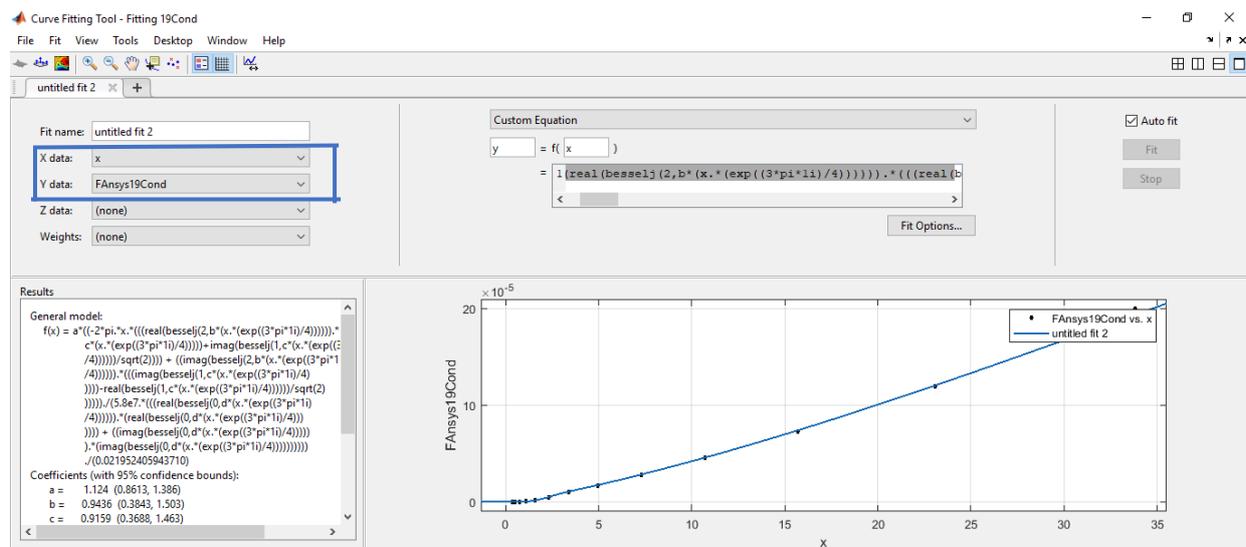


Figura 5.21 Introducción de parámetros y gráfica con los puntos introducidos

El parámetro que tiene que estar obligatoriamente es la variable que se ha introducido como eje X, pero aparte se pueden utilizar otros parámetros que modifiquen la ecuación que se introduce. De esta manera la ecuación que se introduce en las interpolaciones que se realizan en este trabajo es la siguiente:

$$FP_{PROX} = \frac{P_{prox}}{N \cdot Rdc \cdot H^2} = a \frac{-2\pi\gamma}{\sigma Rdc} \left( \frac{ber_2(d\gamma)ber'(c\gamma) + bei_2(d\gamma)bei'(c\gamma)}{ber_0(b\gamma)^2 + bei_0(b\gamma)^2} \right) \quad (41)$$

Que en el Curve Fitting se define de la siguiente manera:

$$FP_{PROX} = a \frac{-2\pi x}{\sigma Rdc} \left( \frac{ber_2(dx e^{3\pi i/4})ber'(cx e^{3\pi i/4}) + bei_2(dx e^{3\pi i/4})bei'(cx e^{3\pi i/4})}{ber_0(bx e^{3\pi i/4})^2 + bei_0(bx e^{3\pi i/4})^2} \right) \quad (42)$$

En la aplicación, las constantes Rdc y  $\sigma$  son introducidas con su valor numérico, porque si no el programa las detecta como parámetros. De esta forma, la ecuación queda en función de  $x$ , que era lo que se quería, y de otros 4 parámetros que aparecen en azul  $a$ ,  $b$ ,  $c$  y  $d$ , que serán los

que ajustarán la ecuación, pero el problema que aparece es que estos parámetros el programa los ajusta automáticamente para todas las frecuencias (desde  $-\infty$  hasta  $+\infty$ ), lo cual hace que el ajuste sea incorrecto.

Para solventar este inconveniente la interfaz tiene la herramienta *Fit options* mostrada con un ejemplo en la Figura 5.22 que permite ajustar los valores de forma manual; este proceso es costoso, sin embargo, se sabe que estos parámetros no pueden distar excesivamente de la unidad, ya que la ecuación teórica a pesar de no obtener resultados completamente iguales que la simulación es bastante parecida. Dicho motivo provoca que los valores de los parámetros puedan ser varios en función de la precisión que se busque y que haya parámetros más ajustados que otros a causa de este ajuste manual que se realiza.

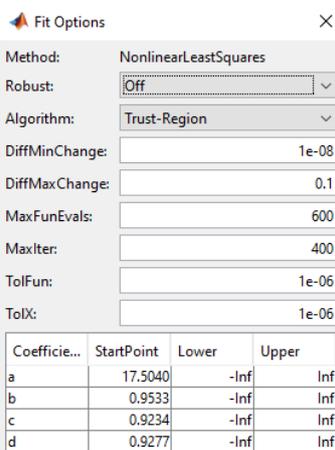


Figura 5.22 Ajuste de parámetros del Curve Fitting

Con todo lo anterior se consigue el ajuste de la ecuación, y además hay una herramienta en el *Curve Fitting*, que es *Residuals plot*, la cual muestra el error que existe entre los puntos que se han introducido como valores en un primer momento y dichos puntos en la gráfica interpolada. Un ejemplo es el que se puede observar en la Figura 5.23 en dónde el error es mínimo, como también muestra la barra de abajo dónde un R-adjust de 0,9989 significa que el ajuste realizado hace que ambas gráficas presenten una similitud del 99%.

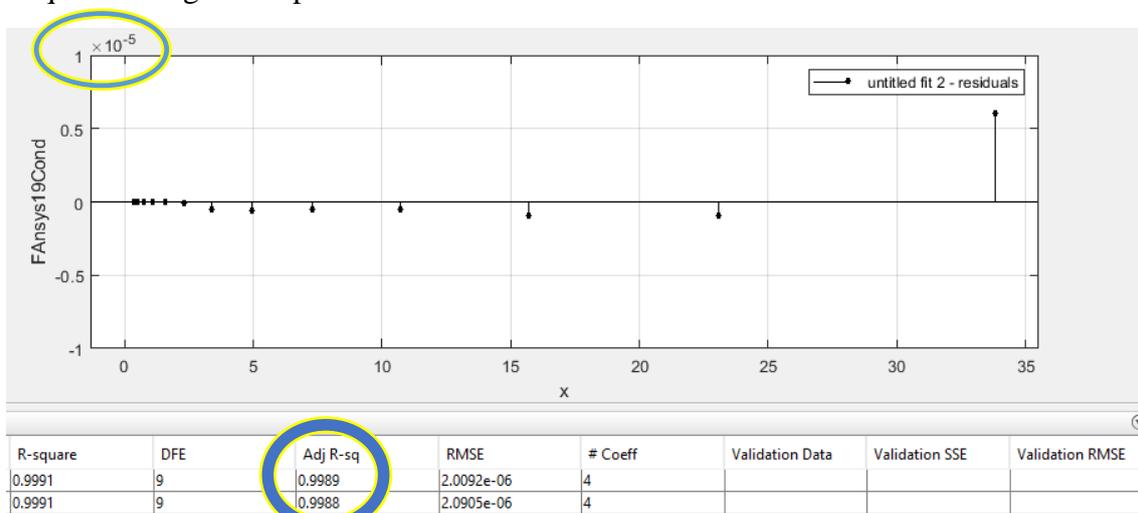


Figura 5.23 Gráfica que muestra el error del ajuste

## 5.4 Utilización del medidor de impedancias del laboratorio

La obtención de los resultados reales para las simulaciones que se realizarán en 3D, se consigue por medio de un aparato que permite calcular impedancias. En este trabajo los valores que se desean obtener son la resistencia  $R$  y la inductancia  $L$  para los modelos con bobinas que se crearán con hilos de Litz.

Lo primero es crear las bobinas con el devanado de Litz, procurando que el conductor esté bien enrollado alrededor del núcleo para minimizar las pérdidas por errores descritos en el apartado 3.5.3 Factores que acumulan error en los hilos de Litz.

De esta forma se crean varios prototipos para las mediciones; un ejemplo es el mostrado a continuación con una bobina de núcleo de ferrita y un hilo de Litz de  $200 \times 0.07$ .

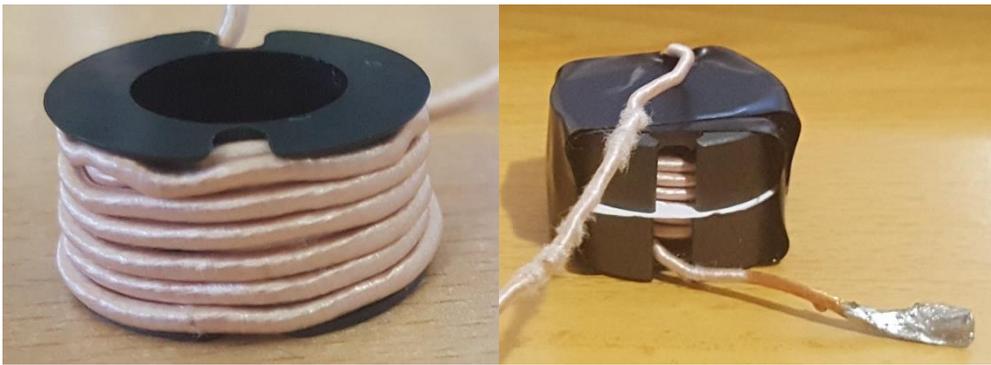


Figura 5.24 Ejemplo de bobina con hilo de Litz

La bobina se coloca encima de una placa en la que los extremos del conductor, previamente estañados para evitar que los hilos se separen o no queden bien trenzados (lo que supondría tener más pérdidas) y facilitar su colocación en la placa de medición, se colocan de la manera mostrada en la siguiente Imagen en la que aparece el aparato de medición completo.



Figura 5.25 Aparato de medición y colocación de bobina en la placa

Una vez colocada la bobina en la placa se puede comenzar la medición, para ello se enciende el aparato de medida y se observa en la pantalla que se pueden medir diferentes impedancias (capacidades o inductancias) que se seleccionan con los botones de al lado de la pantalla. En el caso de estudio la que nos interesa es la inductancia en serie  $L_s$  que será la que se elija. Cuando se selecciona el primer valor, salta otra pantalla en la que se debe elegir el segundo parámetro que se desea medir, que para este trabajo será la  $R_s$ .

En las siguientes imágenes se observan las dos pantallas que se han comentado.

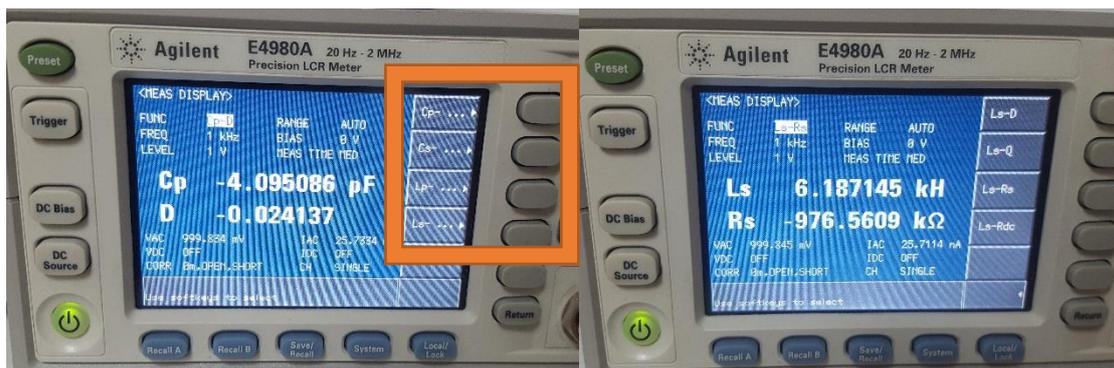


Figura 5.26 Selección de los valores que se quieren medir

El último paso es situar la selección en el apartado FREQ, con las flechas señaladas en azul en la siguiente Figura, e ir variando las frecuencias de medición con los botones de al lado de la pantalla señalados en naranja, que permiten que se obtengan los valores a frecuencias múltiples de 10 desde 1 KHz hasta 2 MHz.



Figura 5.27 Selección de la frecuencia de medición

## 6 METODOLOGÍA

En este apartado se describe el procedimiento que se ha seguido en la realización de este TFG y se muestra al final un esquema que muestra de forma resumida las diferentes fases que se han realizado en este proyecto.

El primer paso, después de naturalmente leer la documentación sobre el tema, que se ha llevado a cabo en este TFG, es comenzar con la introducción de las ecuaciones de Bessel para el cálculo de pérdidas en una función de Matlab, que tiene como parámetros el número de conductores y el campo magnético externo que se aplica al conductor entre otros, y obtiene una figura que muestra las pérdidas y las permeabilidades homogéneas en función de la frecuencia.

Con esta función se obtendrían únicamente las pérdidas por efecto proximidad ya que son las que interesan, puesto que la ecuación teórica para un conductor funciona perfectamente (como se comprobará posteriormente con la simulación), pero a medida que el número de conductores aumenta, la gráfica teórica difiere más de la gráfica que se obtendrá con la simulación. Esto ocurre debido a que el campo magnético que inducen unos conductores sobre otros modifica el valor del campo que atraviesa a un conductor, es decir, no se mantiene constante si se añaden o se quitan conductores.

Sin embargo, con las pérdidas por efecto pelicular la ecuación para un conductor obtiene también buen resultado, y además para varios conductores la ecuación seguirá funcionando, porque al depender estas pérdidas de la corriente, y ser la corriente igual en todos los conductores, el número de conductores no hace que varíe este factor y por tanto las pérdidas totales son la suma de pérdidas de cada hilo.

La primera simulación a modo de comprobación es obtener las pérdidas peliculares con un conductor y ver que coinciden con las teóricas (exportando los datos de la gráfica a Matlab) y así de esta manera poder centrar el proyecto en las pérdidas por proximidad, que son las que sí difieren de las obtenidas con las ecuaciones de Bessel.

Por otro lado, los siguientes resultados que se obtendrán son los de las simulaciones con conductores en 2D. El motivo es que el valor del campo magnético no es un dato que se tenga a priori, como sí ocurre con la corriente, y como es la simulación la que a través de las condiciones de contorno aporta este valor, hay que esperar a obtenerlo en la simulación para después introducirlo en la función de Matlab y poder obtener los resultados teóricos.

La siguiente simulación llevada a cabo es también con un conductor, aunque en este caso para obtener las pérdidas por efecto proximidad. En esta simulación también se tiene que calcular cuál es el campo magnético; por tanto, se debe obtener una gráfica que proporcione el valor del campo y de esta manera poder obtener los resultados teóricos.

Una vez comprobada la igualdad de los modelos teóricos con la simulación para un conductor, se procede a realizar varias simulaciones con varios conductores y centrándose ya en el efecto proximidad por lo citado anteriormente.

El número de conductores que se ha elegido ha sido 7, 19 y 52, ya que son números que al diseñar la geometría dan diseños simétricos, lo cual está relacionado con la ortogonalidad que cómo se vio en el apartado 3.5 Hilos de Litz, establece que las pérdidas de piel y proximidad se pueden separar si la sección transversal del conductor es simétrica y el campo magnético

externo es uniforme y perpendicular a su eje de simetría [18]; además de ser representativos de unos pocos conductores, un número intermedio y uno elevado de conductores.

En la simulación con 7 conductores el primer paso es diseñar correctamente la geometría, para que exista simetría y el conductor esté en contacto con sus conductores “vecinos”. Además, se introducen los conductores dentro de uno más grande para formar el bundle y por tanto hay que tener en cuenta el material que se le asigna a cada conductor, siendo cobre para los hilos y aire para el círculo mayor, ya que este es simplemente una herramienta para poder calcular las pérdidas en la simulación.

En este caso también se debe obtener el valor del campo magnético porque al cambiar el número de conductores se varía la región de simulación y el campo magnético que recorre los conductores se ve afectado y su valor se modifica. Nuevamente, una vez obtenido este valor, se podrá obtener el modelo teórico.

Este mismo proceso realizado con 7 conductores se repite para realizar las simulaciones con 19 y 52. Como se llevó a cabo con las pruebas de un conductor, las gráficas que se obtienen de todas estas simulaciones se exportan como archivos de Excel (.csv) para poder ser introducidos y comparados con el modelo teórico en Matlab.

En las comparaciones que se realizan con más de un conductor se obtienen discrepancias entre el modelo teórico y el simulado a medida que la frecuencia aumenta, y este será el problema que se tendrá que solventar.

Una comprobación que también verifica esta discrepancia teórico-práctica se lleva a cabo cuando en Matlab con las tablas exportadas de las simulaciones realizadas, como se observa en (43), dividimos las pérdidas de cada simulación entre  $R_{dc}$ , número de conductores y el cuadrado del valor del campo magnético, para obtener la función de pérdidas, de la misma manera que se vio en la ecuación (40) para el caso teórico.

$$F(\gamma) = \frac{P_{ANSYS}}{N \cdot R_{dc} \cdot H^2} \quad (43)$$

Mostrando los cuatro casos en una misma gráfica, que se mostrará en el siguiente capítulo, se pueden comparar las funciones de pérdidas de todas las simulaciones, que teóricamente deberían coincidir. Sin embargo, esto no es así y las funciones de pérdidas para más de un conductor son prácticamente iguales y difieren de la función de pérdidas para un único conductor. Esto pone de manifiesto que el efecto proximidad no actúa de igual manera cuando se trata de un conductor que cuando se trata de varios.

Como consecuencia de que esto ocurra, el modelo teórico basado en las ecuaciones de Bessel, para más de un conductor, se tendrá que modificar para poder proporcionar resultados más acordes con los obtenidos en la simulación; partiendo de que las funciones de pérdidas de los casos de varios conductores son prácticamente iguales y por eso se podrá obtener un modelo teórico general que sirva para cualquier número de conductores. La herramienta que permitirá lograrlo es la aplicación ya analizada Curve Fitting.

La primera prueba realizada con esta aplicación trata de que con los resultados obtenidos en la simulación con un conductor se logró que la función de ecuaciones de Bessel se asemeje lo más posible a la práctica. En este caso solo se introduce un parámetro porque las dos gráficas son muy similares y el ajuste necesario es mínimo.

Para más de un conductor, como es en los casos donde las ecuaciones difieren más de los valores reales, se introducen cuatro parámetros para las interpolaciones para conseguir de este modo una mayor precisión en el ajuste de la ecuación.

El primer parámetro  $a$  sirve para multiplicar la ecuación entera y que la totalidad de la curva aumente. El resto de parámetros  $b$ ,  $c$  y  $d$  sirven para modificar la forma que dan a la curva las funciones de Bessel en función de su orden;  $b$  para el orden cero,  $c$  para el primer orden y  $d$  para el segundo orden. Estos tres últimos parámetros modifican la forma de la curva y por ello su ajuste es el más complicado porque la influencia de las altas frecuencias provoca grandes variaciones.

El objetivo que se persigue es conseguir que estos cuatro parámetros sirvan para ajustar cualquier simulación con varios conductores. Se realizan por esta razón los ajustes de las gráficas de 7, 19 y 52 conductores y se obtienen los cuatro parámetros que hacen que la ecuación obtenga mejores resultados para cualquier número de conductores.

Una vez se obtiene la función de ecuación de pérdidas modificada, el siguiente paso que se realizó es obtener las permeabilidades magnéticas homogéneas imaginarias, que se han explicado en el capítulo 4 Proceso de homogeneización, con la función de Matlab que se encuentra en los Anexos.

Con los valores de las permeabilidades homogéneas se realizan las simulaciones para comprobar que la homogeneización es correcta y más adelante ahorrar tiempo en los diseños, homogeneizando los hilos de Litz.

La última fase en la realización de este trabajo ha consistido en la fase práctica. Para ello se han medido con el analizador de impedancias los valores de la resistencia y la inductancia de varias bobinas con hilos de Litz de diferentes tamaños y diferente número de hilos. Estos valores que se obtienen son los reales y la simulación debe de dar los mismos resultados.

Para comprobar que la simulación y las medidas de laboratorio son correctas, se han diseñado los componentes magnéticos en 3D en el programa de simulación, teniendo en cuenta que los hilos de Litz se diseñan ya homogeneizados y el material de la bobina es ferrita, y se han analizado los resultados que se obtienen explicando el porqué de las diferencias que aparecen y que se verán en los próximos capítulos.

Estas simulaciones 3D, con los posteriores análisis de resultados y conclusiones a las que se ha llegado, son el último paso seguido en la metodología seguida de este Trabajo Fin de Grado, y a continuación se muestra un Esquema que muestra por orden y de forma resumida todas las fases que se han seguido y que se han mencionado.

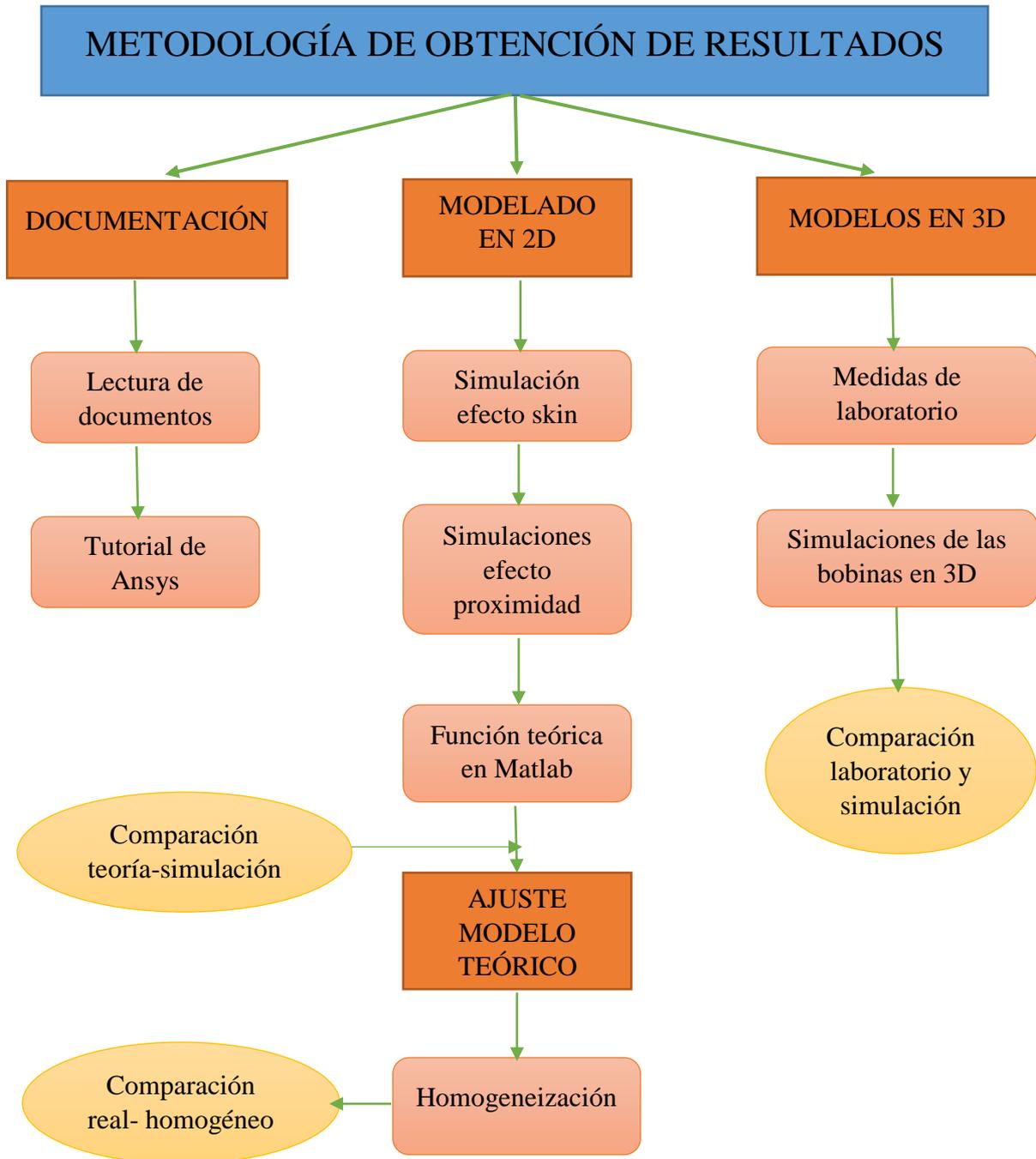


Figura 6.1 Esquema de la metodología

## 7 RESULTADOS

En este apartado se muestran los resultados que se han ido obteniendo en este proyecto, y la discusión de los mismos, según el orden metodológico que se ha mostrado en el capítulo 6 Metodología. También se mostrarán las comparaciones que se han tenido que ir realizando para extraer conclusiones que se verán en el apartado correspondiente.

