



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



Eduardo Andina González

05 TRABAJO FIN DE GRADO

INDUSTRIALES

TRABAJO FIN DE GRADO

WI-UFO: REGLAS DE DISEÑO PARA UNA NUEVA ARQUITECTURA DE ALIMENTACIÓN INALÁMBRICA PARA VEHÍCULOS AUTÓNOMOS CON DEMANDAS DE POTENCIA VARIABLES

FEBRERO 2026

Eduardo Andina González

DIRECTOR DEL TRABAJO FIN DE GRADO:
Alberto Delgado Expósito



POLITÉCNICA

Cuando una teoría aparezca ante ti como la única posible, toma esto como una señal de que no has entendido ni la teoría ni el problema al cual ella debería resolver.

- Karl R. Popper



INDUSTRIALES
ETSII | UPM



POLITÉCNICA

TRABAJO FIN DE GRADO

**Wi-UFO: Reglas de diseño para una nueva arquitectura de
alimentación inalámbrica para vehículos autónomos con
demandas de potencia variables**

Departamento de Automática, Ingeniería Eléctrica y Electrónica
e Informática Industrial

Grado en Ingeniería en Tecnologías Industriales

Universidad Politécnica de Madrid

Autor: Eduardo Andina González

Tutor del TFG: Alberto Delgado Expósito

1 de febrero de 2026

Agradecimientos

Me gustaría agradecer de corazón a mi tutor, Alberto. Por encargarse de fabricar y ensamblar los prototipos de las bobinas, por contagiarme su sabiduría y entusiasmo, y sobretodo por su infinita paciencia conmigo.

A mis compañeros del CEI: a Andrés, por ayudarme a preparar el banco de pruebas para las mediciones de las bobinas, a Lufán por enseñarme a utilizar Ansys, y a Gabri por resolver todas las dudas que me han ido surgiendo a lo largo del proyecto.

Por último me gustaría dar las gracias a mis amigos y familiares. Por el cariño y apoyo que me han brindado a lo largo de toda mi etapa en la escuela.

Agradecimientos institucionales

Deseo agradecer al Centro de Electrónica Industrial por todos los medios y recursos que han puesto a mi servicio para elaborar este Trabajo de Fin de Grado.

Resumen

Los sistemas de transferencia de potencia inalámbrica (WPT, *Wireless Power Transfer*) permiten alimentar dispositivos eléctricos y electrónicos de forma remota. Este proyecto se centra en la tecnología del enlace inductivo resonante (*IPT, Inductive Power Transfer*), que emplea campos magnéticos y circuitos resonantes para enviar energía entre dos devanados separados por un elemento no magnético como el aire o el vacío.

En este contexto surge Wi-UFO, una arquitectura de carga bidireccional concebida específicamente para misiones de exploración en Marte. Su propósito es diseñar un sistema capaz de cargar las baterías de dos vehículos autónomos con necesidades de potencia distintas: un drone y un rover, incluso en condiciones atmosféricas adversas.

La naturaleza del sistema IPT permite desglosar el proyecto en el diseño de varios módulos: circuito resonante, enlace inductivo, control de las fases inversora y rectificadora, comunicación entre transmisor y receptor o control de temperatura, entre otros. Este proyecto corresponde con uno de los módulos del proyecto Wi-UFO: el desarrollo del acoplamiento inductivo.

El objetivo de este proyecto es crear unas reglas de diseño del enlace inductivo y verificar su efectividad mediante la elaboración y simulación de un modelo teórico y la medición de un prototipo real.

En Fundamentos se realiza un repaso de los principios que rigen el funcionamiento de un sistema IPT resonante. El objetivo es asentar las nociones básicas necesarias para entender el comportamiento de esta tecnología e identificar las principales fuentes de pérdidas de potencia para poder optimizar las plataformas de carga.

En Diseño del acoplador receptor y transmisor se encuentra la metodología del proyecto. A partir de un análisis del estado del arte que sintetiza las principales tendencias modernas en materia del IPT, se proponen unas reglas de diseño generales, repetibles y reproducibles para el proyecto Wi-UFO. Estas reglas se validan mediante simulaciones de elementos finitos en el programa *Ansys Electronic Desktop R2*, donde se diseñan las bobinas que satisfacen las demandas de potencia de ambos vehículos.

El proyecto concluye con la caracterización de unos prototipos reales con topologías DD - DD (rover) y DD - D (drone). Mediante un analizador de impedancias, se comparan las mediciones experimentales con los resultados de la simulación, validando la precisión del modelo propuesto y la eficacia de las reglas de diseño establecidas.

Palabras clave

Acoplador inductivo, acoplamiento magnético resonante, diseño de bobinas, exploración espacial, método de elementos finitos, transferencia de potencia inalámbrica, transferencia de potencia inductiva, vehículos autónomos.