### 7.1 Comprobación del efecto pelicular con un conductor

Los primeros resultados que se obtienen son las pérdidas por efecto pelicular (y por unidad de longitud) para un conductor. Esto se realiza porque ya ha habido estudios anteriores que han estudiado este tipo de pérdidas en profundidad y se ha llegado a la conclusión de que los modelos teóricos sí que obtienen resultados válidos. Sin embargo, a modo de ejemplo se realiza una simulación con un conductor para el efecto “piel” y poder centrar el trabajo en el efecto proximidad.

En una función en Matlab, cuyo código se muestra en el capítulo 11 Anexos, se obtienen las pérdidas teóricas que se muestran en la siguiente Gráfica.

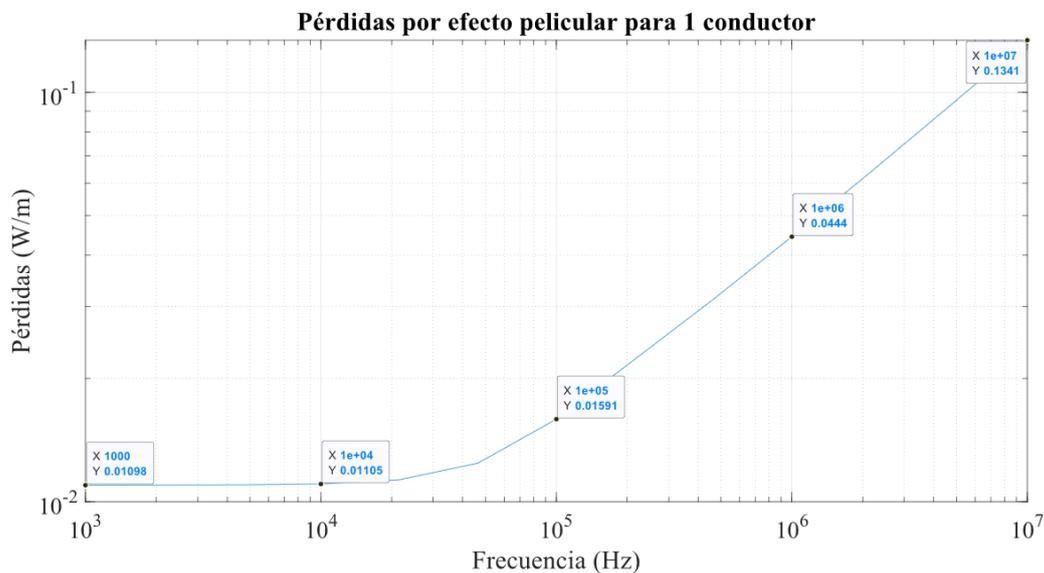


Figura 7.1 Gráfica teórica efecto skin

A continuación, se procede a la obtención con el programa Ansys, cuyo funcionamiento se explicó en el apartado 5.1 Programa de simulación Ansys Maxwell Electronics, de las pérdidas peliculares para el caso de un conductor, consiguiéndose la gráfica mostrada en la Figura 7.2.

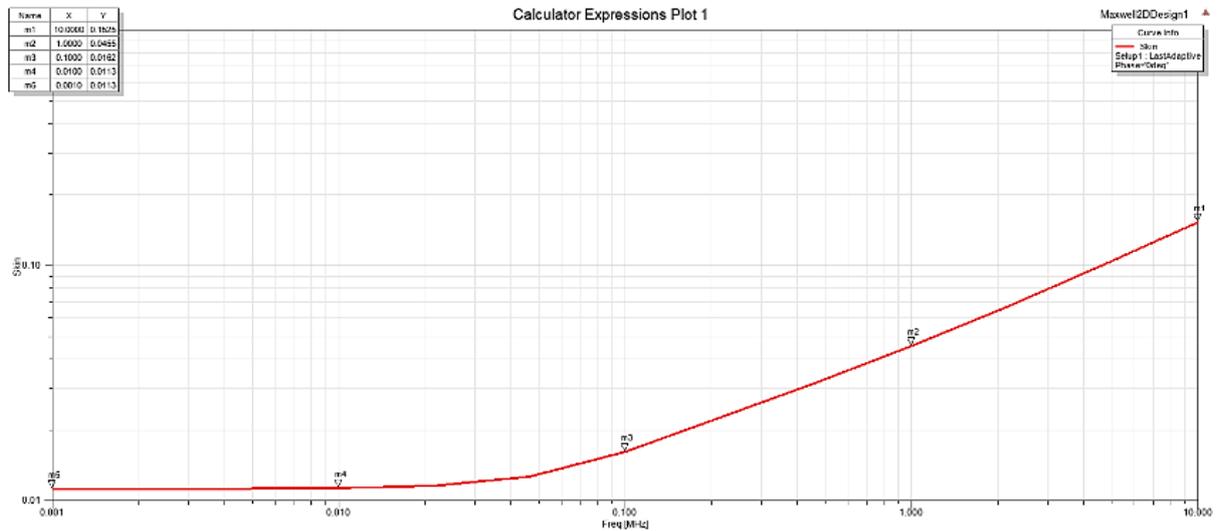


Figura 7.2 Gráfica de la simulación para el efecto skin

Con la gráfica obtenida en la simulación, el programa Ansys permite que se exporten los datos de la gráfica mediante una Tabla en un archivo Excel, que es la siguiente:

Frecuencia (MHz)	SkinLoss
0.001	0.011064204522283
0.00215443469003188	0.011066864744600
0.00464158883361278	0.011079199274368
0.01	0.011136169840916
0.0215443469003188	0.011594699757294
0.0464158883361278	0.012681308359573
0.1	0.016159780156807
0.215443469003188	0.022638264919207
0.464158883361278	0.031768337279088
1	0.045478324048912
2.15443469003188	0.066653907297543
4.64158883361278	0.100177038003589
10	0.152522969508868

Tabla 7.1 Datos de la simulación para efecto skin

El programa Matlab permite la importación de este tipo de Tablas, y con ello se puede mostrar las gráficas de las Figuras 7.1 y 7.2 en la siguiente Figura comparativa y de este modo comprobar que los resultados teóricos y prácticos son prácticamente iguales.

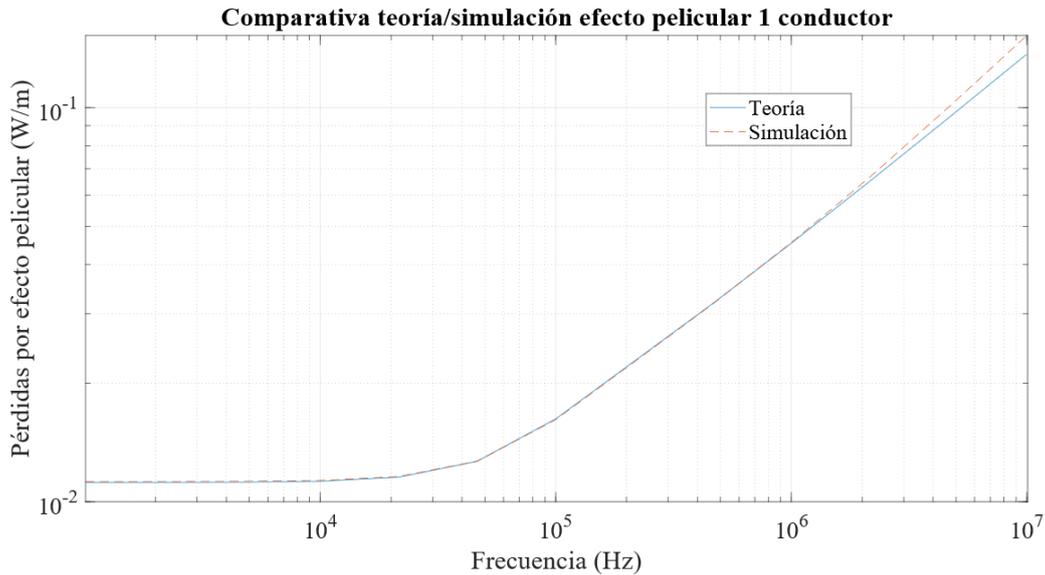


Figura 7.3 Comparativa resultados teóricos y prácticos para el efecto skin

Con lo anterior queda demostrado que el modelo teórico para el efecto pelicular ofrece unos resultados válidos, habiendo un error un poco mayor, aunque despreciable, a las frecuencias más altas, debido al error que se puede acumular en la simulación que se solucionaría con una malla aún más refinada. En este caso no se necesitarán más pruebas, puesto que para más de un conductor las pérdidas son el número de conductores multiplicado por las pérdidas de un conductor, ya que la corriente que circula por los hilos se mantiene constante, como diversos científicos han comprobado. [17] - [20]

## 7.2 Obtención de resultados teóricos y prácticos para comprobar el modelo teórico de pérdidas por efecto proximidad

Como se ha visto en el apartado anterior, el modelo teórico para el efecto pelicular funciona correctamente, y por este motivo el estudio puede centrarse en el efecto proximidad.

Los primeros resultados que se obtendrán son los obtenidos a través de las simulaciones en Ansys, que proporcionan las gráficas de pérdidas para los casos que se estudiarán, que son 1, 7, 19 y 52 conductores, por los motivos que se explicaron en el capítulo anterior. Una vez obtenido el valor del campo magnético en cada simulación también se podrán obtener las pérdidas teóricas y realizar una comparación entre el modelo simulado y el teórico.

De esta manera, este apartado, con los resultados que se han obtenido, se dividirá en los cuatro casos de estudios con sus correspondientes resultados de simulación, teóricos y comparativos entre los dos anteriores.

### 7.2.1 Estudio de un conductor

La primera simulación que se realiza es con un conductor; este caso será el más sencillo porque la geometría en 2D es un solo círculo de cobre y con un diámetro que se ha elegido de 1mm.

## RESULTADOS

Las condiciones de contorno que se pondrán son las explicadas en el apartado 5.1 Programa de simulación Ansys Maxwell Electronics y serán las mismas en las simulaciones posteriores para más conductores.

Los resultados que se obtienen para las pérdidas son las mostradas en la Figura 7.4 y en este caso como ya se comentó será necesario también obtener el valor del campo magnético que aporta la simulación y que se ve en la Figura 7.5.

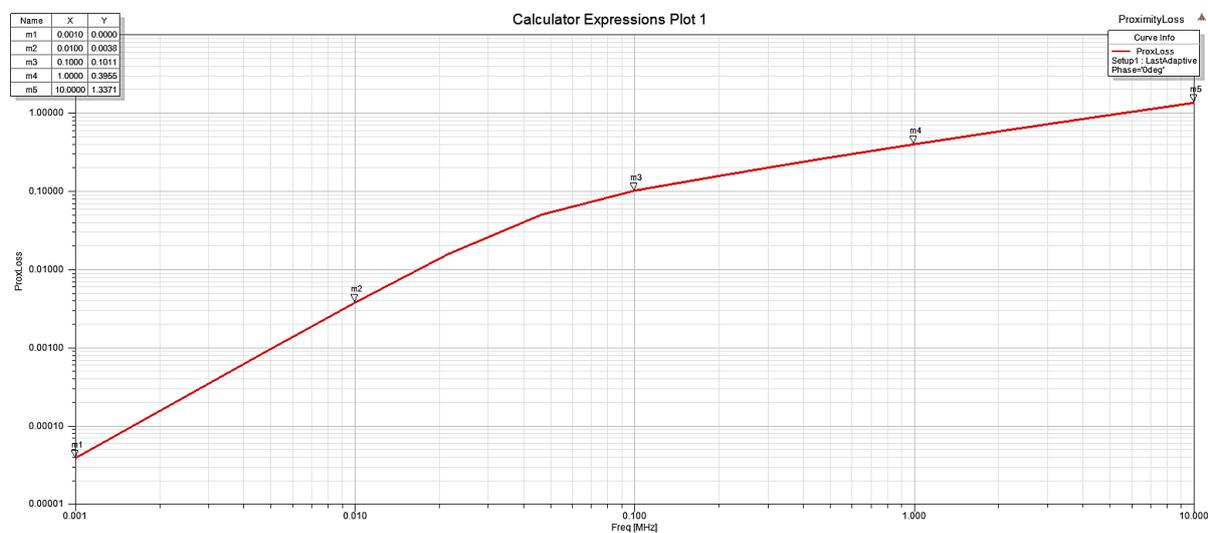


Figura 7.4 Pérdidas de la simulación por efecto proximidad para un conductor

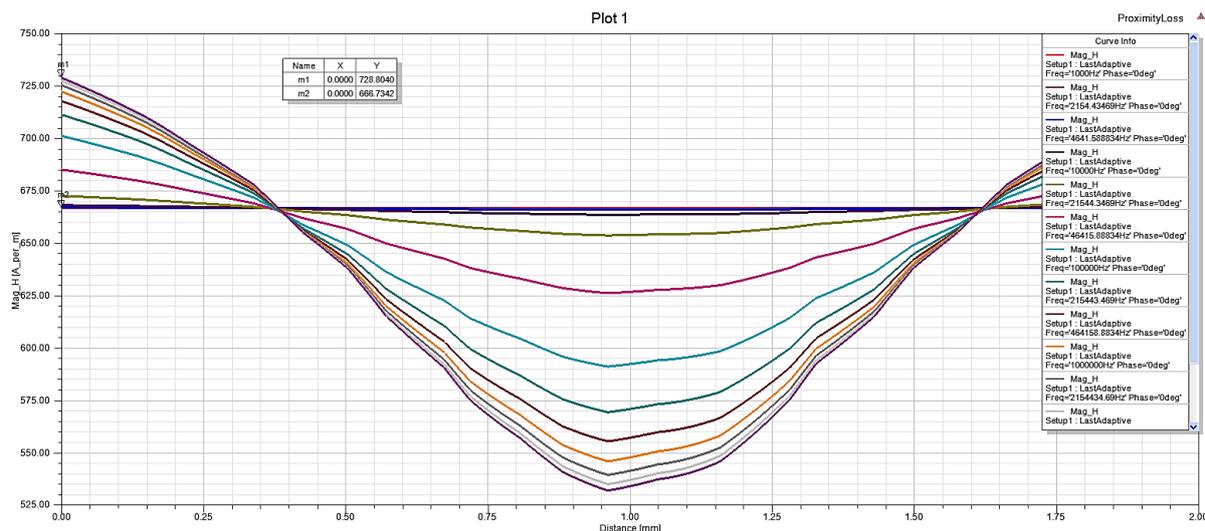


Figura 7.5 Valor del campo magnético para la simulación de un conductor

El valor del campo magnético que se obtiene es 666.73 A/m, puesto que es el valor para la frecuencia más baja el que se debe seleccionar para posteriores medidas, porque a medida que aumenta la frecuencia el campo comienza a distorsionarse, como se observa en la Gráfica anterior, y con este valor ya se puede obtener la gráfica con pérdidas teóricas con la función desarrollada en Matlab; la siguiente Figura muestra las pérdidas teóricas de este caso.

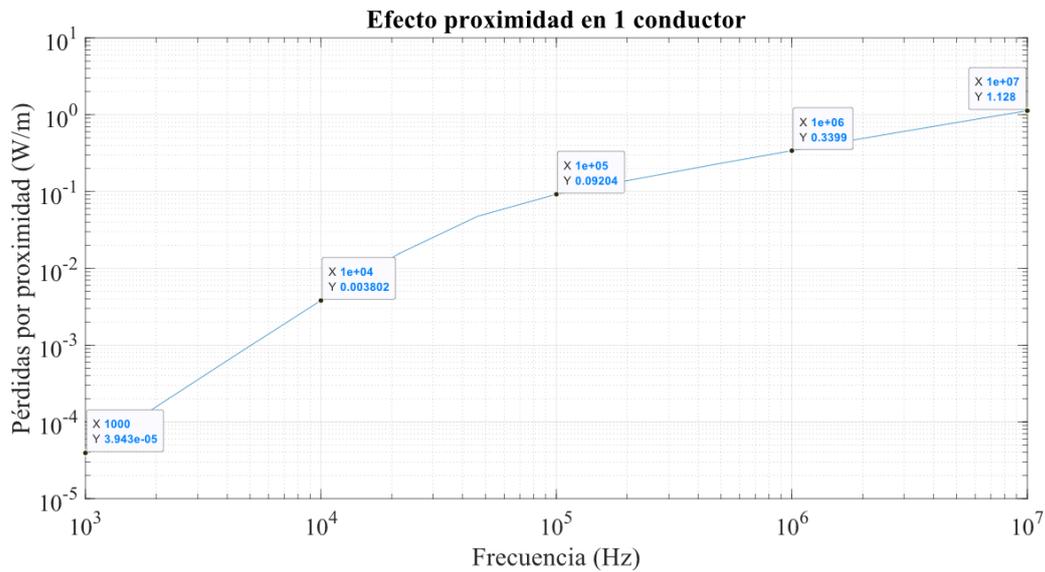


Figura 7.6 Pérdidas teóricas por efecto proximidad para un conductor

A su vez, de la simulación se pueden exportar los valores de las pérdidas en forma de tabla a Matlab, para poder realizar la comparación entre teoría y simulación. La tabla con los valores de este caso se muestra en la Tabla 7.2.

Frecuencia (MHz)	ProxLoss
0.001	3.87725821577758E-05
0.00215443469003188	0.00017975424815636
0.00464158883361278	0.000829806682107603
0.01	0.0037569069812905
0.0215443469003188	0.0156627257402457
0.0464158883361278	0.049862826842947
0.1	0.101129985699227
0.215443469003188	0.163024571670563
0.464158883361278	0.257063859666913
1	0.395533051132829
2.15443469003188	0.599041352450969
4.64158883361278	0.898028635823637
10	1.33713189947046

Tabla 7.2 Datos de pérdidas por proximidad de Ansys para un conductor

El último paso a realizar con un conductor es la comparación entre los resultados mostrados en la Figura 7.4 y 7.6 que se muestran en la siguiente Figura.

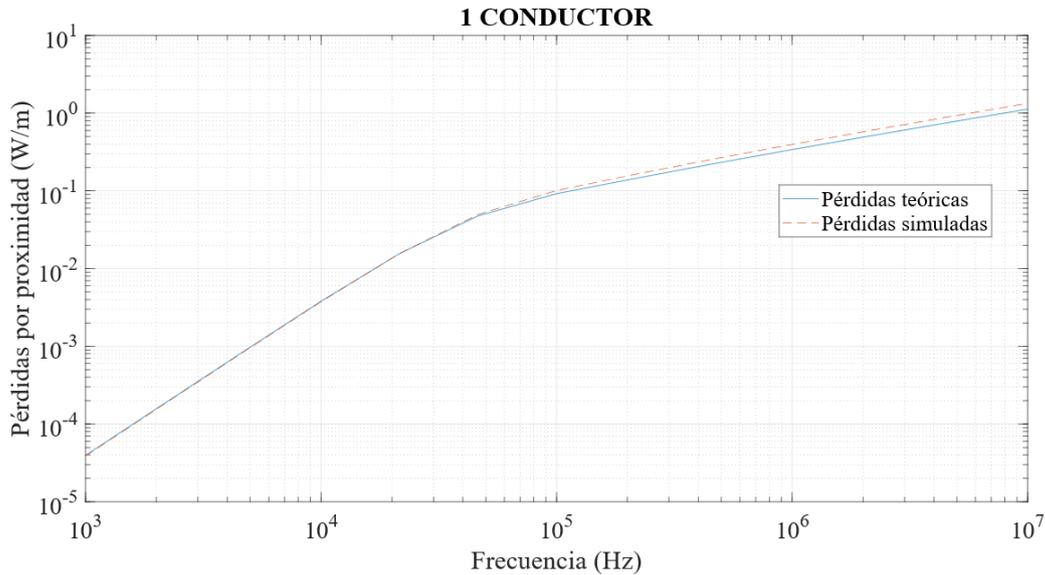


Figura 7.7 Comparativa resultados teóricos y prácticos para el efecto proximidad en un conductor

Se comprueba que los resultados son iguales salvo en muy altas frecuencias, a partir de los 100 KHz, dónde empieza a aparecer un pequeño error (despreciable) debido principalmente a la imposibilidad de no tener error en la simulación, puesto que se necesitaría una simulación más larga para obtener un mallado aún más refinado del que se muestra en la Figura 7.8, a pesar de que se ve que el mallado de la simulación es bastante preciso porque cubre perfectamente la geometría el conductor. Por tanto, se podría refinar más el mallado, pero se alargaría enormemente el tiempo de simulación y esto no sería rentable, ya que el error que se tiene es mínimo.

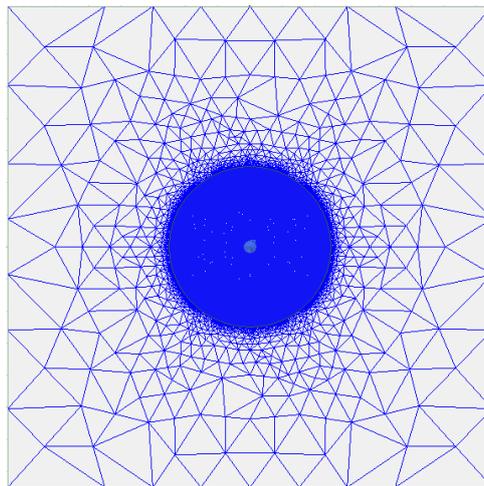


Figura 7.8 Mallado de la simulación de un conductor

### 7.2.2 Estudio de 7 conductores

Este estudio es análogo al caso anterior y las condiciones que se aplican a la simulación son las mismas, sin embargo, la región de operación al cambiar el diseño también varía y esto provocará que el campo magnético no sea el mismo.

Con más de un conductor para que se cumplan las condiciones necesarias de ortogonalidad y simetría explicadas en el apartado 3.5 Hilos de Litz, cobra especial importancia el diseño de la geometría de la sección transversal de los conductores; todavía con 7 conductores hacer que sean simétricos es sencillo, pero a medida que aumenta el número de conductores el diseño se complica. Este diseño se muestra en la Figura 7.9 en la cual también se ve cómo queda el mallado en este caso.

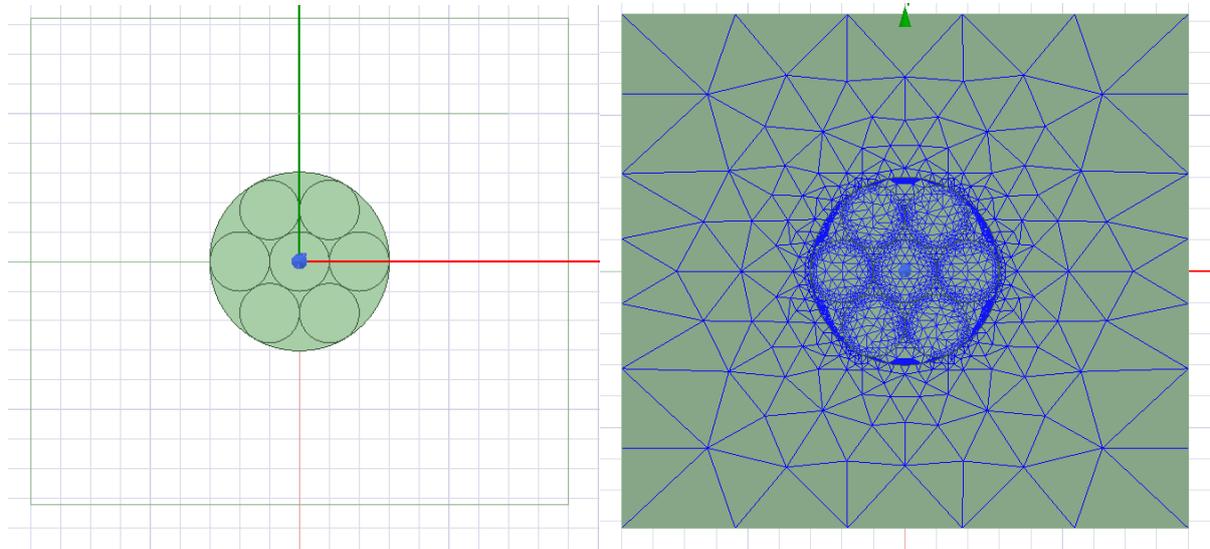


Figura 7.9 Diseño de la geometría y mallado de 7 conductores

Como en el anterior caso se obtienen los resultados de pérdidas por efecto proximidad y el valor del campo magnético, que en este caso es 222.34 A/m, mostradas en las Figuras 7.10 y 7.11 respectivamente.

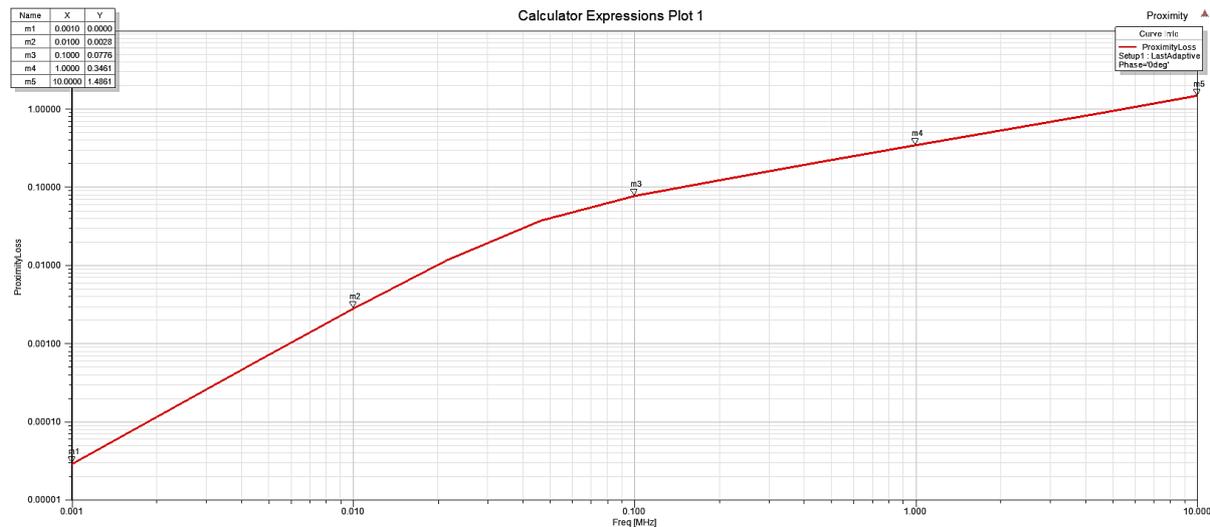


Figura 7.10 Pérdidas de la simulación por efecto proximidad para 7 conductores

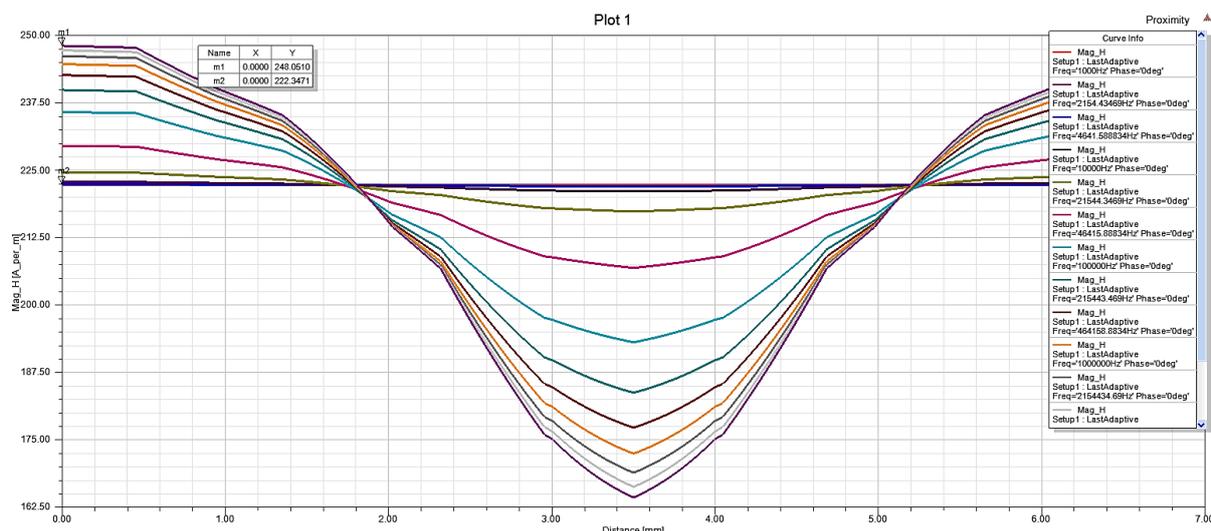


Figura 7.11 Valor del campo magnético para la simulación de 7 conductores

También se exporta la Tabla mostrada a continuación con los datos de la Figura 7.10 para realizar la posterior comparativa entre modelo teórico y práctico que se muestra en la Figura 7.12.

Frecuencia (MHz)	ProxLoss7
0.001	2.91267445475737E-05
0.00215443469003188	0.000135032775317618
0.00464158883361278	0.000623310692041309
0.01	0.0028211610231051
0.0215443469003188	0.0117540565192411
0.0464158883361278	0.0375393527570403
0.1	0.077616790109351
0.215443469003188	0.129229149118979
0.464158883361278	0.213098963138588
1	0.346092360019495
2.15443469003188	0.557527303099496
4.64158883361278	0.90147268816201
10	1.48607759755794

Tabla 7.3 Datos de pérdidas por proximidad de Ansys para 7 conductores

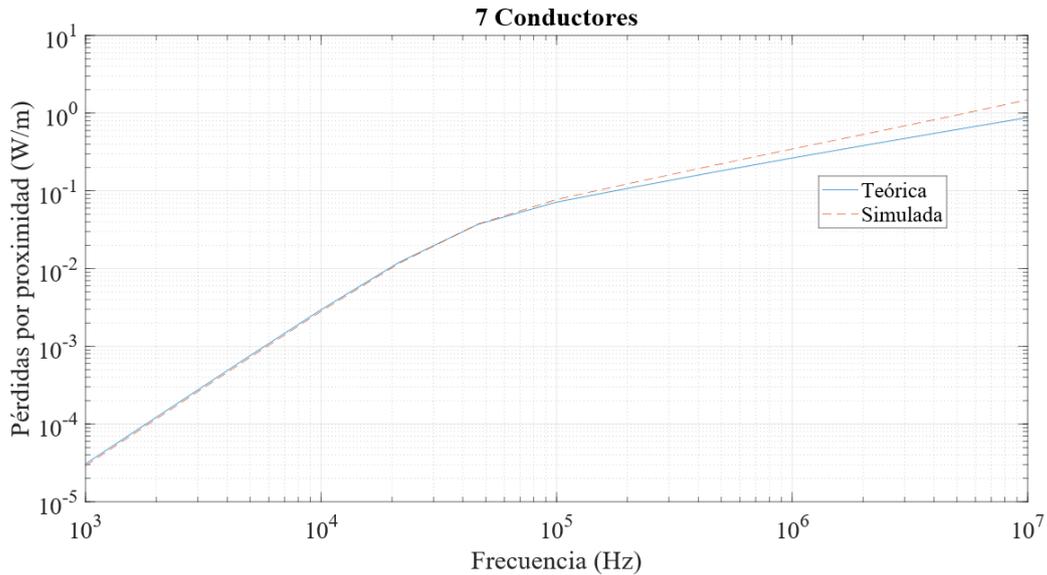


Figura 7.12 Comparativa resultados teóricos y prácticos para el efecto proximidad en 7 conductores

En la comparativa de este caso se observa que empiezan a aparecer discrepancias entre las dos curvas que no son despreciables. A pesar del pequeño error que tienen las simulaciones debido a la imposibilidad de refinar más el mallado, como se explicó en el subapartado anterior, este es lo suficientemente bueno, como se aprecia en la Figura 7.9, como para no ser el “culpable” de la discrepancia entre las gráficas.

En consecuencia, esto hace indicar que el error se encuentra en el modelo teórico y por ello habrá que ajustar dicho modelo para que se ajuste más a los resultados reales, que serían los obtenidos en la simulación. Para comprobar esta apreciación se realizan simulaciones con más conductores para corroborar que sucede el mismo error.

### 7.2.3 Estudio de 19 conductores

El método de resolver este caso de estudio es igual al caso anterior, cambiando únicamente que la geometría ahora es más complicada al pasarse de 7 a 19 conductores. Dicha geometría con el mallado con el que se ha resuelto esta simulación aparece en la siguiente Figura.

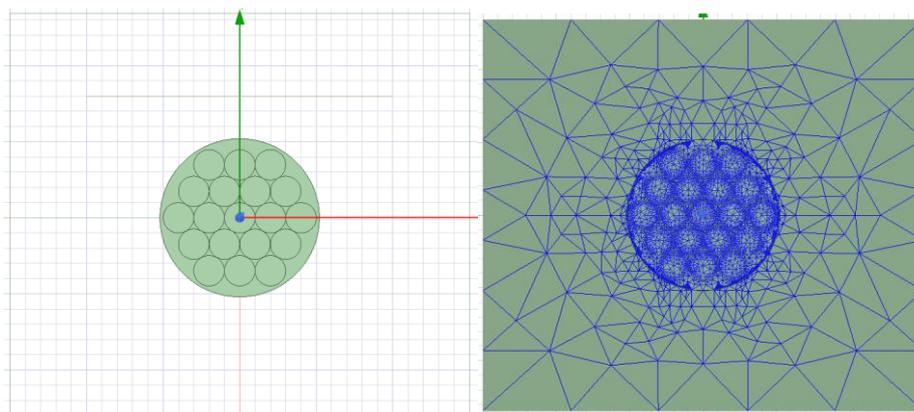


Figura 7.13 Diseño de la geometría y mallado de 19 conductores

## RESULTADOS

De igual manera se muestran los resultados de pérdidas para 19 conductores y el campo magnético con el que se ha resuelto la simulación.

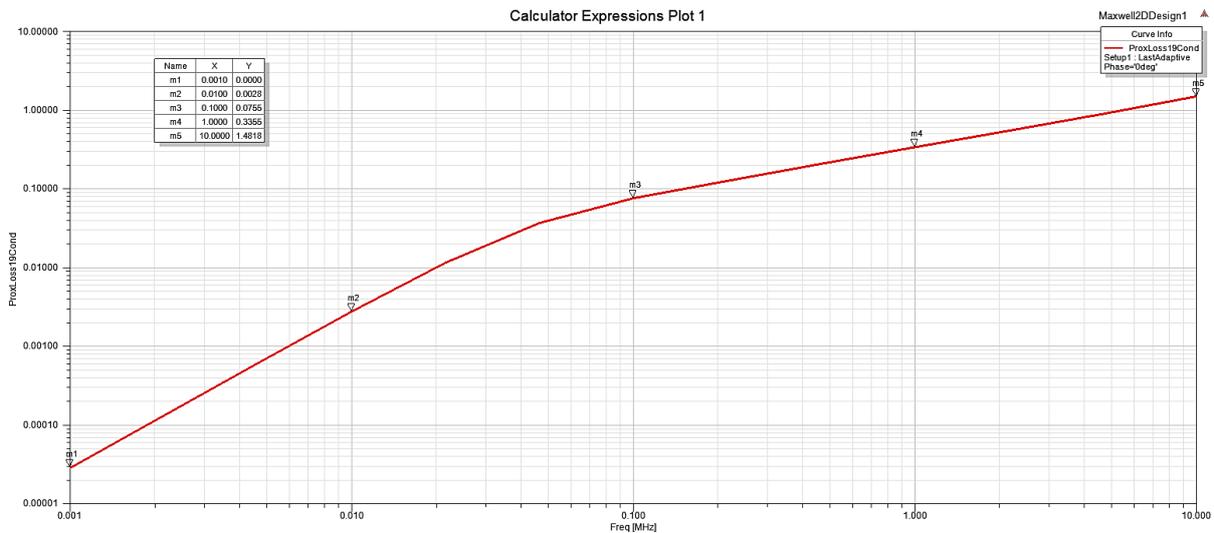


Figura 7.14 Pérdidas de la simulación por efecto proximidad para 19 conductores

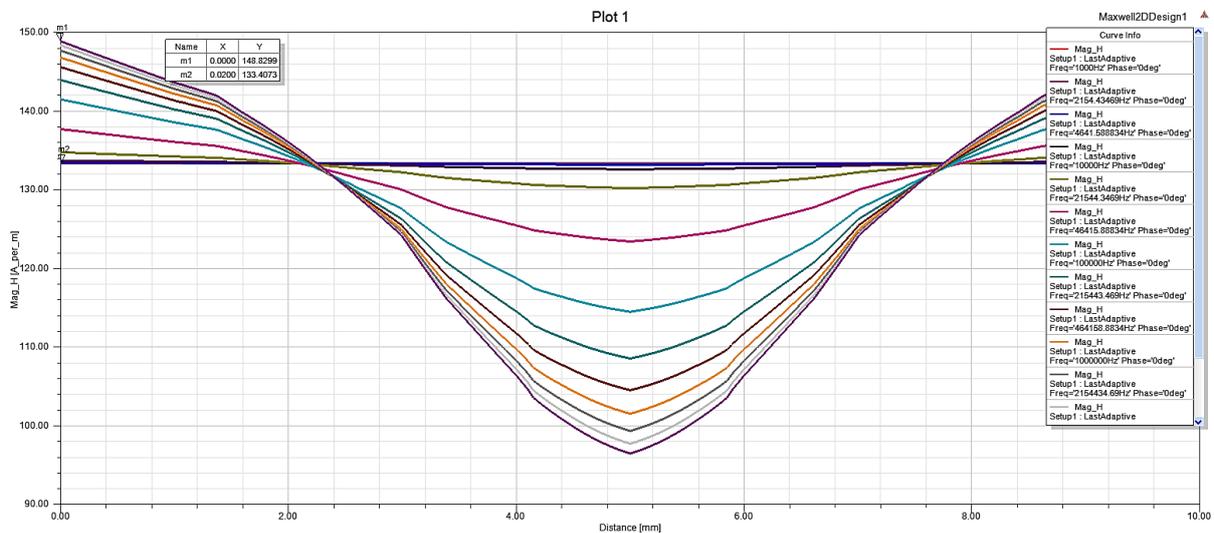


Figura 7.15 Valor del campo magnético para la simulación de 19 conductores

Cuando ya se ha finalizado la simulación y se han obtenido los resultados se saca la Tabla 7.4 con los valores de pérdidas a cada frecuencia y con el valor del campo obtenido de 133.41 A/m se obtiene también el modelo teórico que aparece ya directamente en la Figura 7.16 con la comparación entre modelo práctico y teórico.

Frecuencia (MHz)	ProxLoss19
0.001	2.84609602831313E-05
0.00215443469003188	0.000131945674771357
0.00464158883361278	0.000609050098006597
0.01	0.00275640498802773
0.0215443469003188	0.0114809641229628
0.0464158883361278	0.0366384554043426
0.1	0.0755370345568302
0.215443469003188	0.125237399773436
0.464158883361278	0.206272405390722
1	0.335540714680198
2.15443469003188	0.54281350509328
4.64158883361278	0.885561922438049
10	1.48177403258083

Tabla 7.4 Datos de pérdidas por proximidad de Ansys para 19 conductores

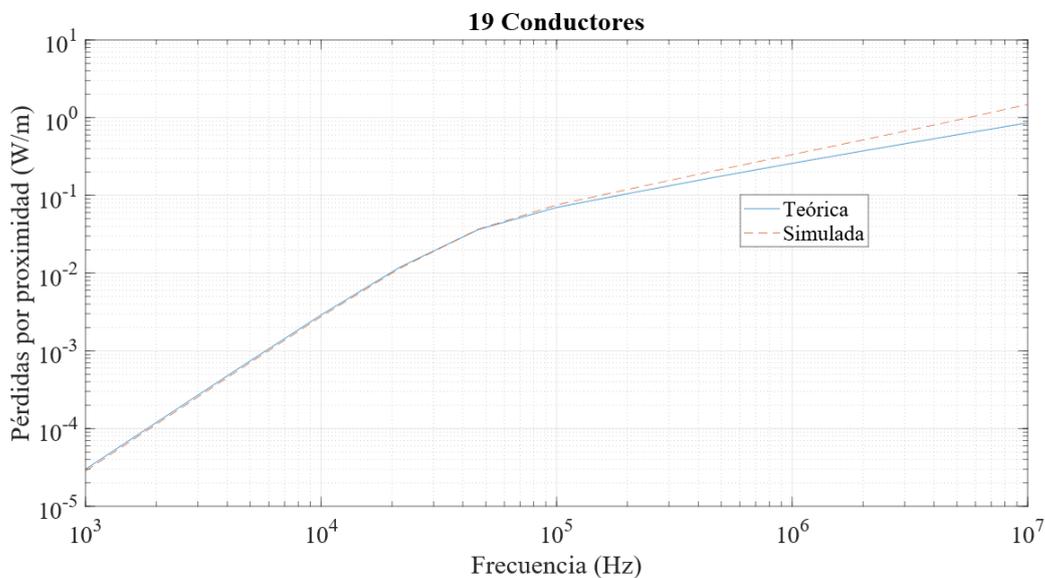


Figura 7.16 Comparativa resultados teóricos y prácticos para el efecto proximidad en 19 conductores

De la comparativa se puede extraer la misma conclusión que con 7 conductores, ya que el mallado sigue siendo correcto y a pesar de ello sigue apareciendo una diferencia apreciable entre curvas a las frecuencias del orden de los MHz, que a frecuencias más bajas no aparece, porque como se observa en la Figura 7.16 ambas curvas tienen los mismos valores hasta los cientos de KHz.

## 7.2.4 Estudio de 52 conductores

De forma idéntica al anterior caso se diseña la geometría simétrica con 52 conductores que se muestra en la Figura 7.17 con el mallado con el que se ha resuelto la simulación.

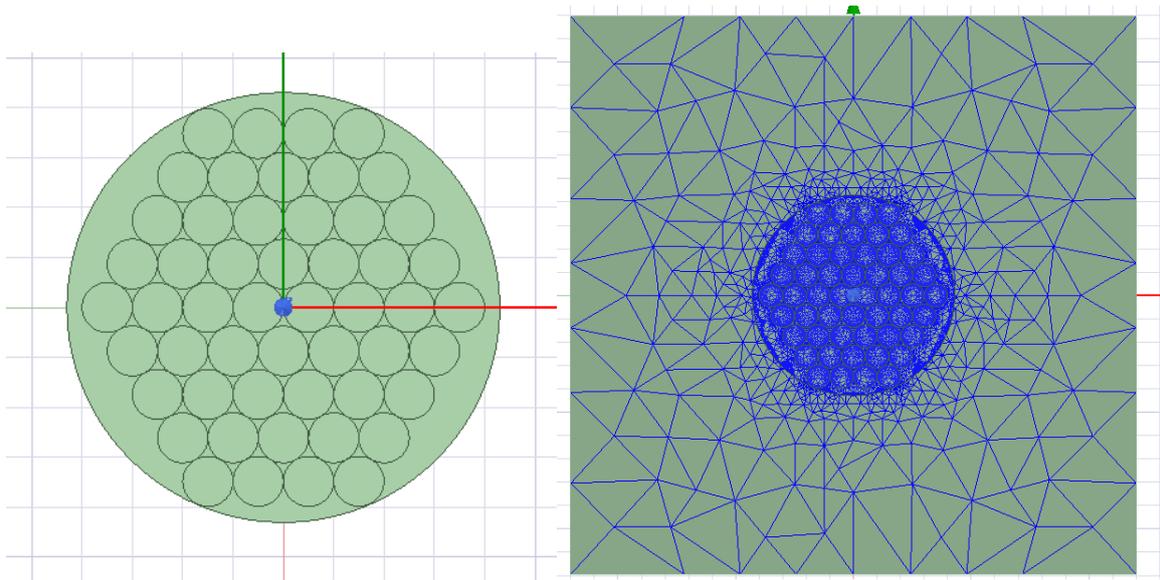


Figura 7.17 Diseño de la geometría y mallado de 52 conductores

Se obtienen la gráfica de pérdidas mostrada en la Figura 7.18 y el valor del campo magnético, 83.77 A/m, que al cambiar la geometría ha vuelto a variar, y aparece en la Figura 7.19.

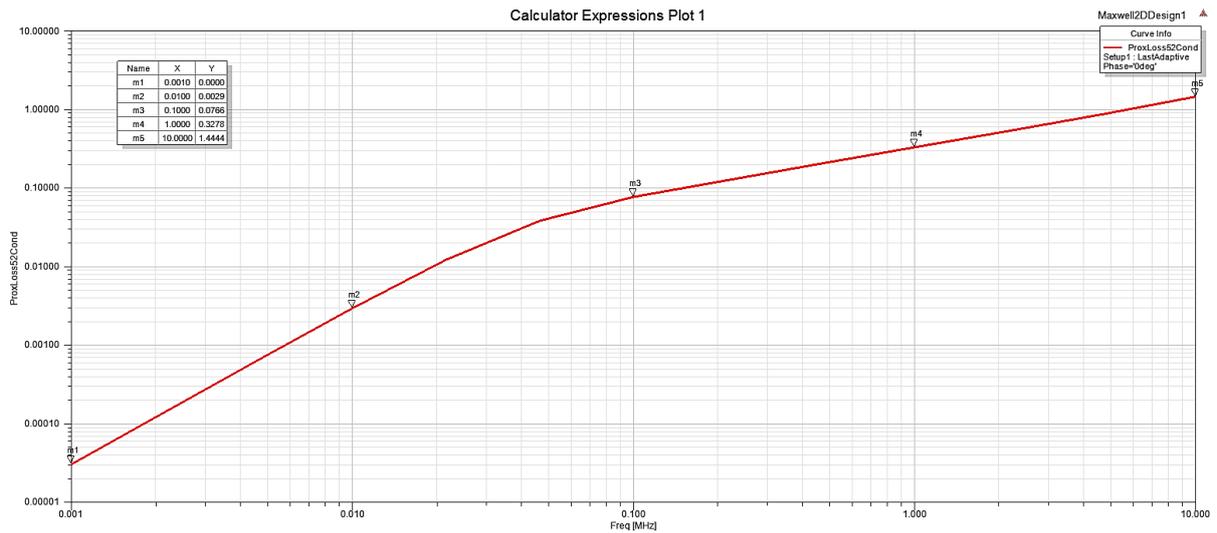


Figura 7.18 Pérdidas de la simulación por efecto proximidad para 52 conductores

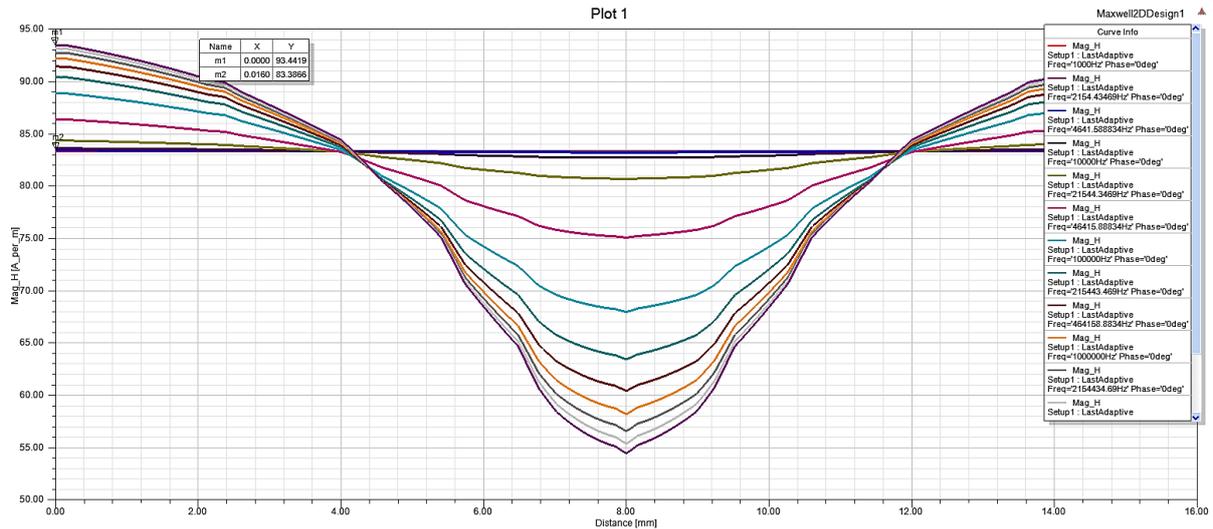


Figura 7.19 Valor del campo magnético para la simulación de 52 conductores

De la Figura 7.18 se extraen los resultados nuevamente en una tabla mostrada a continuación y con el valor del campo magnético se puede conseguir el modelo teórico que aparece en su comparación con el simulado en la Figura 7.20.