Códigos UNESCO

2202 Electromagnetismo

2202.03 - Electricidad

2202.08 - Magnetismo

3306 Ingeniería y Tecnología Eléctricas

3306.01 - Utilización de la Corriente Continua

3306.02 - Aplicaciones Eléctricas

3306.09 - Transmisión y Distribución

3307 Tecnología Electrónica

3307.03 - Diseño de Circuitos

3311 Tecnología de la Instrumentación

3311.07 - Instrumentos Electrónicos

3322 Tecnología Energética

3322.04 - Transmisión de Energía

Índice

Agradecimientos	V
Resumen	VI
Índice de figuras	XII
Índice de cuadros	XIII
1. INTRODUCCIÓN	1
2. OBJETIVOS	4
3. FUNDAMENTOS	5
3.1. Enlace inductivo: circuito equivalente	5
3.2. Aproximación al primer armónico. Etapa inversora y rectificadora	7
3.3. Tanque resonante	9
3.3.1. Resonancia serie-serie: Fuente de tensión	9
3.3.2. Resonancia serie-serie: Fuente de corriente	10
3.4. Desalineamiento	11
3.5. Pérdidas en el circuito	12
3.5.1. Pérdidas en corriente continua	12
3.5.2. Pérdidas en corriente alterna	13
4. DISEÑO DEL ACOPLADOR RECEPTOR Y TRANSMISOR	16
4.1. Normativas y estándar	16
4.2. Definición del problema	17
4.3. Reglas de diseño para transmisores y receptores	18
4.3.1. Estado del arte	18
4.3.1.1. Hilo de Litz	19
4.3.1.2. Ferritas	20
4.3.1.3. Blindaje	21

4.3.1.4. Geometría de las bobinas	21
4.3.2. Diseño de una bobina D	23
4.3.3. Diseño de una bobina DD	24
4.4. Modelado de las bobinas	26
4.4.1. Bobina D - Transmisor y Rover	26
4.4.2. Bobina D - Drone	29
4.4.3. Bobina D larga - Transmisor y Rover	29
4.4.4. Bobina DD - Transmisor y Rover	29
5. RESULTADOS Y DISCUSIÓN	32
5.1. Simulaciones	32
5.1.1. Drone	33
5.1.2. Rover	33
5.2. Discusión de las simulaciones	34
5.3. Ensayo de laboratorio	40
5.4. Mediciones	41
5.5. Discusión de las mediciones	44
6. CONCLUSIONES	45
7. LÍNEAS FUTURAS	46
8. PLANIFICACIÓN TEMPORAL Y PRESUPUESTO	47
8.1. Diagrama de Gantt	47
8.2. Presupuesto	49
9. EVALUACIÓN DE IMPACTOS	51
9.1. Estudio de impacto ambiental	51
9.2. Estudio de impacto social	51
10. CONTRIBUCIÓN A LOS ODS	51
Anexo	53

10.1. Homogeneización del hilo de Litz	53
A. Apéndice	56
Bibliografía	57

Índice de figuras

1.1. Imágenes de: (a) El rover <i>Curiosity</i> [4], (b) El helicóptero <i>Ingenuity</i> [5].	2
3.1. Esquema de un sistema IPT resonante [13].	5
3.2. Flujo disperso en un transformador [15].	6
3.3. Circuito equivalente de un enlace inductivo [14].	7
3.4. Circuito equivalente para un circuito <i>full-bridge</i> [13].	7
3.5. Resistencia equivalente para un rectificador de onda completa y su correspondiente carga [13].	8
3.6. Circuito equivalente en T referido al primario de un enlace inductivo aproximado al primer armónico.	8
3.7. Circuito equivalente en T resonante como fuente de tensión [13].	10
3.8. Circuito equivalente en T resonante como fuente de intensidad [13].	11
3.9. Mecanismos de desalineamiento [7].	12
3.10. (a) Ilustración de las corrientes parásitas autoinducidas por efecto pelicular. (b) Distribución de corriente en un conductor sometido a efecto pelicular. [13].	14
3.11. (a) Ilustración de las corrientes parásitas inducidas por otro conductor. (b) Distribución de corriente en un conductor sometido a efecto de proximidad. [13].	14
3.12. Resistencia por unidad de longitud de una pareja de conductores separados 1 mm y 10 mm [29].	15
4.1. Modelo WPT según el estándar Qi [12].	16
4.2. Esquema del sistema Wi-UFO.	17
4.3. Ejemplo de hilo de Litz [35].	19
4.4. Modelado equivalente homogéneo del hilo de Litz [38].	20
4.5. Líneas de campo magnético en una plataforma circular [41].	22
4.6. Modelo de una plataforma DD con los principales caminos del flujo magnético [34].	22
4.7. Geometría de una bobina D [13].	23
4.8. Variaciones de k y A_L respecto los factores geométricos del núcleo en una plataforma D [13].	25
4.9. Variaciones de k y A_L respecto los factores geométricos del devanado en una plataforma D [13].	25
4.10. Diagrama de flujo para el diseño de enlaces inductivos.	27