Frecuencia (MHz)	ProxLoss52
0.001	3.0426318971303E-05
0.00215443469003188	0.00014104562640973
0.00464158883361278	0.000650810217061837
0.01	0.00294043743856069
0.0215443469003188	0.0121647850559705
0.0464158883361278	0.0381018348411951
0.1	0.07662348986084
0.215443469003188	0.124775883567876
0.464158883361278	0.20308551356461
1	0.327802204892862
2.15443469003188	0.527562587450333
4.64158883361278	0.859090580138308
10	1.44442132868293

Tabla 7.5 Datos de pérdidas por proximidad de Ansys para 52 conductores

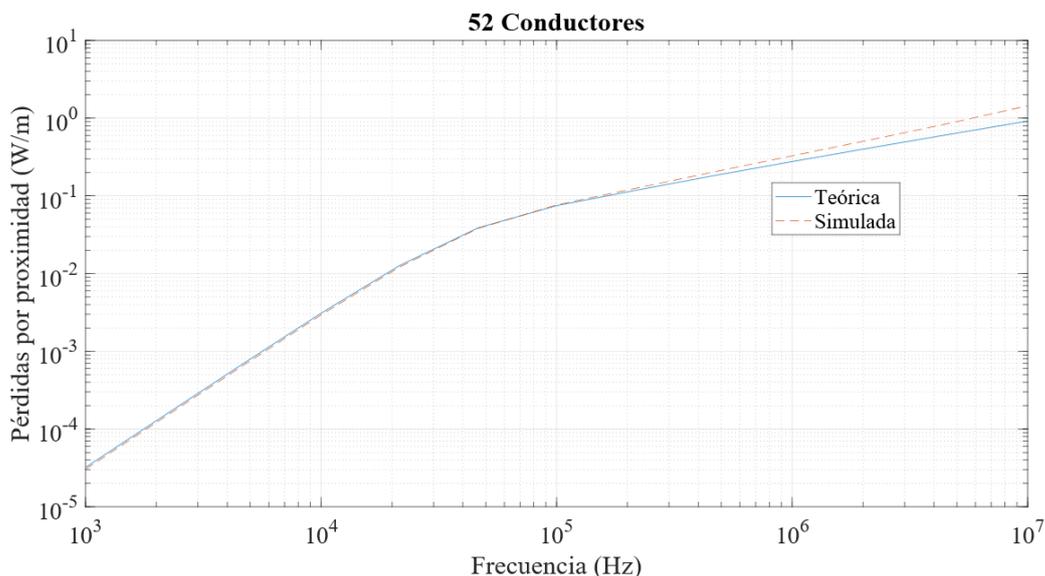


Figura 7.20 Comparativa resultados teóricos y prácticos para el efecto proximidad en 52 conductores

Con un número mayor de conductores, se observa en la anterior Figura que sigue apareciendo el mismo problema que en los anteriores casos, discrepancia entre modelo teórico y simulado a altas frecuencias.

Como se ha comprobado en los anteriores casos las simulaciones son correctas y el mallado que tienen es suficientemente refinado como para no haber un error apreciable en los valores obtenidos en dichas simulaciones. Por tanto, el error debe estar en que el modelo teórico a muy altas frecuencias para más de un conductor, porque el modelo teórico y el práctico en el caso de un conductor proporcionan resultados prácticamente iguales, como se vio en la Figura 7.7, no calcula las pérdidas exactamente como debería, aunque sigue siendo muy bueno porque la desviación solo se produce a partir de los cientos de KHz y es una desviación ligera.

### 7.2.5 Comparación de la función de pérdidas de los cuatro casos anteriores

Otra comprobación que se realiza es con la función de pérdidas por proximidad de las simulaciones, que debería ser la misma para todos los sucesos, debido a que esta función es la mostrada en la ecuación (38) y esta no depende del número de conductores ni del valor del campo magnético porque se anulan, y el resto de parámetros sí que son iguales, ya que solo depende de las frecuencias, y se ha utilizado el mismo intervalo de frecuencias en todas las simulaciones, y del diámetro de los conductores, que también se ha utilizado el mismo.

Sin embargo, en la siguiente Figura se ve la comparación de las  $F(\gamma)$  de todas las gráficas que se han obtenido en la simulación, y se observa que no son iguales, sino que la  $F(\gamma)$  para un conductor es la que más difiere de la del resto que sí que son iguales entre sí.

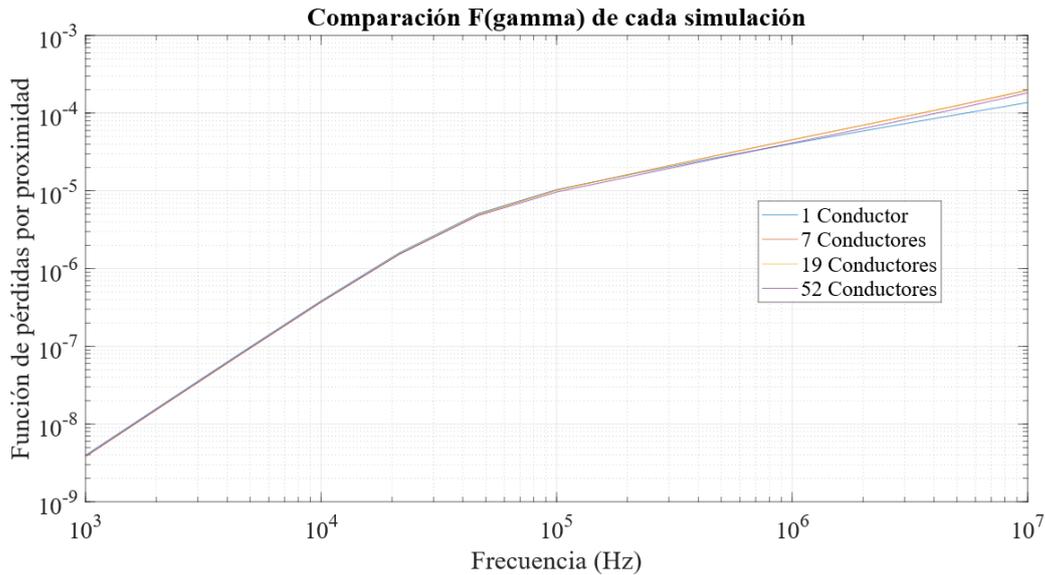


Figura 7.21 Comparación de funciones de pérdidas de todas las simulaciones

La diferencia entre la curva de función de pérdidas para un conductor y para el resto es muy clara; como se ha visto en este apartado los resultados obtenidos en las simulaciones son correctos, por tanto este error se tiene que deber a que las pérdidas por efecto proximidad proporcionan diferente resultado cuando se trata de un solo conductor que cuando se trata de varios conductores, lo cual tiene sentido porque dicho efecto es provocado por los conductores vecinos sobre un conductor, además de por el campo magnético externo que actúa, como ya se ha explicado con anterioridad.

En conclusión, la diferencia entre funciones de pérdidas comentada en este apartado y la diferencia entre modelo teórico y simulado que se ha explicado en los anteriores apartados de este capítulo, aun siendo pequeña, no es despreciable y ha de tenerse en cuenta, porque posteriormente se utilizará la función de pérdidas para realizar la homogeneización en la que ya se producirá un pequeño error por el mero hecho de homogeneizar. En consecuencia, hay que conseguir la mayor precisión que se pueda en el modelo teórico mediante un ajuste de la ecuación, añadiendo parámetros que modifiquen la curva teórica hacia un valor más válido que el que se ha obtenido con el modelo utilizado. Realizando este ajuste se obtienen los resultados que se mostrarán en el siguiente apartado.

### 7.3 Ajuste del modelo teórico para el cálculo de pérdidas por efecto proximidad

La ecuación teórica de funciones de Bessel (28) presenta resultados diferentes en comparación con los reales obtenidos en la simulación para frecuencias más altas de los 100KHz y más de un conductor. Como el material que se utilizará es Litz, que puede estar formado por cientos de hilos (conductores), esto es un problema que se debe solventar.

Para ello se realizará un ajuste a la ecuación teórica con la introducción de unos parámetros que hacen variar la curva teórica para que se asemeje más a la de la simulación.

El ajuste se realiza con la aplicación Curve Fitting de Matlab y los parámetros son  $a$ ,  $b$ ,  $c$  y  $d$ , como se vio en el apartado correspondiente que explicaba esta herramienta, apartado 5.3 Aplicación de interpolación de Matlab: Curve Fitting. Se utilizará para el ajuste la ecuación modificada (42) explicada en ese mismo apartado y que se vuelve a mostrar a continuación:

$$FP_{PROX} = a \frac{-2\pi x \left( ber_2(dx e^{3\pi i/4}) ber'(cx e^{3\pi i/4}) + bei_2(dx e^{3\pi i/4}) bei'(cx e^{3\pi i/4}) \right)}{\sigma Rdc \left( ber_0(bx e^{3\pi i/4})^2 + bei_0(bx e^{3\pi i/4})^2 \right)} \quad (42)$$

### 7.3.1 Ajuste del modelo teórico para un conductor

Para este primer caso la ecuación que introducimos en el Custom equation de la aplicación es la (42) pero solo con un parámetro modificador que será el  $a$ , ya que, en el apartado 7.2.1 Estudio de un conductor, se comprobó que la diferencia entre los resultados reales y teóricos era mínima; por tanto, no es necesario introducir más parámetros que ajusten la curva teórica porque ya funciona con gran precisión sin modificarla.

De hecho, este ajuste con un conductor se ha realizado esencialmente a modo de ejemplo para probar la herramienta de interpolación, obteniendo los resultados mostrados a continuación:

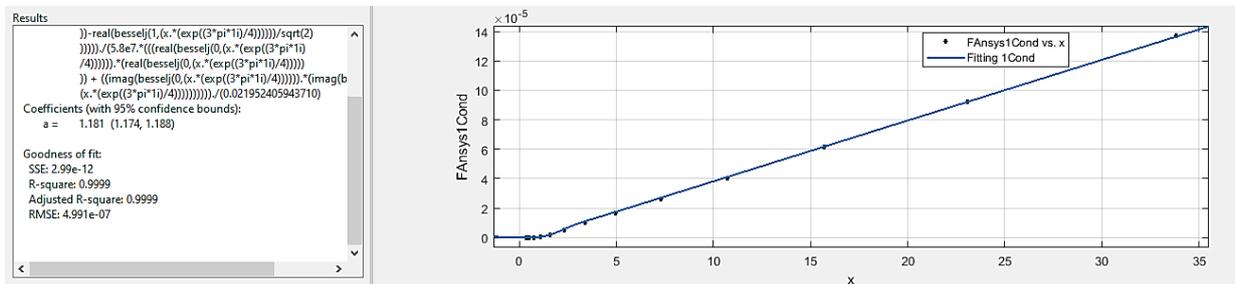


Figura 7.22 Ajuste del modelo teórico para un conductor

Se obtiene un valor para el parámetro  $a$  de 1.181 con una precisión del 99%, que también se comprueba en la siguiente Imagen con la herramienta Residuals plot donde se aprecia que el error entre valor real y ajustado es mínimo.

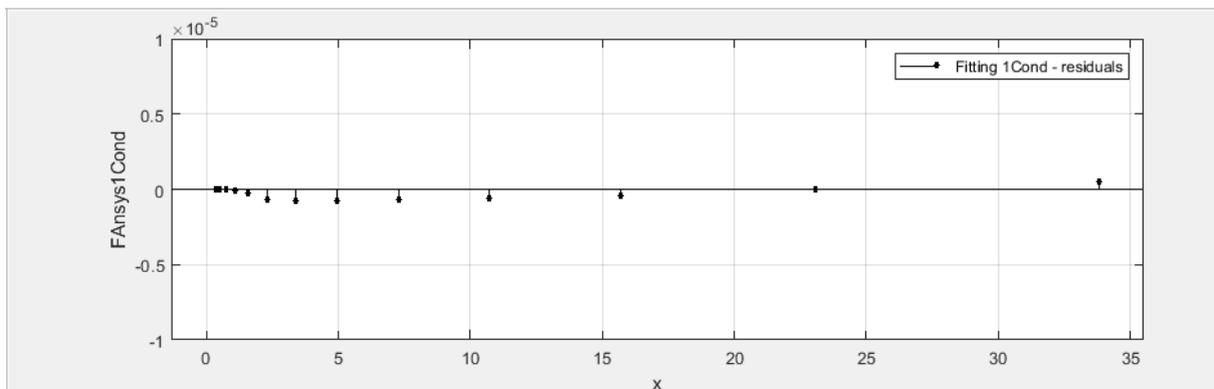


Figura 7.23 Error entre los valores de la curva real y ajustada para un conductor

### 7.3.2 Ajuste del modelo teórico para más de un conductor

Para los siguientes casos de estudio la ecuación utilizada para interpolar los valores conseguidos de las simulaciones es la (42) con todos sus parámetros  $a$ ,  $b$ ,  $c$  y  $d$ . Los valores obtenidos para estos parámetros son  $a = 1.124$ ,  $b = 0.9436$ ,  $c = 0.9159$  y  $d = 0.9278$ . Con estos parámetros se consigue un ajuste del modelo del 99% y en la siguiente Imagen se muestra la información que proporciona la aplicación y que será la misma para todos los ajustes.

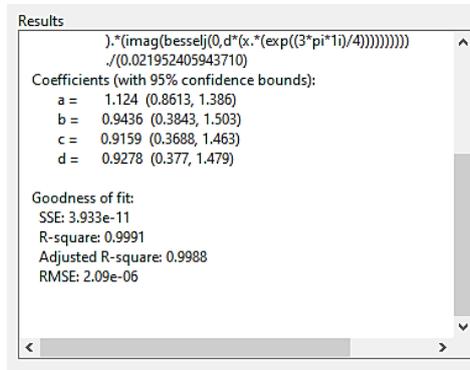


Figura 7.24 Valores obtenidos para el ajuste

Las comparativas entre modelo teórico ajustado y resultados de la simulación, para los casos de 7, 19 y 52 conductores, se muestran en las Figuras 7.25, 7.26 y 7.27 con sus correspondientes errores mostrados con las gráficas de Residuals plot en las Figuras 7.28, 7.29 y 7.30.

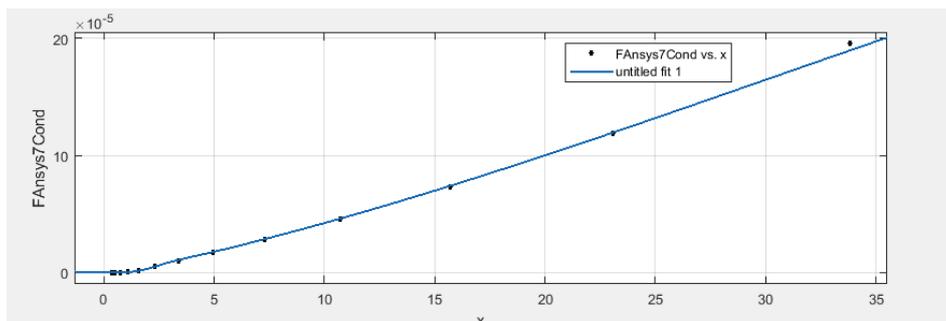


Figura 7.25 Comparativa modelo ajustado con el real para 7 conductores

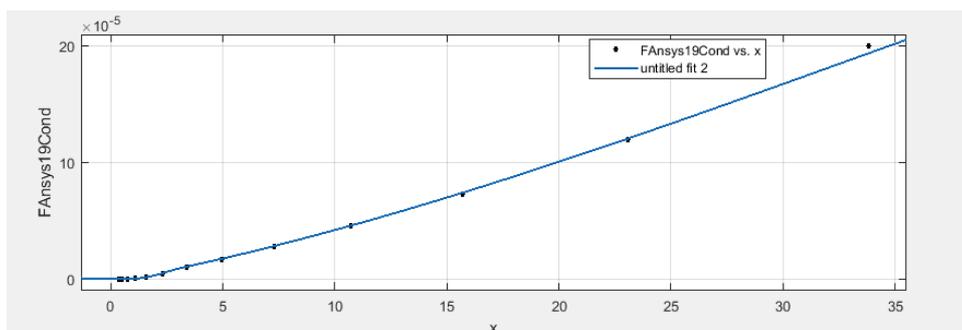


Figura 7.26 Comparativa modelo ajustado con el real para 19 conductores

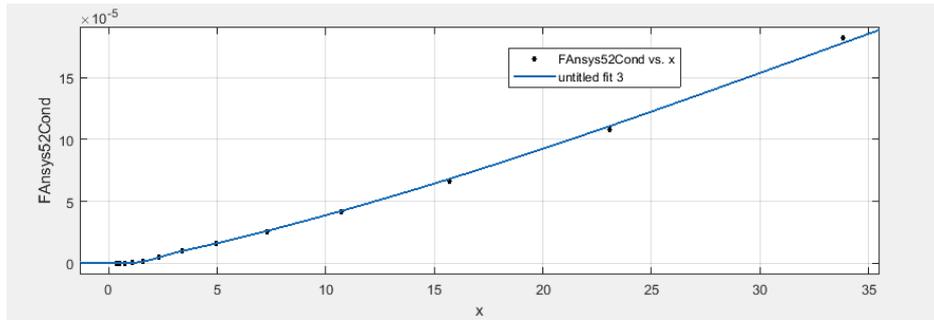


Figura 7.27 Comparativa modelo ajustado con el real para 52 conductores

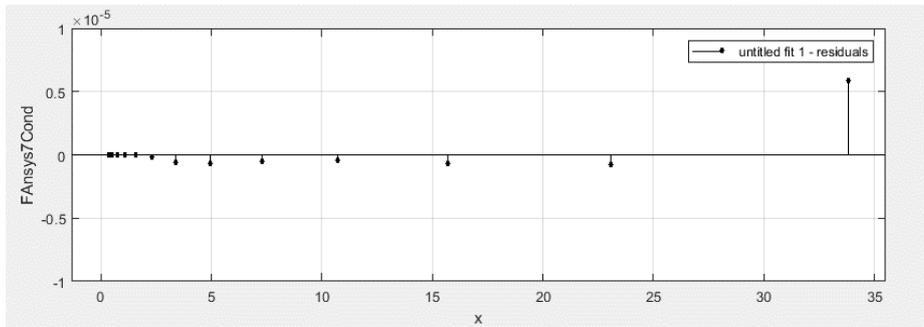


Figura 7.28 Error del modelo ajustado con 7 conductores

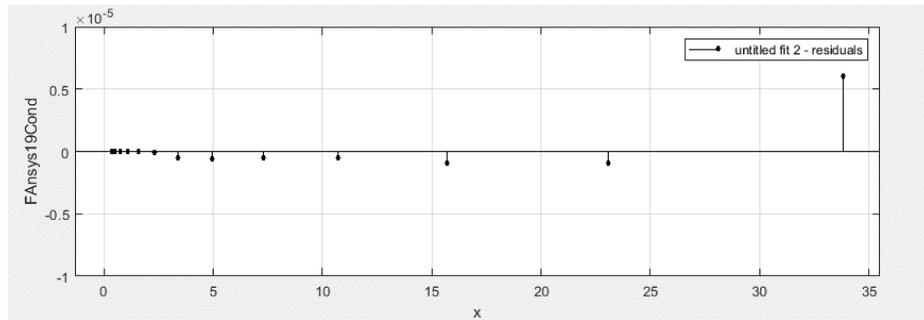


Figura 7.29 Error del modelo ajustado con 19 conductores

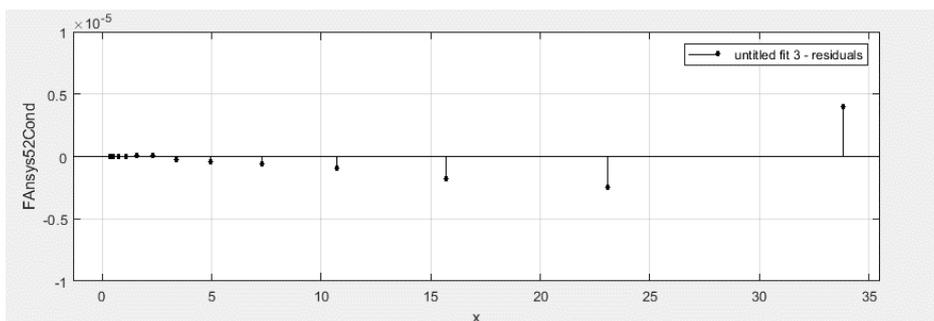


Figura 7.30 Error del modelo ajustado con 52 conductores

En las anteriores gráficas se observa que con el modelo teórico ajustado se consiguen unos resultados mucho más acordes con los reales, habiendo un error máximo a las frecuencias más

altas inferior al 3%, lo que implica que el nuevo modelo es mucho más válido puesto que con el modelo sin ajustar se podían alcanzar errores a las frecuencias más altas de hasta un 15%.

Como consecuencia, el modelo teórico para el efecto proximidad quedará de la forma mostrada en (42) con los parámetros de ajuste siguientes:

$$FP_{PROX} = 1.124 \frac{(-2\pi x)}{\sigma Rdc} \left( \frac{ber_2(0.9278xe^{3\pi i/4})ber'(0.9159xe^{3\pi i/4})}{ber_0(0.9436xe^{3\pi i/4})^2 + bei_0(0.9436xe^{3\pi i/4})^2} \right) + 1.124 \frac{(-2\pi x)}{\sigma Rdc} \left( \frac{bei_2(0.9278xe^{3\pi i/4})bei'(0.9159xe^{3\pi i/4})}{ber_0(0.9436xe^{3\pi i/4})^2 + bei_0(0.9436xe^{3\pi i/4})^2} \right)$$

Este modelo teórico ajustado para la función de pérdidas por efecto proximidad será el utilizado para el cálculo de la permeabilidad compleja durante el proceso de homogeneización, que sería el siguiente paso a realizar en el trabajo, pero que ya se ha explicado en el capítulo 4 Proceso de homogeneización, debido a que, aunque el método de homogeneización se ha llevado a cabo mediante pruebas prácticas, el proceso de homogeneizar el conductor de Litz tiene un importante fundamento teórico y por ello se ha decidido explicarlo anteriormente.

Adicionalmente, para las siguientes simulaciones en 3D, que serán el último paso de este Trabajo Fin de Grado, se utiliza indirectamente el modelo teórico ajustado, ya que los hilos de Litz utilizados en las bobinas es imposible representarlos en un diseño en 3D y en consecuencia se utiliza un conductor con las propiedades homogéneas.

## 7.4 Simulaciones de bobinados reales en 3D

El último proceso que se lleva a cabo en este proyecto es el proceso práctico, en el que se utilizarán varios hilos de Litz, con diferente número de conductores y diámetro, como devanado de varias bobinas de núcleo de ferrita, también con diferentes formas y tamaños para que la muestra sea más representativa.

Los primeros resultados que se obtendrán serán las medidas de resistencia e inductancia de las bobinas con devanado de Litz mediante el medidor de impedancias, cuyo uso y forma de obtener los resultados se ha explicado en el apartado 5.4, y que se utilizará de igual modo en todas las pruebas que se realicen.

Una vez obtenidos los resultados reales medidos con este aparato, se procede a comprobar si las simulaciones dan los mismos resultados, para de este modo poder comprobar si el modelo teórico ajustado que se obtuvo y el proceso de homogeneización que se realizó son correctos, y analizar las posibles causas de las discrepancias que se aprecien. Las gráficas de las propiedades homogéneas, conductividad y permeabilidad complejas, se obtendrán con la función de Matlab, como ya se explicó, y se mostrarán en el capítulo 11 Anexos debido a que no aportan información de las simulaciones, sino que son un recurso para la homogeneización que se debe realizar.

Por tanto, este apartado se dividirá en 4 subapartados correspondientes a las 4 pruebas que se han realizado con bobinas de Litz, mostrando el diseño, los resultados de las simulaciones y su comparación con las medidas del laboratorio en función de la frecuencia.

### 7.4.1 Bobina con hilo de Litz 200x0.07

La primera prueba realizada ha sido con una bobina circular pequeña y un conductor de Litz de 200 hilos y 0.07 mm de diámetro para cada hilo, teniéndose también un diámetro total de bundle de 1.25 mm; los dos primeros datos no afectan a la geometría que se diseña como un conductor sólido, pero son necesarios para obtener las propiedades homogéneas. Además, es necesario tomar medidas de las dimensiones de la bobina, que se han tomado con un calibre, para su correcta representación en Ansys.

En la Figura 7.31 se muestra tanto la bobina real con el devanado de Litz como el diseño que se ha creado en el programa de simulación. En la imagen correspondiente a la simulación se observa claramente (gracias a que se ha impuesto al núcleo de ferrita un color transparente, que no afecta a la simulación) que la bobina tiene 3 tandas de 7 vueltas, que son las mismas vueltas que se ha dado a la bobina real.

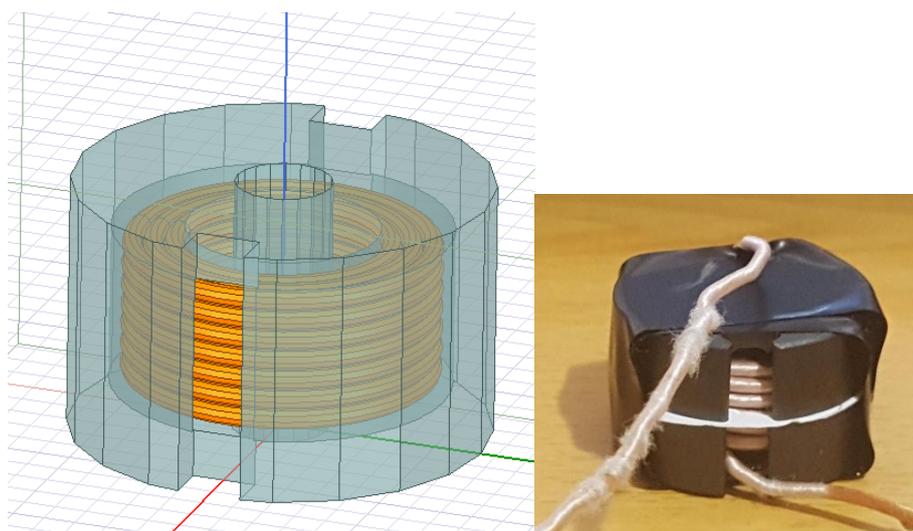


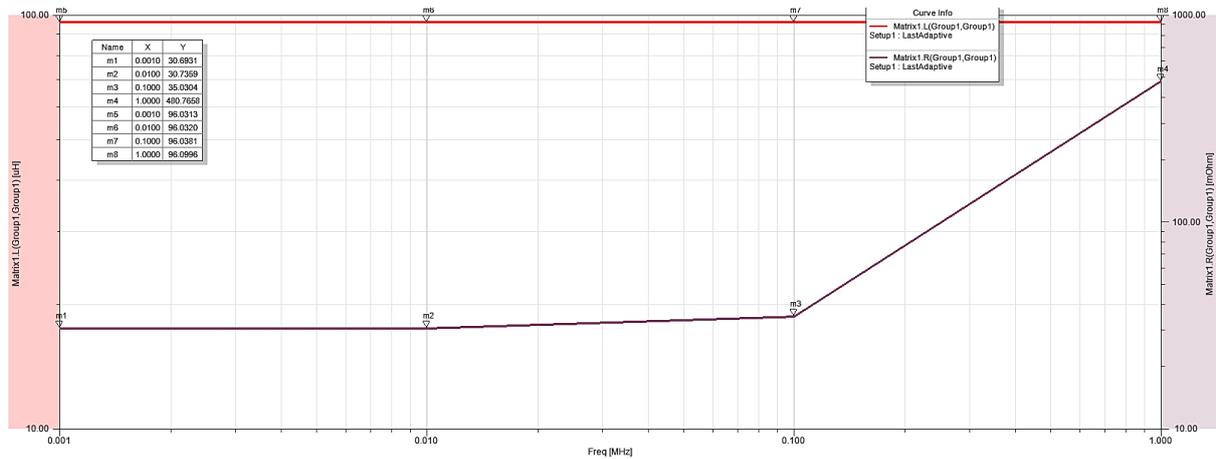
Figura 7.31 Bobina con hilo de Litz 200x0.07 y diseño de la bobina en Ansys

Para simular la bobina, se tienen que imponer las condiciones de contorno de igual forma que en las simulaciones realizadas en 2D. Se debe tener en cuenta que el Litz se diseña de forma ideal en el ordenador, por lo que por este motivo se tendrá un error, ya que el enrollado del conductor en la bobina se ha hecho manualmente y no es perfecto, puesto que el cable puede tener pequeños dobleces y se alarga además en sus extremos para poder realizar las medidas en el laboratorio.

Por otra parte, a estos errores que se encontrarán en la realización de todas las simulaciones, se debe añadir que en la simulación las diferentes vueltas que se da al conductor de Litz en la bobina tienen que tener una ligera separación para que el mallado se adapte correctamente a la geometría de cada vuelta del cable, aunque para esto también puede ayudar seleccionar en el programa como condición de contorno aislante (*Insulating*) para el conductor.

Los resultados de R y L que se obtienen en la simulación son los mostrados en la siguiente Gráfica, en la que se observa que el rango de frecuencias va desde 1KHz hasta 1MHz, debido a que en el medidor de impedancias solo se obtienen datos de hasta 2MHz, aunque si se obtuviesen datos a frecuencias más altas tampoco serían válidos puesto que a 1MHz ya se ve que la bobina está cerca de resonar y esto distorsiona los resultados que se obtienen.

## PÉRDIDAS POR EFECTO PROXIMIDAD EN DEVANADOS DE HILO DE LITZ

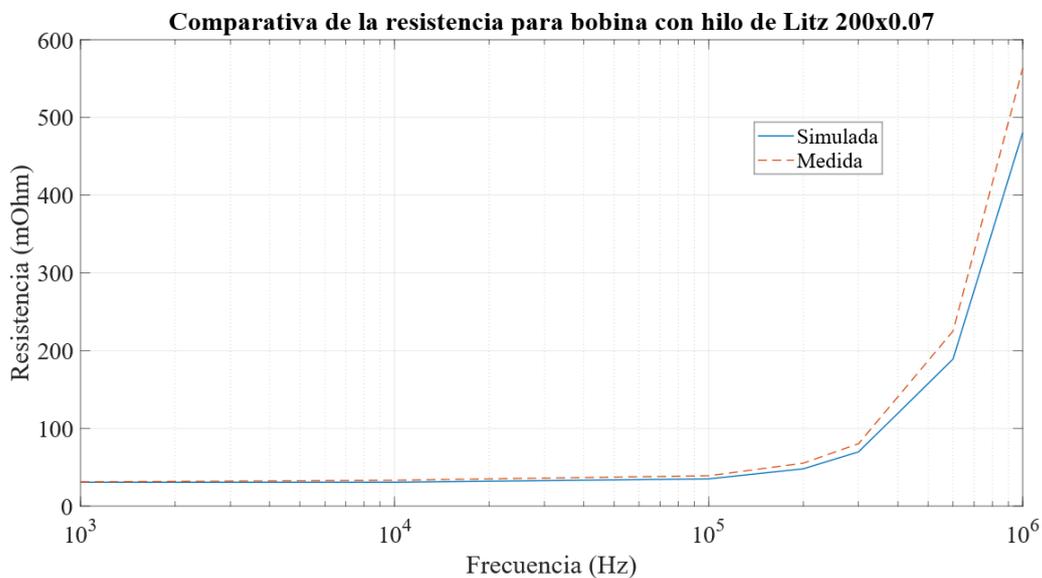


*Figura 7.32 Resultados R y L de la bobina con hilo de Litz 200x0.07*

Estos resultados se exportan al Matlab, dónde se crea una figura con los datos medidos en el laboratorio en función de la frecuencia, para ver la comparación entre los resultados medidos y los obtenidos con esta simulación. Al exportar los resultados se obtiene la Tabla 7.6 y en la Figura 7.33 se tiene la comparativa.

Frecuencia (MHz)	L simulada (uH)	L medida (uH)	R simulada (mOhm)	R medida (mOhm)
0.001	96.0313	96.54	30.6931	31.19
0.01	96.0319	96.55	30.7359	33.34
0.1	96.0381	96.59	35.0304	39.08
0.2	96.2245	97.63	47.9751	55.26
0.3	96.4957	98.72	69.7575	80.35
0.6	97.0435	100.53	189.1715	225.34
1	98.0996	104.66	480.7658	563.62

*Tabla 7.6 Datos de R y L de la bobina con hilo de Litz 200x0.07*



*Figura 7.33 Comparativa de resistencia medida y de la simulación en la bobina con Litz de 200x0.07*

En la anterior Gráfica solo se muestra la comparativa de la resistencia  $R$ , puesto que la de la inductancia  $L$  no es interesante, debido a que la  $L$  apenas varía con la frecuencia, lo que hace que por los límites de los ejes en las gráficas que se obtienen con Matlab parezca que se tiene un error excesivo cuando este error no es tal.

El valor de la  $L$  en la simulación se mantiene prácticamente constante a todas las frecuencias que se simula en los 96  $\mu\text{H}$  y el valor que se ha medido en el laboratorio es también prácticamente constante hasta los 100KHz siendo el valor cercano a 97  $\mu\text{H}$ , y a 1MHz crece hasta los 104.66  $\mu\text{H}$ , puesto que se acerca a la frecuencia de resonancia. Por tanto, en el caso de la  $L$  los valores medidos son prácticamente iguales excepto a la frecuencia de 1MHz donde existe un error del 6.3%.

En cuanto a la resistencia, hasta los 100kHz los resultados medidos en el laboratorio y la simulación son muy parecidos, como se observa en la Figura 7.33; sin embargo, el error entre ambos se va haciendo mucho más grande a medida que la frecuencia aumenta, teniéndose un error a la última frecuencia medida de casi el 15%.

### 7.4.2 Bobina con hilo de Litz 70x0.2

En este caso la bobina seleccionada es circular, pero de mayores dimensiones, con un conductor de Litz de 70 hilos y 0.2 mm de diámetro cada hilo, y con un diámetro total de bundle de 2 mm. Las dimensiones de la bobina se han medido nuevamente con un calibre para tener una buena precisión. En las siguientes imágenes se muestra la bobina real con el hilo de Litz enrollado y el diseño de la geometría en el programa de simulación, en el que se ve que se han dado 3 tandas de 14 vueltas al conductor citado.

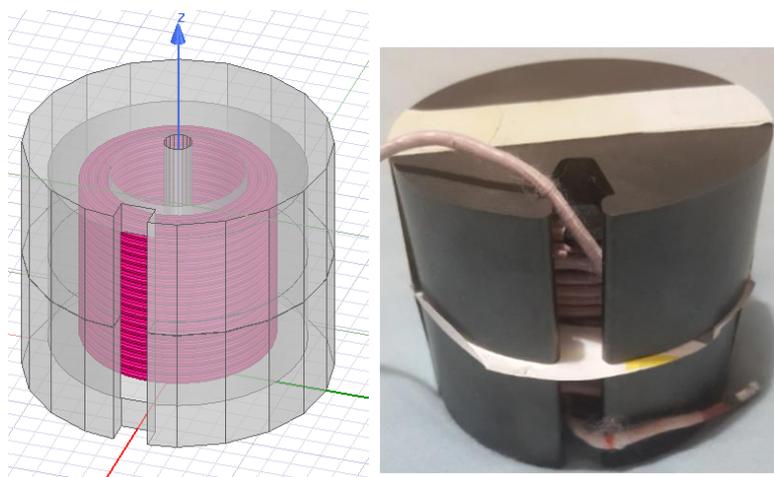


Figura 7.34 Bobina con hilo de Litz 70x0.2 y diseño de la bobina en Ansys

De igual forma que en el caso anterior, se ve que se ha colocado un folio en el núcleo de ferrita que representa el gap existente entre las dos partes del núcleo y es fundamental para el cálculo de la resistencia y la inductancia, puesto que esta separación provoca grandes cambios en los resultados que se obtendrán.

El método para simular será igual que en el caso anterior, seleccionando las condiciones de contorno (límites y corriente por el conductor) y validando el proceso para obtener los

resultados de la R y la L. La diferencia en este caso será el rango de frecuencias de la simulación, ya que en las medidas en laboratorio se apreció que la bobina para este caso entra antes en resonancia, por ello los resultados serán correctos solo hasta 100KHz y el rango de frecuencias irá de 1KHz hasta 100KHz.

En la siguiente Gráfica obtenida con Ansys se observa el valor de R y L que se obtiene:

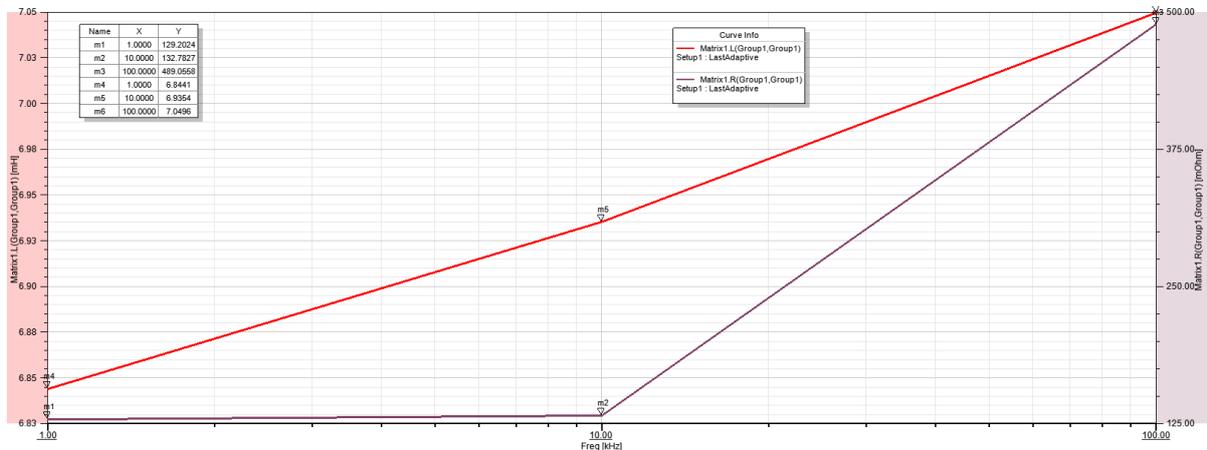


Figura 7.35 Resultados R y L de la bobina con hilo de Litz 70x0.2

De igual forma que en el caso anterior estos resultados se comparan con los medidos con el analizador de impedancias, gracias a la tabla de resultados que se exporta, Tabla 7.7.

Frecuencia (KHz)	L simulada (mH)	L medida (mH)	R simulada (mOhm)	R medida (mOhm)
1	6.8440	6.53	129.2024	130.42
10	6.9354	6.53	132.7826	134.34
20	6.9551	6.62	143.3818	147.68
30	6.9678	6.88	161.3283	169.87
60	7.0059	7.11	258.1828	286.25
100	7.0496	7.47	489.0558	564.17

Tabla 7.7 Datos de R y L de la bobina con hilo de Litz 70x0.2

Nuevamente, una gráfica comparativa para el valor de la inductancia no es interesante porque puede parecer que existe más error del que hay o que no existe error por la manera de mostrar las gráficas que tiene Matlab. El valor en la simulación, como se ve en los valores de la Tabla 7.7, se mantiene prácticamente constante a las frecuencias de simulación en torno a 7 mH, mientras que en el medidor de impedancias toma el valor de 6.53 mH hasta los 10KHz y después crece hasta tomar un valor de 7.47 mH teniéndose un error máximo de 5.6%.

La gráfica comparativa para la resistencia sí que es interesante y se muestra a continuación:

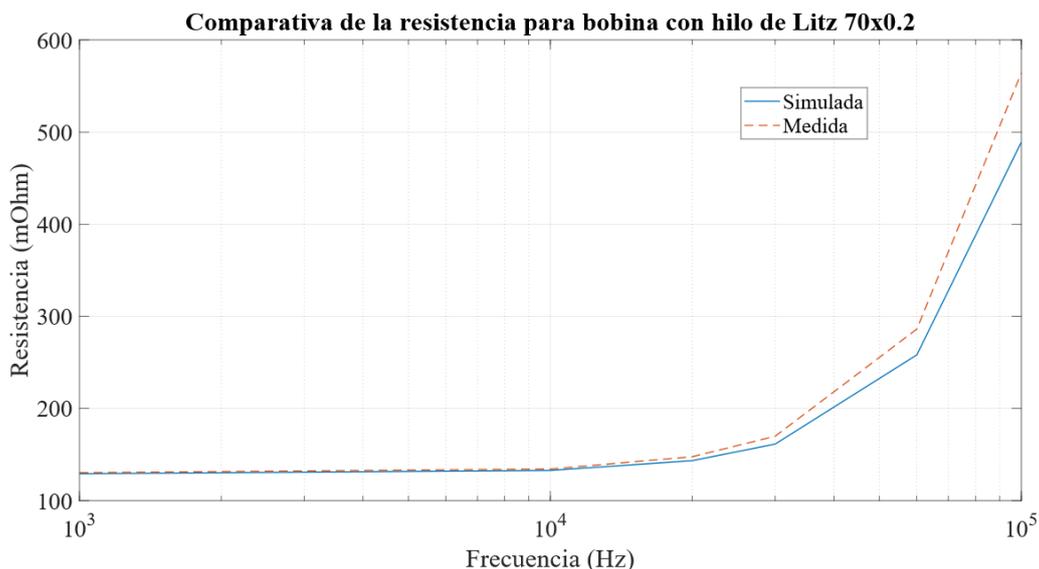


Figura 7.36 Comparativa de resistencia medida y de la simulación en la bobina con Litz de 70x0.2

De acuerdo a la gráfica se observa que el valor de la resistencia es bastante parecido en las frecuencias de 1 y 10KHz, pero existe una diferencia mucho más apreciable en los valores de la última frecuencia teniéndose un error ligeramente inferior a 13.5%.

La existencia de discrepancias entre los valores obtenidos en esta bobina es bastante normal porque a los errores ya mencionados para el anterior caso se añade que el número de vueltas del conductor es mucho mayor en esta prueba y por tanto la longitud del conductor es mayor, fenómeno que también se acentúa porque en los extremos el conductor se alarga bastante para poder colocar la bobina encima de la placa de medición; en consecuencia, habrá una acumulación mayor de pequeños errores, aunque la forma de la curva tanto para los valores medidos como para los de la simulación es similar. Además, a pesar de no llegar a la frecuencia de 1MHz, la simulación es más compleja y tarda mucho más tiempo en validarse.

### 7.4.3 Bobina con hilo de Litz 35x0.2

La bobina seleccionada en este caso es distinta a las anteriores; para tener variedad se ha elegido una bobina en forma hexagonal irregular, con lo que se ha dificultado el diseño de la geometría, que se muestra en la Figura 7.37. El Litz utilizado está formado por 35 hilos de 0.2 mm cada uno, con un diámetro total de conductor de 1.8mm, dando 2 tandas de 5 vueltas alrededor del núcleo.

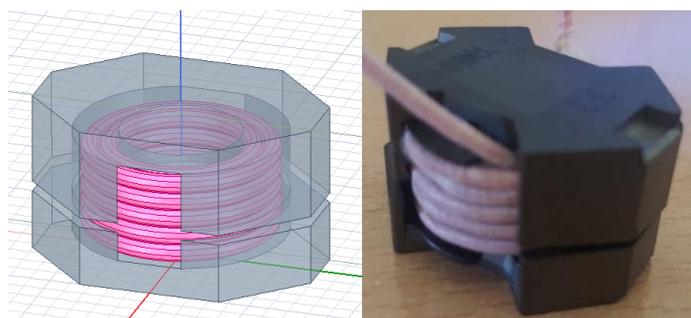


Figura 7.37 Bobina con hilo de Litz 35x0.2 y diseño de la bobina en Ansys

En esta bobina no es necesario introducir un folio en el núcleo de ferrita porque el núcleo, dividido en dos partes, presenta una separación que sería el gap de la bobina y es la separación que se representa en la simulación.

En la Figura 7.38 se muestra la gráfica de R y L de esta bobina con los valores obtenidos en la simulación:

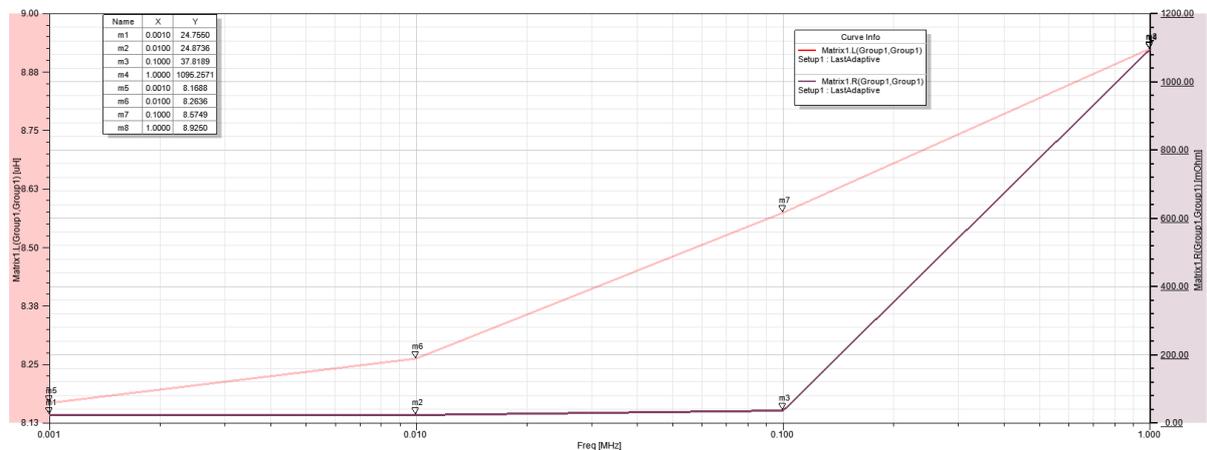


Figura 7.38 Resultados R y L de la bobina con hilo de Litz 35x0.2

A continuación, se muestra la Tabla con los datos obtenidos de la simulación y los medidos, para poder mostrar posteriormente la gráfica comparativa entre estos valores y los medidos con el analizador de impedancias.

Frecuencia (MHz)	L simulada (uH)	L medida (uH)	R simulada (mOhm)	R medida (mOhm)
0.001	8.1687	8.31	24.7549	28.72
0.01	8.2636	8.33	24.8735	28.87
0.1	8.5748	8.59	37.8189	43.82
0.2	8.6794	8.78	69.9986	78.39
0.3	8.7192	8.89	121.6028	134.33
0.6	8.8377	8.96	404.7025	451.48
1	8.9249	9.36	1095.2571	1225.84

Tabla 7.8 Datos de R y L de la bobina con hilo de Litz 35x0.2

El valor de la inductancia para esta bobina con el conductor de Litz de 420x0.08 está entre los 8 y 9 uH según la simulación, valores ligeramente inferiores a los medidos en el laboratorio que varían desde los 8.3 hasta los 9.3 uH, teniéndose un error máximo a la última frecuencia del 4%.

La comparativa entre los valores de las resistencias de la simulación y la medición se muestra en la siguiente Gráfica.

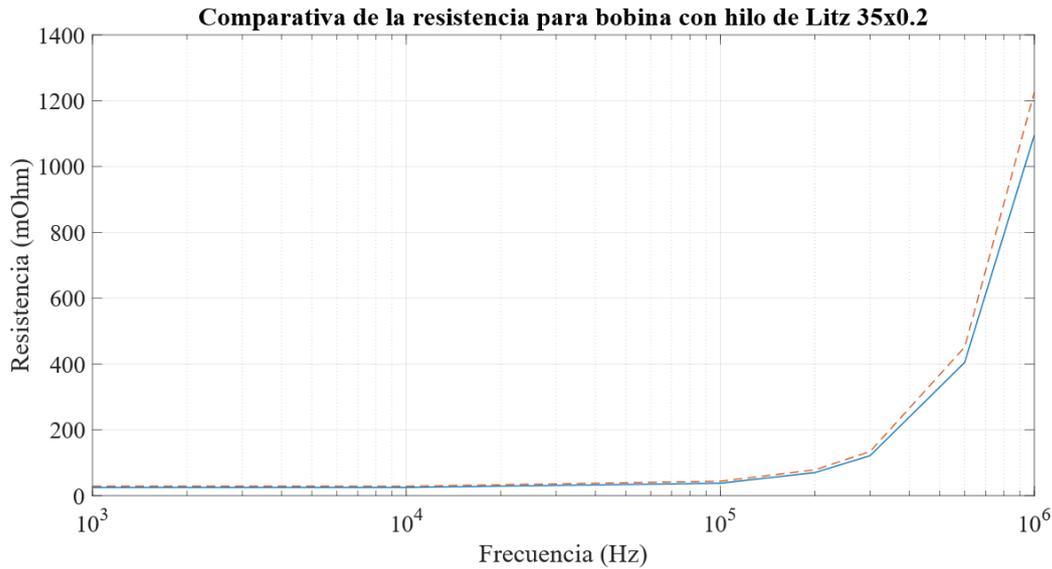


Figura 7.39 Comparativa de resistencia medida y de la simulación en la bobina con Litz de 35x0.2

Las dos curvas tienen la misma forma, y solo existe nuevamente un error claramente apreciable a la última frecuencia del 10.65% que, teniendo en cuenta los motivos que ya se han explicado y que provocan esta discrepancia, corroboran que los resultados obtenidos con la simulación son muy aceptables.

#### 7.4.4 Bobina sin núcleo con hilo de Litz 420x0.08

El último conductor de Litz con el que se realizarán pruebas es 420 conductores con un diámetro de hilo de 0.08 mm y un diámetro total de conductor de 2.45 mm.

Las dos pruebas que se realizarán con este hilo serán con una bobina sin núcleo y otra con núcleo de ferrita; la que se tratará en este subapartado es la de la bobina sin núcleo.

El Litz en esta bobina es el mostrado en la siguiente Figura junto con su representación en Ansys. Se puede comprobar que se han dado 4 vueltas al núcleo en 2 tandas.

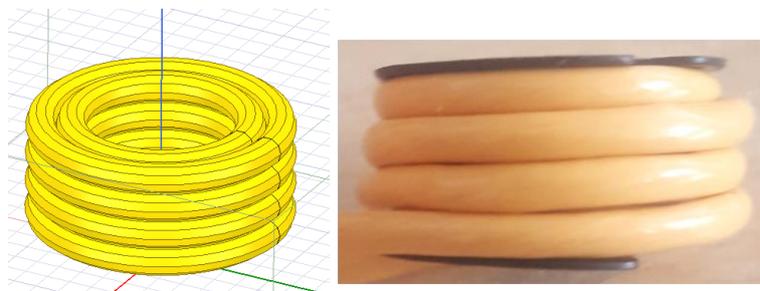


Figura 7.40 Bobina con hilo de Litz 420x0.08 sin núcleo y diseño de la bobina en Ansys

A esta bobina se le aplican las mismas condiciones de simulación que en los casos anteriores, pero al ser núcleo de aire solo hay que asignar material al conductor con sus propiedades homogéneas.

Los resultados obtenidos son los mostrados en la siguiente Gráfica y se exporta la tabla con resultados a Matlab.

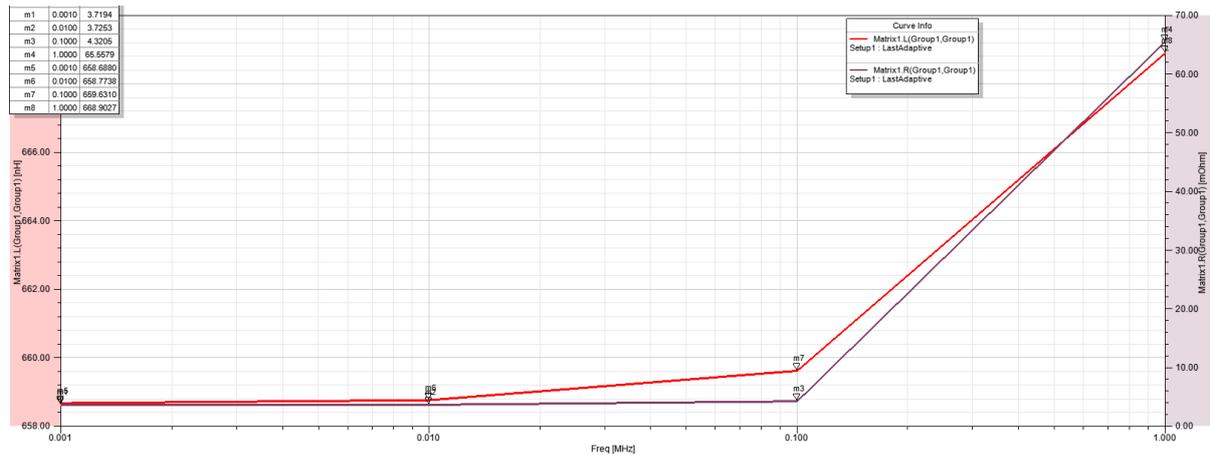


Figura 7.41 Resultados R y L de la bobina con hilo de Litz 420x0.08 sin núcleo

Frecuencia (MHz)	L simulada (nH)	L medida (nH)	R simulada (mOhm)	R medida (mOhm)
0.001	658.7516	664.89	3.7195	4.03
0.01	658.8372	664.91	3.7254	4.05
0.1	659.6930	665.05	4.3196	4.82
0.2	661.1571	667.48	6.1243	6.86
0.3	662.1888	669.13	9.1402	10.23
0.6	665.2825	673.58	25.6432	28.36
1	668.9499	678.39	65.4718	70.27

Tabla 7.9 Datos de R y L de la bobina con hilo de Litz 420x0.08 sin núcleo

El valor de la L que se simula se encuentra en torno a los 660 nH y la que se mide es más cercana a los 670 nH, con lo que se tiene un error prácticamente despreciable de 1.5%. Este es el caso en el que menos error se comete debido a que el Litz no se ve afectado por la permeabilidad de la ferrita como en los anteriores casos. La R se ve que es muy parecida también en ambos casos y se muestra su comparativa en la siguiente Figura.

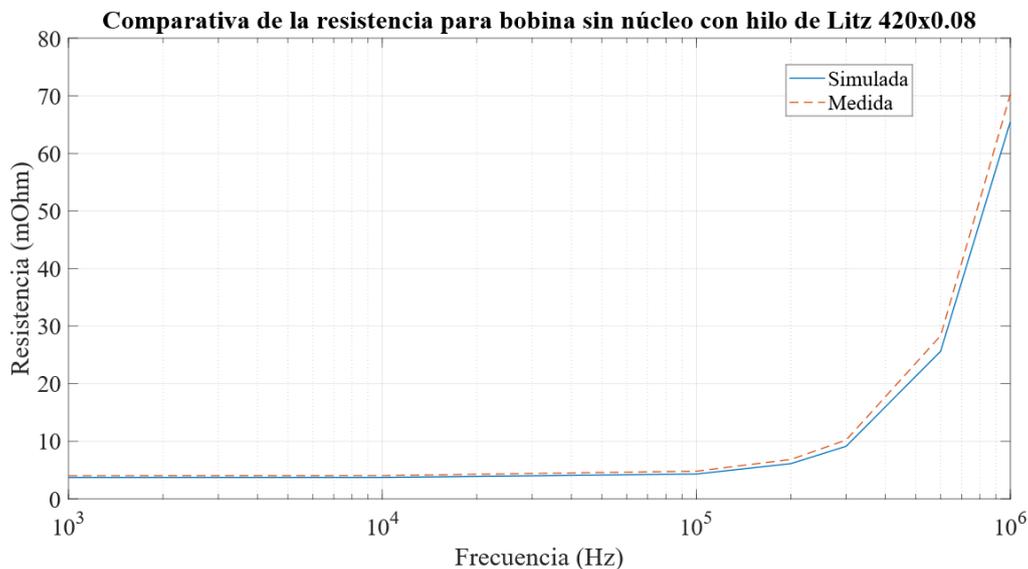


Figura 7.42 Comparativa de resistencia medida y de la simulación en la bobina con Litz de 420x0.08 sin núcleo

## RESULTADOS

La anterior Figura, como se preveía dada la similitud de valores que se muestran en la Tabla 7.9, demuestra que el crecimiento de la resistencia al aumentar la frecuencia tiene la misma forma en la medición y la simulación, teniéndose un error máximo a la última frecuencia de 1MHz del 6.8%, que es un error muy bajo para ser tan alta frecuencia, debido a los motivos que ya se han expuesto en los anteriores apartados.

### 7.4.5 Bobina con hilo de Litz 420x0.08

En este subapartado se utiliza la misma bobina que en el anterior, pero en este caso con núcleo de ferrita, quedando el diseño de la siguiente forma:

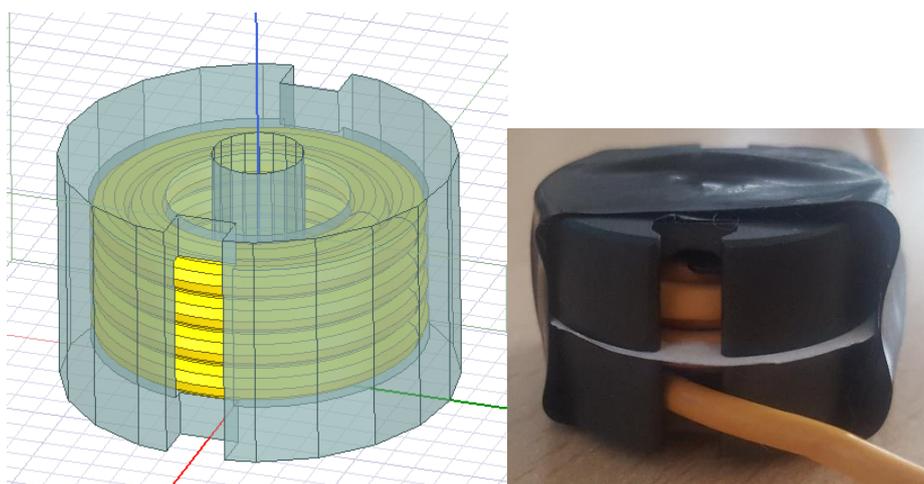


Figura 7.43 Bobina con hilo de Litz 420x0.08 con núcleo de ferrita y diseño de la bobina en Ansys

Los resultados para la R y la L en este caso son los que se muestran a continuación, tanto en una Gráfica como en una Tabla para su posterior uso.

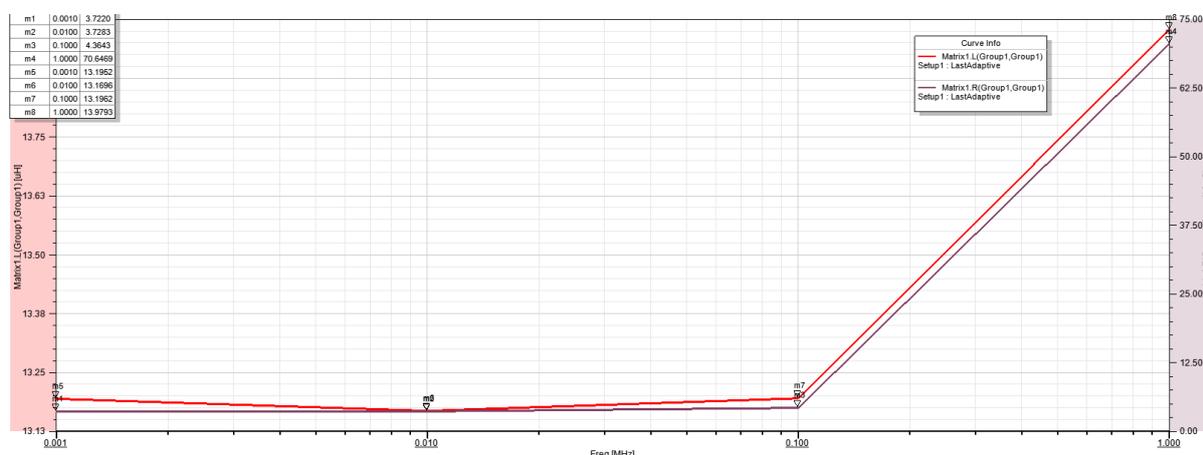


Figura 7.44 Resultados R y L de la bobina con hilo de Litz 420x0.08 con núcleo de ferrita

Frecuencia (MHz)	L simulada (uH)	L medida (uH)	R simulada (mOhm)	R medida (mOhm)
0.001	13.1952	13.34	3.7226	4.03
0.01	13.1696	13.31	3.7285	4.06

0.1	13.1962	13.34	4.3643	4.86
0.2	13.2805	13.36	6.2904	6.91
0.3	13.3690	13.41	9.5227	10.28
0.6	13.6299	13.93	27.2897	28.57
1	13.9793	14.32	70.6469	72.39

Tabla 7.10 Datos de R y L de la bobina con hilo de Litz 420x0.08 con núcleo de ferrita

Con respecto al anterior caso de estudio, se comprueba que el valor de la L aumenta significativamente al utilizar una bobina de ferrita, ya que pasa de los 660 nH al orden de los 13 uH con esta bobina.

En cuanto al valor obtenido en la medida con el analizador de impedancias es ligeramente superior a la simulada, teniéndose un error máximo de 2.4%, que dado que en este caso se ha vuelto a utilizar el núcleo de ferrita y se ha introducido un folio para medir correctamente el gap, es un error mínimo. En la siguiente Gráfica se muestra la comparativa visual de la resistencia para este caso de estudio.

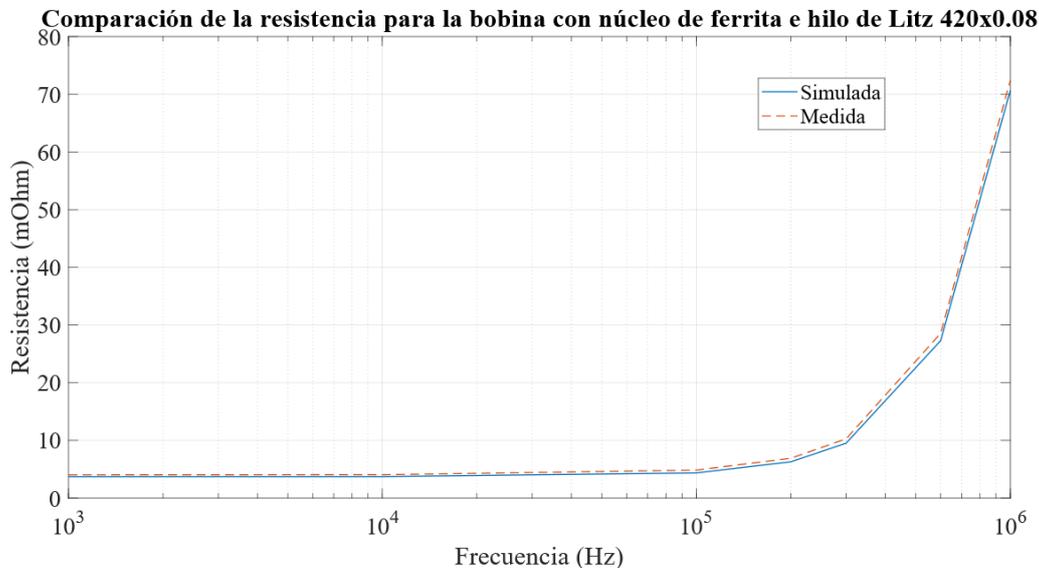


Figura 7.45 Comparativa de resistencia medida y de la simulación en la bobina con Litz de 420x0.08 con núcleo

La resistencia, comparada con la obtenida en el caso anterior sin núcleo, es prácticamente idéntica en ambos casos, variando ligeramente a la frecuencia de 1 MHz, lo cual es lógico puesto que el núcleo de ferrita no afecta apenas a la conductividad, y en consecuencia no es influyente en la resistencia.

Comparando estos valores con los medidos, como se ha hecho en la Figura 7.45, se puede ver que las dos curvas representadas se solapan prácticamente a todas las frecuencias, habiendo un error máximo del 2.5% en la última frecuencia. Por tanto, en esta bobina la simulación ofrece unos resultados muy aceptables.

La razón de que en las últimas bobinas con las que se ha trabajado se haya obtenido un error muy inferior al de las primeras se debe principalmente a que el número de vueltas que se ha dado al núcleo con el conductor de Litz es mucho menor, lo que provoca que se tenga menos longitud de cable y por ello menos errores de trenzado que provoquen más pérdidas.

## RESULTADOS

Además, el modelo simulado, como se verá en el apartado de líneas futuras, no tiene en cuenta el fenómeno de la resonancia que hace que la resistencia aumente exponencialmente cuando la medición se acerca a la frecuencia de resonancia; esta frecuencia de resonancia es más baja cuanto mayor es la longitud del conductor, como se apreció en la bobina con el conductor de Litz de 70x0.2, en la cual solo se pudo simular hasta los 100kHz, porque en la medición se vio que a frecuencias más altas de esa empezaba a resonar.

Por último, en estas simulaciones en 3D con las bobinas, otro factor importante a tener en cuenta ha sido el tiempo que tardan en validarse las simulaciones, puesto que el tiempo que tardan algunas simulaciones es bastante considerable, pero sin realizar las simplificaciones (proceso de homogeneización, aislamiento de los conductores, simplificar la geometría para que acepte el mallado...) que se han hecho sería imposible obtener los resultados y dado que los resultados que se han obtenido, como se ha visto en este capítulo son muy aceptables, teniendo en cuenta los errores de trenzado y de medición, el proceso seguido para poder simular con este tipo de conductor es muy adecuado.

En las Figuras 7.46 y 7.47 se puede observar la información del tiempo que tarda la simulación en analizar todas las frecuencias con sus mallados para algunos casos de los estudiados.

Task	Real Time	CPU Time	Memory	Information
Solver DCS3	00:00:00	00:00:00	28.9 M	64286 matrix, 0KB disk
Solver DCS3	00:00:00	00:00:00	28.9 M	64286 matrix, 0KB disk
Solver DCS3	00:00:00	00:00:00	28.9 M	64286 matrix, 0KB disk
Solver DCS3	00:00:00	00:00:00	28.9 M	64286 matrix, 0KB disk
Solver DCS3	00:00:00	00:00:01	28.9 M	64286 matrix, 0KB disk
Solver DCS3	00:00:00	00:00:00	28.9 M	64286 matrix, 0KB disk
Solver DCS3	00:00:00	00:00:00	28.9 M	64286 matrix, 0KB disk
Solver DCS3	00:00:42	00:01:59	6.23 G	385719 matrix, 0KB disk
param	00:20:18	00:20:02	1.89 G	277059 tetrahedra
<b>Total</b>	<b>00:27:36</b>	<b>00:31:39</b>		Elapsed time : 00:32:27 , Maxwell ComEngine Memory : E Time: 07/26/2019 11:53:33, Status: Normal Completion

Figura 7.46 Captura del tiempo que tarda en validarse la simulación

Task	Real Time	CPU Time	Memory	Information
Solver DCS	00:00:00	00:00:00	16.7 M	40280 matrix, 0KB disk
Solver DCS	00:00:00	00:00:00	16.7 M	40280 matrix, 0KB disk
Solver DCS	00:00:00	00:00:00	16.7 M	40280 matrix, 0KB disk
Solver DCS	00:00:00	00:00:01	16.7 M	40280 matrix, 0KB disk
Solver DCS	00:00:01	00:00:00	16.7 M	40280 matrix, 0KB disk
Solver DCS	00:00:00	00:00:00	16.7 M	40280 matrix, 0KB disk
Solver DCS	00:00:00	00:00:00	16.7 M	40280 matrix, 0KB disk
Solver DCS	00:03:46	00:03:44	9.43 G	516532 matrix, 0KB disk
param	00:31:56	00:30:10	1.58 G	387791 tetrahedra
<b>Total</b>	<b>02:07:24</b>	<b>02:01:37</b>		Elapsed time : 02:30:13 , Maxwell ComEngine Memory : E Time: 07/11/2019 13:51:57, Status: Stopped Cleanly

Figura 7.47 Captura del tiempo que tarda en completarse la simulación computacionalmente más costosa

Como se aprecia en la figura, el tiempo que tarda la simulación en completarse es cercana a la media hora, que será el tiempo medio que tardan casi todas las simulaciones que se han realizado; sin embargo, en la Figura 7.47 se observa que para el caso de la bobina más grande el tiempo que tarda en simular es mucho mayor, superando las 2 horas.

La media hora que tardan algunas de las simulaciones es aceptable, pero la simulación con una bobina de mayor tamaño muestra que sin el proceso de simplificación llevado a cabo sería imposible obtener los resultados para este tipo de componentes magnéticos, por lo que el proceso seguido para este tipo de componentes con conductores de hilo de Litz que trabajan a altas frecuencias y con alta potencia se hace necesario.



## 8 CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

### 8.1 Conclusiones

En este Trabajo Fin de Grado se ha buscado modelar conductores con hilos de Litz centrándose en las pérdidas por corriente alterna que sufren y obteniendo un modelo teórico que calcule de forma adecuada estas pérdidas. Concretamente, el proyecto se ha centrado en las pérdidas por efecto proximidad, que en los hilos de Litz son las más importantes, porque además ha habido proyectos anteriores del departamento [24][25] en los que el efecto pelicular ya se ha estudiado.

Por otra parte, un apartado fundamental de este proyecto han sido las simulaciones con métodos de elementos finitos, que como se ha visto, para el Litz son complejas, por lo que se ha tenido que realizar un proceso de homogeneización y posterior comprobación del mismo, para de esta manera poder realizar pruebas con prototipos de bobinas que se han montado con devanados de este tipo de conductor y que permitirán en proyectos futuros calcular las pérdidas de diferentes componentes magnéticos sin necesidad de tener que construirlos.

La primera conclusión a la que se llegó durante la realización de este trabajo fue que la ecuación de J. A. Ferreira para el cálculo de pérdidas por efecto proximidad presenta errores con respecto a los valores prácticos simulados cuando el número de hilos es mayor que uno y la frecuencia es superior a 100KHz.

Por esta razón se realiza un ajuste a la ecuación teórica, con la introducción de 4 parámetros con los que se consigue un error a las frecuencias más altas inferior al 3%, resultado muy aceptable ya que la última frecuencia que se ha considerado son 10MHz, frecuencia a la cual no llega el medidor de impedancias.

Otra conclusión a la que se llega es que, dado que el Litz puede estar formado de hasta cientos de hilos entrelazados entre sí, es imposible representarlos en el programa de simulación, con lo que se debe realizar un proceso de homogeneización al conductor para representarlo como un conductor sólido, pero con sus propiedades homogeneizadas para que el conductor equivalente proporcione la misma potencia activa y reactiva que el conductor original.

De esta manera se obtienen la conductividad y permeabilidad complejas equivalentes mediante la función desarrollada en Matlab, partiendo en ambos casos de las ecuaciones con funciones de Bessel de Ferreira, aunque en el caso de la permeabilidad utilizando la ecuación teórica modificada ya que esta propiedad está relacionada con el efecto proximidad.

Comprobando este proceso con el caso problemático de varios conductores, se llega a la conclusión de que la homogeneización presenta unos resultados sin prácticamente error, con lo que el proceso realizado es correcto; en consecuencia, se consigue un importante acorte en el tiempo de las simulaciones y en el tiempo y facilidad para diseñar la geometría del conductor.

Una vez que el modelado realizado para el Litz se ha demostrado que es válido, se procede a la realización de las pruebas reales con componentes magnéticos y conductores de Litz con diferente número de hilos y diámetros.

Con las simulaciones de las bobinas en 3D se calculan su R y su L, que son los datos que se pueden obtener mediante el analizador de impedancias del que se dispone, para de esta manera,

dado que la resistencia está influenciada por las pérdidas, comprobar si la resistencia obtenida con el medidor y con la simulación poseen valores similares, lo que significaría que en posteriores trabajos se podría realizar un análisis completo de pérdidas de diferentes componentes magnéticos sin necesidad de construirlos, gracias a la simulación del Litz con, como ya se ha comentado, propiedades homogéneas y el modelo teórico modificado obtenido.

De estos últimos pasos se obtienen diferentes conclusiones, que pueden ofrecer unas líneas futuras de investigación relacionadas con el tema expuesto muy interesantes y que se tratarán en el siguiente apartado. Una primera conclusión, respecto a las pruebas con las bobinas, es que la inductancia medida y la conseguida con la simulación son bastante parecidas, lo que significa que la permeabilidad homogénea que se da al conductor es correcta, lo que se hace especialmente patente en la prueba que se ha realizado sin núcleo, en la cual la ferrita lógicamente no influye a este valor como sí pasa en las anteriores en las cuales influye y provoca que a las más altas frecuencias haya una ligera discrepancia entre valor medido y simulado.

Otra conclusión que se extrae de los datos es que la resistencia medida en comparación con la simulada es mayor, pero son muy parecidas y con la misma tendencia, como se observó en las gráficas comparativas del anterior capítulo; esto significa que la simulación es correcta, aunque no tiene en cuenta diversos errores que afectan a que los valores simulados sean ligeramente inferiores a los reales especialmente en las frecuencias más altas consideradas, como son el alargamiento de los hilos de Litz en los extremos para poder colocarlos en la placa de medición, la resonancia de las bobinas cuando se llega a frecuencias muy altas o errores en el trenzado de los hilos alrededor de la bobina, ya que se realiza manualmente y no es perfecta, lo que hace que se puedan tener pérdidas adicionales por efecto proximidad.

De lo anterior se concluye que el modelo desarrollado sí que es válido y reduce los tiempos de simulación logrando que se puedan calcular pérdidas para el conductor de hilo de Litz que sin el proceso de homogeneización serían imposibles de calcular, a pesar de que las simulaciones todavía no tienen en cuenta algunos de los factores mencionados que se podrán mejorar en futuros trabajos, como se explica en el siguiente apartado.

### 8.2 Líneas futuras

Una vez finalizado este trabajo aparecen algunas posibles líneas de futuro para mejorar y profundizar sobre el modelado de los conductores de hilo de Litz que se pueden usar para diferentes aplicaciones de electrónica de potencia y se muestran a continuación:

- Tener en cuenta el efecto de la resonancia que aparece en los componentes magnéticos y la simulación no tiene en cuenta, lo que provoca la limitación de frecuencias a las que se puede simular sin acumular mucho error.
- Mejorar el trenzado del conductor cuando se dan las vueltas alrededor del núcleo para disminuir las pérdidas que se cometen por este efecto y también por el alargamiento que se da al conductor para poder colocarlo en la placa de medición, ya que en la simulación este alargamiento no se tiene en cuenta.
- Realizar simulaciones con núcleos de diferentes materiales y con más conductores de hilo de Litz para tener una muestra más representativa.

- Aplicar el modelado realizado a la aplicación fundamental de la transferencia de potencia inalámbrica, que son las baterías para vehículos eléctricos, sobre la cual se ya han realizado algunas investigaciones en el departamento de electrónica. [26]

### 8.3 Impactos

En cualquier proyecto que se realiza, una parte fundamental es la valoración de impactos que presenta dicho proyecto sobre la sociedad o medioambiente, valorando si su influencia es positiva o negativa. Los impactos que provocaría este Trabajo Fin de Grado serían principalmente medioambiental, económico y social.

- **Impacto medioambiental**

Este impacto en los proyectos de ingeniería se ha vuelto imprescindible, ya que además de ser económicamente factible se ha unido en los últimos años la exigencia, en la medida de lo posible, que los proyectos deben ser respetuosos con el medioambiente.

Las aplicaciones de este trabajo buscan la transmisión de potencia inalámbrica, siendo su fundamento la transmisión sin necesidad de un medio material o conductor, debido a la inducción de bobinas, lo que hace que esta transferencia sea ecológicamente “limpia”, porque además reduce el uso de cables y de pilas desechables.

Por otra parte, una de las aplicaciones que ya se ha comentado son las baterías de vehículos eléctricos, ya que en este sector se están imponiendo cada vez más restricciones a los vehículos contaminantes; por ello avanzar en este sector se hace indispensable para reducir la contaminación. En Madrid, algunas de las restricciones al tráfico que se han impuesto en los últimos meses son las que aparecen en la Figura 8.1 en función de la etiqueta según emisiones de cada vehículo que se muestra en la Figura 8.2 y se puede apreciar que los vehículos eléctricos en este sentido son los que disponen de mayor libertad para circular.

Restricciones a partir de las etiquetas de la DGT:

Eco   Azul   Amarillo   Verde   Sin distintivo

ESCENARIOS	1	2	3	4	5
Entrada en vigor (días en cada nivel)	1 día	2 días consecutivos 1 día	3 días 2 días consecutivos	4 días consecutivos	1 día
Reducción de la velocidad a 70 km/h en la M-30 y accesos	70 km/h	70 km/h	70 km/h	70 km/h	70 km/h
Solo pueden circular en M-30 y su interior	Todos	Eco, Azul, Verde	Eco, Azul, Verde, Amarillo	Eco, Azul, Verde	Eco, Azul
Solo pueden circular en el municipio de Madrid	Todos	Todos	Eco, Azul, Verde, Amarillo	Eco, Azul, Verde, Amarillo	Eco, Azul
Pueden aparcar en zona SER	Todos	Eco, Verde	Eco, Azul, Verde	Eco, Verde	Eco

Figura 8.1 Restricciones a la circulación en Madrid según las emisiones de cada vehículo [27]



Figura 8.2 Significado de las etiquetas de emisiones del vehículo [28]

- **Impacto económico**

El factor económico es un factor determinante en cualquier proyecto ya que se debe tener el objetivo de encontrar la mejor solución con el precio más óptimo.

En este sentido, el estudio realizado tiene como objetivo la reducción en la mayor medida posible de los cables, por lo que esta supresión supondría un ahorro en este material. También se reduciría el uso de las pilas.

Otro impacto positivo es que la durabilidad de las baterías será mayor, puesto que sin la necesidad de tener que conectar y desconectar el dispositivo a su fuente de energía se reduce el desgaste de la conexión. Por este motivo no habrá que cambiar con tanta frecuencia las baterías o los dispositivos, lo que, además de ser un impacto positivo para el usuario que disfruta de dichos dispositivos, es bueno para el medioambiente porque se generarán menos residuos.

Sin embargo, un impacto negativo en este sentido, que se trata de solucionar con los conductores de hilo de Litz, es la eficiencia de la transferencia de potencia inalámbrica, ya que sigue teniendo todavía muchas pérdidas, por lo que la fuente estará proporcionando una energía que se desperdicia, pero por la que se estará pagando.

- **Impacto social**

Este último impacto viene influenciado por los dos anteriores, por lo que, debido al impacto medioambiental y económico positivos de este trabajo, este proyecto se enmarca dentro de un contexto ético y social favorable.

En general, la opinión social a cerca de la transmisión de potencia inalámbrica es favorable por su implicación medioambiental, sin embargo, sigue habiendo críticas sobre cómo puede afectar a la salud de las personas el estar en el interior de un campo magnético en el que se transmiten grandes cantidades de electricidad, aunque esto se ha demostrado que no es cierto y que no hay impacto sobre la salud.

Otro factor que también se intenta solventar es la idea de que los dispositivos con esta tecnología no son autónomos, esto se ha visto que sí tiene fundamento y es por ello que se intenta mejorar con soluciones como el Litz mostrada en el presente trabajo. Por tanto, con los avances que se están realizando en esta tecnología, se conseguirá una todavía mayor aceptación social, que se sumará a la aceptación ya conseguida por la demostración del impacto ambiental y económico favorable.



## PLANIFICACIÓN TEMPORAL

Sin embargo, el diagrama de Gantt muestra los días que se han empleado en cada actividad, pero no la dedicación real que se ha dedicado a cada una. Por dicho motivo, la siguiente Tabla muestra las horas que se han dedicado a tarea, teniéndose un total final de 390 horas.

Nº de actividad	Actividad	Fecha de inicio	Fecha de fin	Duración (días)	Duración (horas)
1	Lectura de la documentación	18/06/2018	31/08/2018	45	25
2	Tutorial de Ansys	27/06/2018	01/08/2018	26	20
3	Desarrollo de funciones con Matlab	03/09/2018	30/11/2018	22	20
3.1	Función para el efecto pelicular	03/09/2018	18/09/2018	12	15
3.2	Función para el efecto proximidad	19/09/2018	30/11/2018	10	5
4	Simulaciones en 2D	26/09/2018	21/12/2018	62,5	55
4.1	Efecto pelicular para 1 conductor	26/09/2018	16/10/2018	14,5	10
4.2	Efecto proximidad para diferentes conductores	16/10/2018	23/11/2018	28,5	40
4.3	Comparación teoría-simulación	03/12/2018	21/12/2018	14,5	5
5	Ajuste de modelo teórico	28/11/2018	22/02/2019	63	25
5.1	Ajuste para 1 conductor	28/11/2018	07/12/2018	8	5
5.2	Ajuste para más de 1 conductor	10/12/2018	22/02/2019	55	20
6	Proceso de homogeneización	25/02/2019	29/03/2019	25	10
7	Medidas reales	19/03/2019	17/07/2019	86	90
7.1	Creación de bobinas con Litz y toma de medidas	19/03/2019	29/04/2019	29	10
7.2	Simulaciones en 3D	04/04/2019	05/07/2019	67	70
7.3	Comparativa medidas-simulación	03/06/2019	17/07/2019	32,5	10
8	Redacción de la memoria	16/04/2019	31/07/2019	76,5	145
8.1	Introducción y conceptos teóricos	16/04/2019	16/05/2019	22,5	40
8.2	Metodología y herramientas de cálculo	16/05/2019	05/06/2019	14,5	25
8.3	Resultados	03/06/2019	10/07/2019	28	45
8.4	Conclusiones, impactos y líneas futuras	11/07/2019	26/07/2019	12	25
8.5	Resumen, presupuesto, formato, etc.	22/07/2019	31/07/2019	7,5	10
TOTAL		18/06/2018	31/07/2019	409	390

Tabla 9.1 Duración real de las actividades realizadas en el TFG

## 10 PRESUPUESTO

Un apartado importante en todo proyecto de ingeniería es el cálculo de coste del mismo. Es complicado determinar un coste exacto del proyecto, puesto que hay una gran parte dedicada al estudio de los conceptos teóricos del Estado del Arte.

Sin embargo, este trabajo se ha basado principalmente en la simulación, aunque también ha sido necesaria la utilización de algunas bobinas e hilos de Litz para las pruebas de medición en el laboratorio. Por tanto, los costes se pueden dividir en costes de personal y costes de licencias informáticas y material, teniendo en cuenta las horas de trabajo del personal y el periodo de amortización y uso de los recursos materiales.

En las siguientes Tablas se muestran los costes desglosados:

Coste del personal				
Concepto	Unidad	Cantidad	Precio unitario (€)	Subtotal (€)
Alumno	Hora	390	15	5.850,00 €
Tutor 1	Hora	35	40	1.400,00 €
Tutor 2	Hora	35	40	1.400,00 €
TOTAL				8.650,00 €

Tabla 10.1 Presupuesto dedicado al personal

Licencias informáticas y coste de material					
Concepto	Cantidad	Precio (€)	Periodo de amortización (meses)	Tiempo de uso (meses)	Subtotal (€)
Ordenador	1	1000	60	13	216,67 €
Bobinas de ferrita	3	2,50	-	-	7,50 €
Hilo de Litz	8 metros	0,70 €/m	-	2	5,60 €
Licencia Matlab	1	Gratis	12	7	0
Licencia Ansys Maxwell	1	2322,25 €	12	10	1.935,21 €
TOTAL					2.164,98 €

Tabla 10.2 Presupuesto dedicado a licencias informáticas y coste de material

Suma total de costes	
Concepto	Total
Coste de personal	8.650,00 €
Coste de material y licencias	2.164,98 €
<b>TOTAL DEL TFG</b>	<b>10.814,98 €</b>

Tabla 10.3 Presupuesto total

En la Tabla 10.1 se muestra el presupuesto personal propio y el destinado a los tutores, teniendo en cuenta el total de horas invertidas en cada caso y el valor unitario distinto para cada uno.

Por otra parte, la Tabla 10.2 muestra el coste de las licencias de los programas informáticos utilizados y recursos materiales, teniendo en cuenta el periodo de amortización y periodo de uso. También se han considerado: la gratuidad de la licencia de Matlab para fines educativos; el coste de la licencia de Ansys, que por año tiene un valor aproximado de 92.890,00 €, se ha dividido entre los ordenadores que dispone el departamento con este programa; el precio del conductor de hilo de Litz se ha tomado como valor medio, puesto que es un precio que varía según el número de hilos y diámetro de los mismos, pero principalmente el precio depende de la longitud del conductor que se utilice [29] y por eso es la variable que se ha tenido más en cuenta a la hora de calcular el coste.

Por último, la Tabla 10.3 muestra la suma de las anteriores, con el coste de personal y el coste de material y licencias, obteniéndose un presupuesto total para el proyecto de 10.814,98 €.

## 11 ANEXOS

### 11.1 Funciones desarrolladas con Matlab

En este capítulo se muestran las dos funciones creadas para los efectos pelicular y proximidad y la obtención de las propiedades homogéneas que derivan de cada uno.

#### 11.1.1 Función para el efecto pelicular

```
function [FPskin, CondIm, CondHomogenea] = Skin (N, I, Dbundle, Dstrand)
```

```

Cond = 5.8e7; %Conductividad con unidades S*m-1
Perm = 0.999991*4e-7*pi; %Permeabilidad del cobre
syms freq;
freq = logspace(3,7,13); %Rango de frecuencias a usar
delta = sqrt(2./(Perm*Cond*2*pi.*freq)); %Skin depth (profundidad pelicular)
Rdc = 1/((Cond*pi*Dstrand*Dstrand)/4); %Resistencia a corriente continua

%Funciones de bessel
x = Dstrand./(delta*sqrt(2));
coefbes = exp((3*pi*i)/4);
gamma = x.*coefbes; %Es función de diámetro del strand y la profundidad pelicular
ber0 = real(besselj(0,gamma)); %ber0(x) function
bei0 = imag(besselj(0,gamma)); %bei0(x) function
berder = ((real(besselj(1,gamma))+imag(besselj(1,gamma)))/sqrt(2)); %ber0'(x) function
beider = ((imag(besselj(1,gamma))-real(besselj(1,gamma)))/sqrt(2)); %bei0'(x) function

%Pérdidas por efecto proximidad teóricas
SNum1 = ber0.*beider;
SNum2 = bei0.*berder;
SNum3 = Rdc.*x;
SNum = SNum3.*(SNum1 - SNum2);
SDen1 = berder.*berder;
SDen2 = beider.*beider;
SDen = 4.*(SDen1 + SDen2);
Pskin1 = N*I^2.*SNum;
Pskin = Pskin1./SDen;
FPskin = Pskin./(N*Rdc*I^2); %Función de pérdidas por proximidad
figure;
loglog(freq, Pskin);

% Figura de conductividades homogéneas del strand
CondIm = (Cond)./(2.*FPskin);
figure;
loglog(freq, CondIm);

```

```

% Figura de conductividades homogéneas del bundle
CondHomogenea = ((N*Dstrand^2)/Dbundle^2)*(CondIm);
figure;
loglog(frec, CondHomogenea);

end

```

### 11.1.2 Función para el efecto proximidad

```
function [FPprox, PermIm, PermHomogenea] = Prox (N, H, Dbundle, Dstrand, a, b, c, d)
```

```

%Parámetros que necesitamos, además a=1.124; b=0.9436; c=0.9159; d=0.9278;
Cond = 5.8e7; %Conductividad con unidades S*m-1
Perm = 0.999991*4e-7*pi; %Permeabilidad del cobre
syms frec;
frec = logspace(3,7,13); %Rango de frecuencias a usar
delta = sqrt(2./(Perm*Cond*2*pi.*frec)); %Skin depth (profundidad pelicular)
Rdc = 1/((Cond*pi*Dstrand*Dstrand)/4); %Resistencia en corriente continua

```

#### %Funciones de bessel

```

x = Dstrand./(delta*sqrt(2));
coefbes = exp((3*pi*i)/4);
gamma = x.*coefbes; %Es función de diámetro del strand y la profundidad pelicular
ber0 = real(besselj(0,b*gamma)); %ber0(x) function
bei0 = imag(besselj(0,b*gamma)); %bei0(x) function
berder = ((real(besselj(1,c*gamma))+imag(besselj(1,c*gamma)))/sqrt(2)); %ber0'(x) function
beider = ((imag(besselj(1,c*gamma))-real(besselj(1,c*gamma)))/sqrt(2)); %bei0'(x) function
ber2 = real(besselj(2,d*gamma)); %ber2(x) function
bei2 = imag(besselj(2,d*gamma)); %bei2(x) function

```

#### %Pérdidas por efecto proximidad teóricas

```

PNum1 = ber2.*berder;
PNum2 = bei2.*beider;
PNum3 = -2*pi.*x;
PNum = a*PNum3.*(PNum1 + PNum2);
PDen1 = ber0.*ber0;
PDen2 = bei0.*bei0;
PDen = Cond.*(PDen1 + PDen2);
Pprox1 = N*H^2.*PNum;
Pprox = Pprox1./PDen;
FPprox = Pprox./(N*Rdc*H^2); %Función de pérdidas por proximidad
figure;
loglog(frec, Pprox);

```

#### % Figura de permeabilidades magnéticas imaginarias del strand

```
PermIm = (8*Rdc*FPprox)./(2*pi.*frec*pi*Dstrand*Dstrand*4e-7*pi);
```

```
figure;
loglog(frec, PermIm);
```

% Figura de permeabilidades magnéticas imaginarias del bundle

```
PermHomogenea =
```

```
((N*Dstrand^2)/Dbundle^2)*(8*Rdc*FPprox)/(2*pi.*frec*pi*Dstrand*Dstrand*4e-7*pi);
```

```
figure;
```

```
loglog(frec, PermHomogenea);
```

```
end
```

## 11.2 Gráficas con las propiedades homogéneas obtenidas

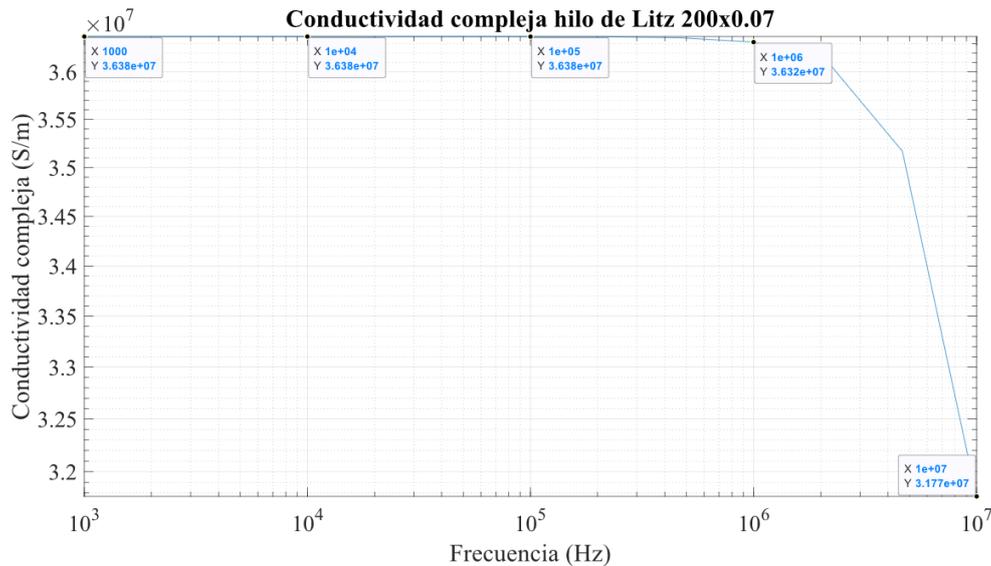


Figura 11.1 Conductividad homogénea de bundle hilo de Litz 200x0.07

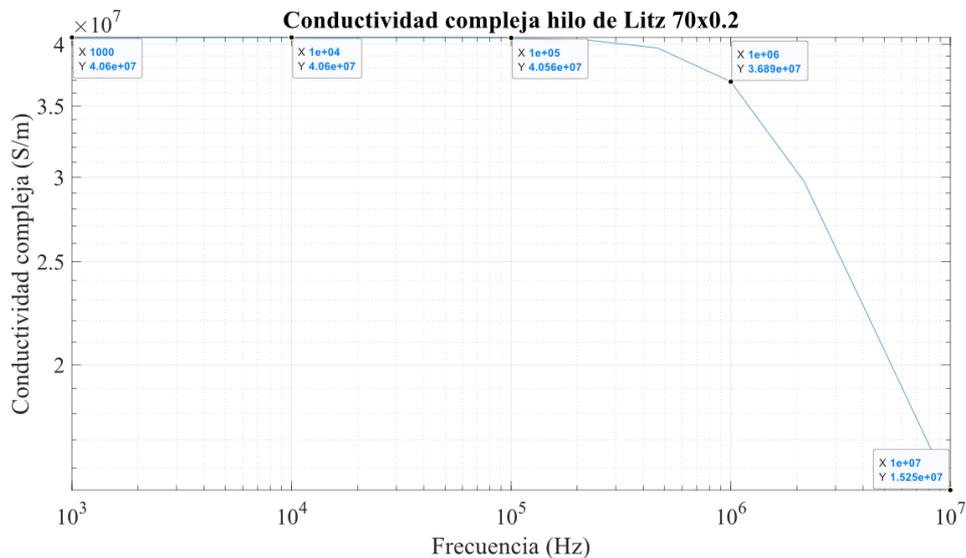


Figura 11.2 Conductividad homogénea de bundle hilo de Litz 70x0.2

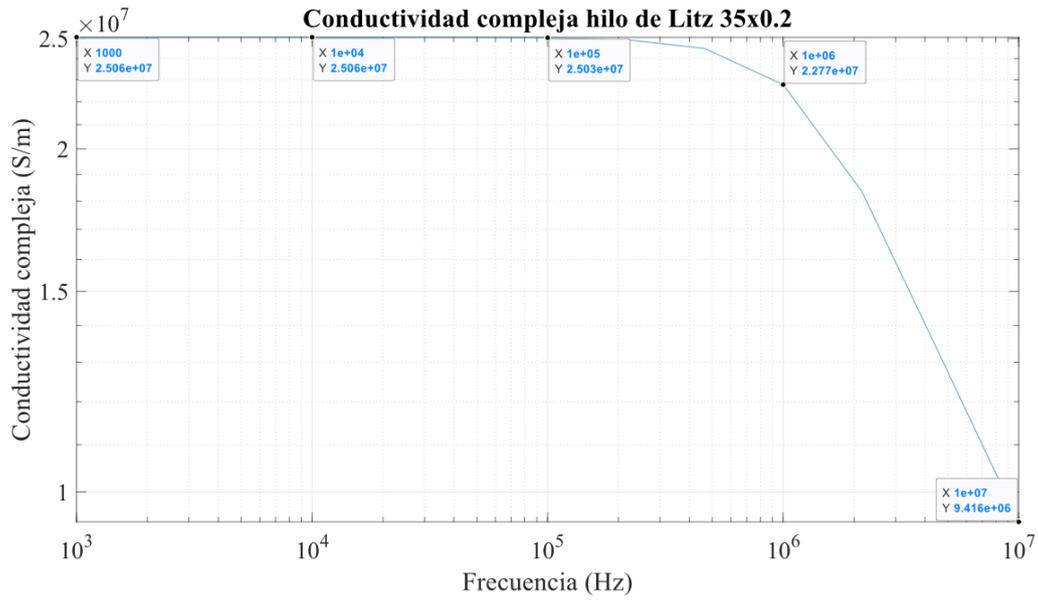


Figura 11.3 Conductividad homogénea de bundle hilo de Litz 35x0.2

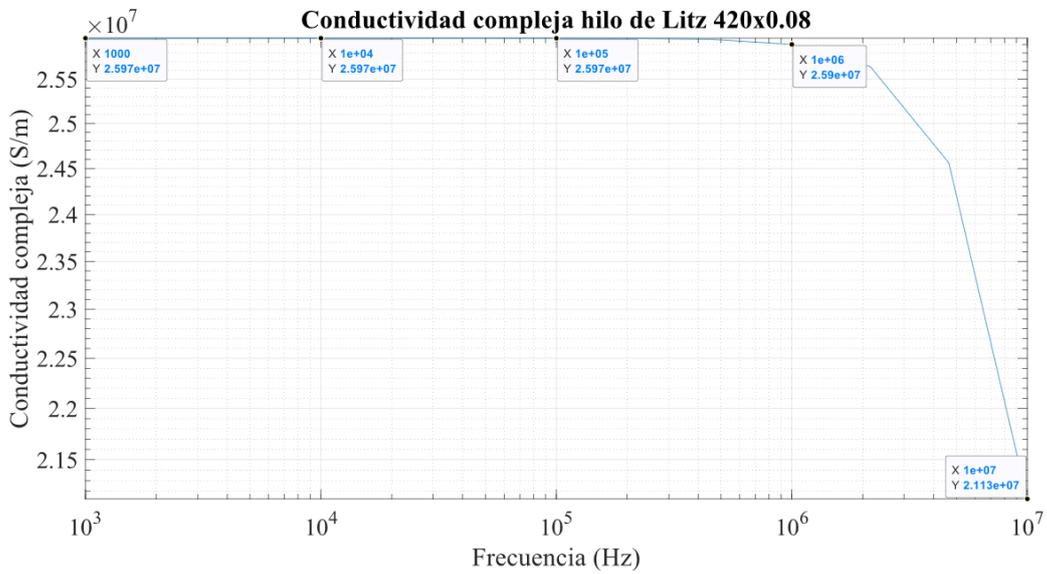


Figura 11.4 Conductividad homogénea de bundle hilo de Litz 420x0.08

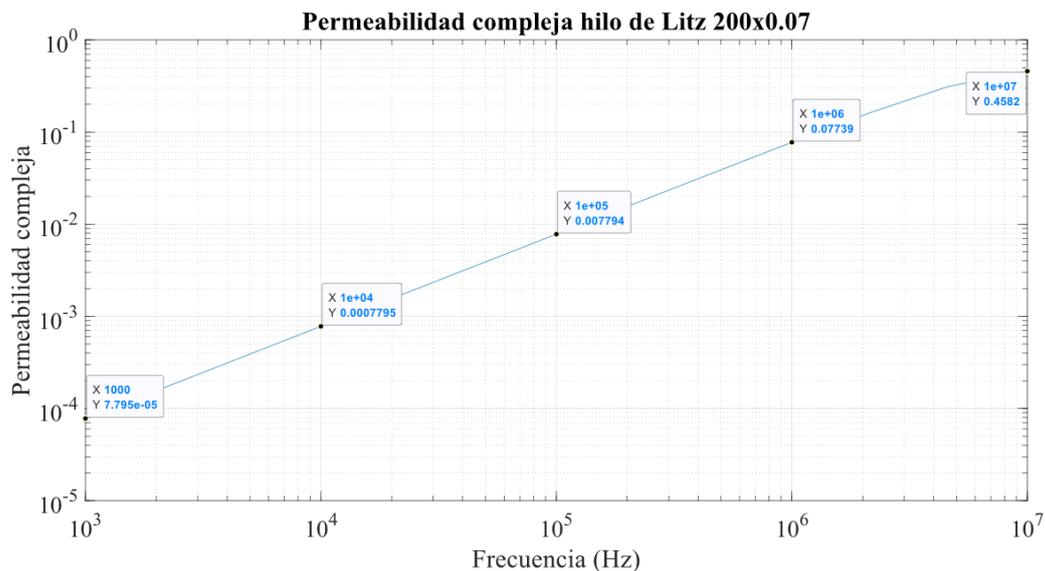


Figura 11.5 Permeabilidad homogénea de bundle hilo de Litz 200x0.07

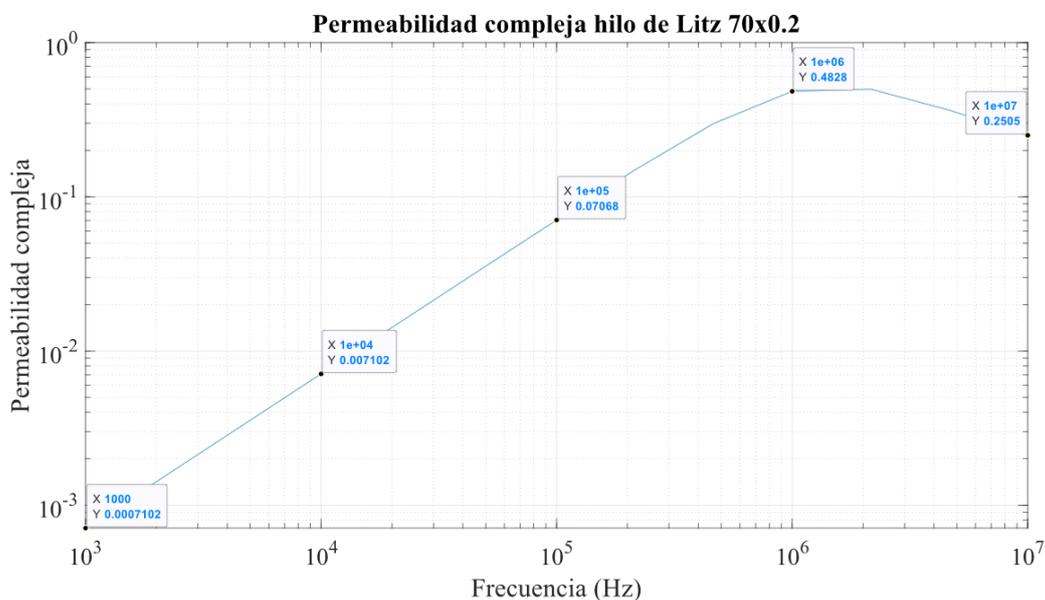


Figura 11.6 Permeabilidad homogénea de bundle hilo de Litz 70x0.2

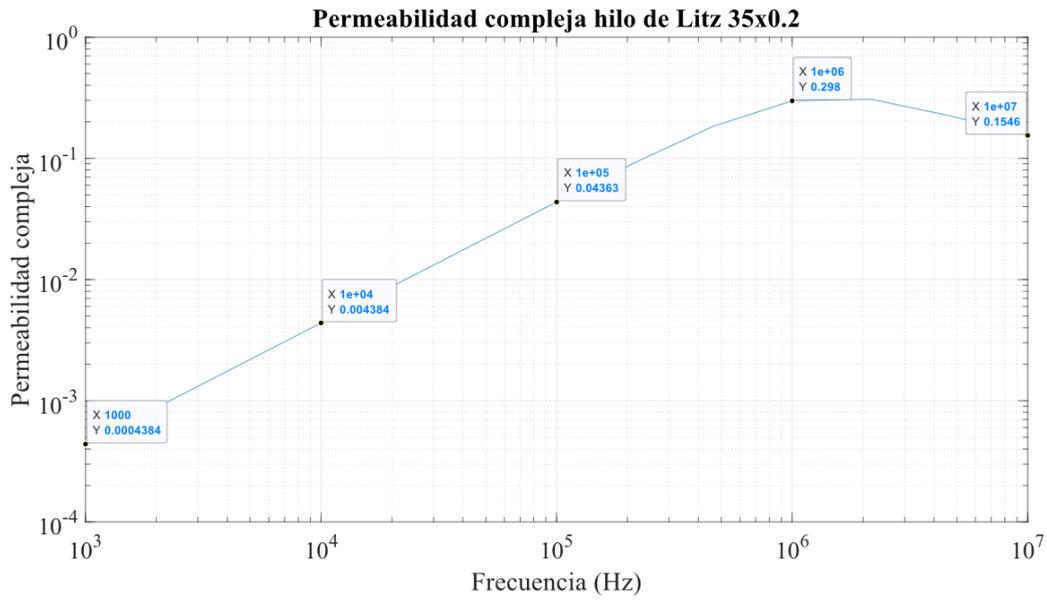


Figura 11.7 Permeabilidad homogénea de bundle hilo de Litz 35x0.2

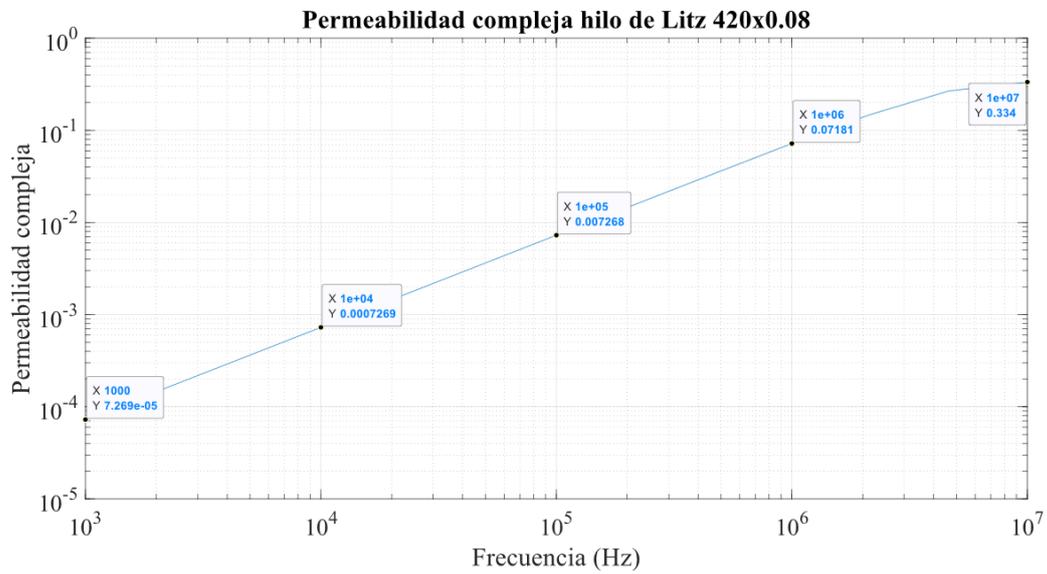


Figura 11.8 Permeabilidad homogénea de bundle hilo de Litz 420x0.08

## 11 BIBLIOGRAFÍA

- [1] (2019). *Ecuaciones de Maxwell*. Recuperado de: [https://es.wikipedia.org/wiki/Ecuaciones\\_de\\_Maxwell#Desarrollo\\_hist%C3%B3rico\\_de\\_las\\_ecuaciones\\_de\\_Maxwell](https://es.wikipedia.org/wiki/Ecuaciones_de_Maxwell#Desarrollo_hist%C3%B3rico_de_las_ecuaciones_de_Maxwell).
- [2] Namrata Naha (2018). *Tesla Tower: The Tragic Story of Nikola Tesla's Wardenclyffe Wireless Station*. Recuperado de: <https://www.ststworld.com/the-tragic-story-of-nikola-teslas-wardenclyffe-wireless-station/>.
- [3] Adolfo Plasencia (2018). *En los orígenes de la 'Witricidad': móvil y coche cargados 'wireless'*. Recuperado de: <https://www.elmundo.es/economia/2018/01/18/5a6076a146163f84378b45c4.html>.
- [4] (2009). *WiTricity: Energía inalámbrica en 18 meses*. Recuperado de: <https://www.fayerwayer.com/2009/07/witricity-energia-inalambrica-en-18-meses/>
- [5] Adrián Raya (2015). *Consiguen transmitir energía sin cables a 55 metros de distancia*. Recuperado de: <https://omicrono.lespanol.com/2015/03/consiguen-transmitir-energia-sin-cables-a-55-metros-de-distancia/>.
- [6] (2017). Recuperado de: <https://forococheselectricos.com/2017/02/sae-international-anuncia-un-nuevo-protocolo-de-recarga-inalambrica.html/sistema-de-carga-inalambrica-para-coches-electricos-de-volvo-esquema>.
- [7] (2018). *A review of recent trends in wireless power transfer technology and its applications in electric vehicle wireless charging*. Recuperado de: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032118302247>.
- [8] (2017). *Autonomía de vehículos eléctricos (según la norma europea NEDC)*. Recuperado de: [http://www.aficionadosalamecanica.com/coche-electrico\\_bateria.htm](http://www.aficionadosalamecanica.com/coche-electrico_bateria.htm).
- [9] X. Nan, C. R. Sullivan (2009). *An equivalent complex permeability model for litz-wire windings*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol.45, no.2.
- [10] J. A. Ferreira (1994). *Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9, no. 1.
- [11] C. R. Nave y M. Olmo (2017). *Ecuaciones de Maxwell*. Recuperado de: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbasees/electric/maxeq.html>. Atlanta, Georgia: Georgia State University.
- [12] (2019). *Función de Bessel*. Recuperado de: [https://es.wikipedia.org/wiki/Funci%C3%B3n\\_de\\_Bessel](https://es.wikipedia.org/wiki/Funci%C3%B3n_de_Bessel).

- [13] A. F. García (2016). *Funciones de Bessel*. Recuperado de: <http://www.sc.ehu.es/sbweb/fisica3/especial/bessel/bessel.html>.
- [14] (2019) *Kelvin Functions*. Recuperado de: <http://mathworld.wolfram.com/KelvinFunctions.html>.
- [15] Wolfram Alpha. Recuperado de: [https://www.wolframalpha.com/input/?i=der\(ber\(x\)\)](https://www.wolframalpha.com/input/?i=der(ber(x))).
- [16] Wolfram Alpha. Recuperado de: [https://www.wolframalpha.com/input/?i=der\(bei\(x\)\)](https://www.wolframalpha.com/input/?i=der(bei(x))).
- [17] Jonas Mühlethaler (2012). *Modeling and multi-objective optimization of inductive power components*. ETH Zurich.
- [18] Mohammad Etemadzaei and Srdjan M. Lukic (2012). *Equivalent Complex Permeability and Conductivity of Litz Wire in Wireless Power Transfer Systems*. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE).
- [19] P. L. Dowell (1966). *Effects of eddy currents in transformer windings*. Proc. Inst. Elect. Eng., pt. B, vol. 113, no. 8, pp. 1387–1394.
- [20] X. Nan, and C. R. Sullivan (2005). *A two-dimensional equivalent complex permeability model for round-wire windings*. IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 613–618.
- [21] Charles R. Sullivan (1999). *Optimal Choice for Number of Strands in a Litz-Wire Transformer Winding*. IEEE Transactions on power electronics, vol. 14, no. 2
- [22] Thomas Guillod, Jonas Huber, Florian Krismer, and Johann W. Kolar (2017). *Litz Wire Losses: Effects of Twisting Imperfections*. ETH Zurich.
- [23] (2016). *Definición de Frecuencia, período y amplitud*. Recuperado de: <https://ingenieriaelectronica.org/definicion-de-frecuencia-periodo-y-amplitud/>.
- [24] Alberto Delgado; Guillermo Salinas; Jesús A. Oliver; José A. Cobos; Jorge Rodríguez; S.L. Premo (2018). *Equivalent Parameters of Round and Litz Wire Conductors to Obtain an Equivalent Layer to Accelerate Finite Element Simulations of Wireless Power Transfer System*. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8558310>. Madrid, ETSII-UPM.
- [25] Alberto Delgado; Guillermo Salinas; Jesús A. Oliver; José A. Cobos; Jorge Rodríguez (2018). *Finite Element Modelling of Litz Wire Conductors and Compound Magnetic Materials based on Magnetic Nano-particles by means of Equivalent Homogeneous Materials for Wireless Power Transfer System*. IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL) <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8460012>. Madrid, ETSII-UPM.

- [26] Alberto Delgado; Jesús A. Oliver; José A. Cobos; Jorge Rodríguez; Alejandro Jiménez (2019). *Optimized Design for Wireless Coil for Electric Vehicles Based on The Use of Magnetic Nano-articles*. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8721998>. Madrid, ETSII-UPM.
- [27] (2018). *Protocolo por contaminación en Madrid: cómo te afectan las restricciones de tráfico*. Recuperado de: <https://www.race.es/restricciones-traffic-protocolo-contaminacion-madrid>.
- [28] (2019). *Restricciones de tráfico en el centro de Madrid*. Recuperado de: <https://www.ocu.org/coches/coches/noticias/restricciones-traffic-madrid>.
- [29] Casa Masfarné (en línea). Recuperado de: <https://www.masfarne.com/hilo-de-litz-p-2-es>.



## 12 ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 Wardencllyffe Tower de Tesla.....	7
Figura 1.2 Proyecto de Witricity para sistemas eléctricos en una casa [4] .....	8
Figura 1.3 Sistema de carga de coche eléctrico [6].....	9
Figura 1.4 Autonomía de algunas marcas de vehículos [8] .....	9
Figura 3.1 Autoinducción de corrientes inducidas debido a ley de Faraday [17] .....	19
Figura 3.2 Profundidad pelicular.....	20
Figura 3.3 Corrientes inducidas por efecto proximidad [17] .....	20
Figura 3.4 Corriente en dirección Z aplicada a un conductor cilíndrico [17] .....	21
Figura 3.5 Campo magnético paralelo a un eje principal sobre conductor cilíndrico [17] .....	22
Figura 3.6 Hilo de Litz [22] .....	23
Figura 3.7 Comparación conductor de Litz con sólido a) skin y proximidad interno; b) proximidad externa [17] .....	24
Figura 4.1 Diferencia de onda en altas y bajas frecuencias [23].....	27
Figura 4.2 Homogeneización de hilos de Litz usando propiedades complejas homogéneas [18] .....	28
Figura 4.3 Ejemplo conductividad compleja homogénea para hilo de Litz 200x0.07 .....	29
Figura 4.4 Representación de strands homogéneos .....	30
Figura 4.5 Ejemplo permeabilidad compleja homogénea para hilo de Litz 200x0.07.....	31
Figura 4.6 Gráfica comparativa de la homogeneización en cuanto a efecto proximidad .....	32
Figura 5.1 Interfaz del programa Ansys Electronics.....	33
Figura 5.2 Métodos de resolución .....	33
Figura 5.3 Barra de herramientas .....	34
Figura 5.4 Introducción de valores en función de frecuencia con Dataset.....	34
Figura 5.5 Creación de la región de simulación.....	34
Figura 5.6 Condiciones de geometría y simulación .....	35
Figura 5.7 Límites que se pueden aplicar a la región en 2D .....	35
Figura 5.8 Ejemplos de límites que se ponen a las simulaciones realizadas.....	35
Figura 5.9 Excitaciones que se pueden aplicar al diseño .....	36
Figura 5.10 a) Asignación de parámetros; b) Parámetros en el apartado matrix .....	36
Figura 5.11 Selección y representación de la malla .....	37
Figura 5.12 a) Selección de número de pasos y error de la simulación; b) Selección frecuencia final.....	37
Figura 5.13 Barrido de frecuencias en la simulación .....	38
Figura 5.14 Herramienta para el cálculo de parámetros.....	38
Figura 5.15 Iconos para validar la simulación .....	39
Figura 5.16 Opciones para mostrar los resultados .....	39
Figura 5.17 Ejemplo de resultados obtenidos con Solution Data .....	39
Figura 5.18 Selección de variables creadas con Calculator .....	40
Figura 5.19 Método para exportar los datos de la gráfica en formato .csv a Matlab .....	40
Figura 5.20 Interfaz de la aplicación Curve Fitting .....	42
Figura 5.21 Introducción de parámetros y gráfica con los puntos introducidos .....	43
Figura 5.22 Ajuste de parámetros del Curve Fitting .....	44
Figura 5.23 Gráfica que muestra el error del ajuste .....	44
Figura 5.24 Ejemplo de bobina con hilo de Litz .....	45

Figura 5.25 Aparato de medición y colocación de bobina en la placa.....	45
Figura 5.26 Selección de los valores que se quieren medir.....	46
Figura 5.27 Selección de la frecuencia de medición .....	46
Figura 6.1 Esquema de la metodología .....	50
Figura 7.1 Gráfica teórica efecto skin .....	51
Figura 7.2 Gráfica de la simulación para el efecto skin .....	52
Figura 7.3 Comparativa resultados teóricos y prácticos para el efecto skin .....	53
Figura 7.4 Pérdidas de la simulación por efecto proximidad para un conductor .....	54
Figura 7.5 Valor del campo magnético para la simulación de un conductor .....	54
Figura 7.6 Pérdidas teóricas por efecto proximidad para un conductor .....	55
Figura 7.7 Comparativa resultados teóricos y prácticos para el efecto proximidad en un conductor.....	56
Figura 7.8 Mallado de la simulación de un conductor .....	56
Figura 7.9 Diseño de la geometría y mallado de 7 conductores .....	57
Figura 7.10 Pérdidas de la simulación por efecto proximidad para 7 conductores.....	57
Figura 7.11 Valor del campo magnético para la simulación de 7 conductores.....	58
Figura 7.12 Comparativa resultados teóricos y prácticos para el efecto proximidad en 7 conductores.....	59
Figura 7.13 Diseño de la geometría y mallado de 19 conductores.....	59
Figura 7.14 Pérdidas de la simulación por efecto proximidad para 19 conductores.....	60
Figura 7.15 Valor del campo magnético para la simulación de 19 conductores.....	60
Figura 7.16 Comparativa resultados teóricos y prácticos para el efecto proximidad en 19 conductores.....	61
Figura 7.17 Diseño de la geometría y mallado de 52 conductores.....	62
Figura 7.18 Pérdidas de la simulación por efecto proximidad para 52 conductores.....	62
Figura 7.19 Valor del campo magnético para la simulación de 52 conductores.....	63
Figura 7.20 Comparativa resultados teóricos y prácticos para el efecto proximidad en 52 conductores.....	64
Figura 7.21 Comparación de funciones de pérdidas de todas las simulaciones.....	65
Figura 7.22 Ajuste del modelo teórico para un conductor .....	66
Figura 7.23 Error entre los valores de la curva real y ajustada para un conductor .....	66
Figura 7.24 Valores obtenidos para el ajuste .....	67
Figura 7.25 Comparativa modelo ajustado con el real para 7 conductores.....	67
Figura 7.26 Comparativa modelo ajustado con el real para 19 conductores.....	67
Figura 7.27 Comparativa modelo ajustado con el real para 52 conductores.....	68
Figura 7.28 Error del modelo ajustado con 7 conductores.....	68
Figura 7.29 Error del modelo ajustado con 19 conductores.....	68
Figura 7.30 Error del modelo ajustado con 52 conductores.....	68
Figura 7.31 Bobina con hilo de Litz 200x0.07 y diseño de la bobina en Ansys .....	70
Figura 7.32 Resultados R y L de la bobina con hilo de Litz 200x0.07 .....	71
Figura 7.33 Comparativa de resistencia medida y de la simulación en la bobina con Litz de 200x0.07.....	71
Figura 7.34 Bobina con hilo de Litz 70x0.2 y diseño de la bobina en Ansys .....	72
Figura 7.35 Resultados R y L de la bobina con hilo de Litz 70x0.2 .....	73
Figura 7.36 Comparativa de resistencia medida y de la simulación en la bobina con Litz de 70x0.2.....	74
Figura 7.37 Bobina con hilo de Litz 35x0.2 y diseño de la bobina en Ansys .....	74

Figura 7.38 Resultados R y L de la bobina con hilo de Litz 35x0.2 .....	75
Figura 7.39 Comparativa de resistencia medida y de la simulación en la bobina con Litz de 35x0.2.....	76
Figura 7.40 Bobina con hilo de Litz 420x0.08 sin núcleo y diseño de la bobina en Ansys.....	76
Figura 7.41 Resultados R y L de la bobina con hilo de Litz 420x0.08 sin núcleo.....	77
Figura 7.42 Comparativa de resistencia medida y de la simulación en la bobina con Litz de 420x0.08 sin núcleo.....	77
Figura 7.43 Bobina con hilo de Litz 420x0.08 con núcleo de ferrita y diseño de la bobina en Ansys.....	78
Figura 7.44 Resultados R y L de la bobina con hilo de Litz 420x0.08 con núcleo de ferrita..	78
Figura 7.45 Comparativa de resistencia medida y de la simulación en la bobina con Litz de 420x0.08 con núcleo .....	79
Figura 7.46 Captura del tiempo que tarda en validarse la simulación .....	80
Figura 7.47 Captura del tiempo que tarda en completarse la simulación computacionalmente más costosa.....	80
Figura 8.1 Restricciones a la circulación en Madrid según las emisiones de cada vehículo [27] .....	85
Figura 8.2 Significado de las etiquetas de emisiones del vehículo [28].....	86
Figura 9.1 Diagrama de Gantt del TFG.....	87
Figura 11.1 Conductividad homogénea de bundle hilo de Litz 200x0.07 .....	93
Figura 11.2 Conductividad homogénea de bundle hilo de Litz 70x0.2 .....	93
Figura 11.3 Conductividad homogénea de bundle hilo de Litz 35x0.2 .....	94
Figura 11.4 Conductividad homogénea de bundle hilo de Litz 420x0.08 .....	94
Figura 11.5 Permeabilidad homogénea de bundle hilo de Litz 200x0.07 .....	95
Figura 11.6 Permeabilidad homogénea de bundle hilo de Litz 70x0.2 .....	95
Figura 11.7 Permeabilidad homogénea de bundle hilo de Litz 35x0.2 .....	96
Figura 11.8 Permeabilidad homogénea de bundle hilo de Litz 420x0.08 .....	96



### 13 ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 7.1 Datos de la simulación para efecto skin .....	52
Tabla 7.2 Datos de pérdidas por proximidad de Ansys para un conductor .....	55
Tabla 7.3 Datos de pérdidas por proximidad de Ansys para 7 conductores .....	58
Tabla 7.4 Datos de pérdidas por proximidad de Ansys para 19 conductores .....	61
Tabla 7.5 Datos de pérdidas por proximidad de Ansys para 52 conductores .....	63
Tabla 7.6 Datos de R y L de la bobina con hilo de Litz 200x0.07 .....	71
Tabla 7.7 Datos de R y L de la bobina con hilo de Litz 70x0.2 .....	73
Tabla 7.8 Datos de R y L de la bobina con hilo de Litz 35x0.2 .....	75
Tabla 7.9 Datos de R y L de la bobina con hilo de Litz 420x0.08 sin núcleo .....	77
Tabla 7.10 Datos de R y L de la bobina con hilo de Litz 420x0.08 con núcleo de ferrita.....	79
Tabla 9.1 Duración real de las actividades realizadas en el TFG.....	88
Tabla 10.1 Presupuesto dedicado al personal.....	89
Tabla 10.2 Presupuesto dedicado a licencias informáticas y coste de material .....	89
Tabla 10.3 Presupuesto total .....	89