4.11. Valores homogeneizados en el alambre de Litz 2000x0,1 mm: (a) Conductividad σ'_h , (b) Permeabilidad imaginaria relativa μ''_h/μ_0	28
4.12. Valores homogeneizados en el alambre de Litz 800x0,1 mm: (a) Conductividad σ'_h , (b) Permeabilidad imaginaria relativa μ''_h/μ_0	28
4.13. Bobina D simulada de 18 μH	30
4.14. Bobina D simulada de 4 μH	30
4.15. Bobina D alargada simulada de 18 μH	31
4.16. Bobina DD simulada de 18 μH	31
5.1. Comparativa de vistas laterales del enlace Tx-Rx para drone: (a) configuración D-D y (b) configuración DD-D.	35
5.2. Comparativa de vistas laterales de los enlaces Tx-Rx para Rover: (a) D-D, (b) D-D largo y (c) DD-DD.	35
5.3. Campo magnético simulado en los enlaces del drone: (a) configuración D-D y (b) configuración DD-D.	36
5.4. Campo magnético simulado en los enlaces del rover: (a) configuración D-D, (b) configuración D-D alargada, (c) configuración DD-DD	37
5.5. Comparativa de k a distintos desalineamientos en el drone: (a) Respuesta a separación vertical. (b) Respuesta a desalineamiento lateral.	38
5.6. Comparativa de k a distintos desalineamientos en el rover: (a) Respuesta a separación vertical. (b) Respuesta a desalineamiento lateral respecto del eje X. (c) Respuesta a desalineamiento lateral respecto del eje Y.	39
5.7. Prototipo real de: (a) Bobina DD real de 18 μH y (b) Bobina D real de 4 μH	40
5.8. Esquema de bobinas acopladas con retorno común para medida de impedancia.	41
5.9. Montaje en el laboratorio de las bobinas DD-D del enlace Tx-Drone.	42
5.10. Montaje en el laboratorio de las bobinas DD-DD del enlace Tx-Rover.	42
5.11. Conexión entre las bobinas y el analizador de impedancias.	42
5.12. Degradación del coeficiente de acoplamiento teórico y experimental con la separación en el drone.	43
5.13. Degradación del coeficiente de acoplamiento teórico y experimental con la separación en el rover.	43
8.1. Diagrama Gantt del proyecto.	48
8.2. Presupuesto del proyecto.	50

Índice de cuadros

1.1. Resumen de las diferentes tecnologías WPT no radiativas [7].	2
4.1. Clasificación de sistemas IPT según la potencia de la norma SAE J2954.	16
4.2. Clasificación de sistemas IPT según la separación de bobinas de la norma SAE J2954.	17
4.3. Especificaciones del circuito resonante.	18
4.4. Especificaciones de los cables conductores.	18
4.5. Especificaciones geométricas de la plataforma D del transmisor y del rover.	30
4.6. Especificaciones geométricas de la plataforma D del drone.	30
4.7. Especificaciones geométricas de la plataforma D alargada del transmisor y del rover.	31
4.8. Especificaciones geométricas de la plataforma DD del transmisor y del rover.	31
5.1. Configuración de simulación en Ansys Maxwell.	32
5.2. Valores nominales de las distintas configuraciones de enlace inductivo Tx-Drone para una separación de 10 cm.	33
5.3. Valores nominales del enlace inductivo Tx-Rover para una separación de 30 cm.	34
5.4. Valores experimentales y teóricos de las inductancias de las bobinas.	44
5.5. Valores experimentales y teóricos de las resistencias de las bobinas.	44
A.1. Acrónimos.	56

1. INTRODUCCIÓN

La carrera espacial entre EE.UU y la URSS del siglo XX marcó el inicio de una era de avances en la ingeniería aeroespacial sin precedentes. Desde el primer alunizaje del hombre en 1969, el desarrollo de la electrónica, robótica, automática y telecomunicaciones ha propiciado que los vehículos autónomos fuesen gradualmente sustituyendo al astronauta en las tareas de exploración espacial.

Lanzar una misión tripulada implica abastecer de comida, agua, energía, refugio, protección y comunicaciones a los astronautas durante la duración de la misión. Para una misión de corta duración como supone alcanzar la Luna, es un problema que la ingeniería es capaz de resolver actualmente. Sin embargo, ahora Marte es el nuevo horizonte en el que las agencias espaciales de todo el mundo ponen su atención. La razón de que aún no haya sido posible enviar una misión tripulada al planeta rojo se debe a los numerosos desafíos que supone un proyecto de tal calibre.

La NASA estima que en 2039 sería posible lanzar una misión tripulada de ida y vuelta que duraría 850 días, y de ellos solo 50 podrían ser aprovechados para la exploración de la superficie planetaria [1]. Con la tecnología actual, realizar tal hazaña es una misión casi imposible. Hasta ahora, la alternativa se encuentra en la exploración no tripulada de Marte.

Los *rovers* son vehículos autónomos empleados en la exploración espacial de la superficie de un planeta. Emplear rovers para las tareas de exploración reduce la complejidad de la misión, los costes, no pone en riesgo vidas humanas, y además son capaces de operar durante mucho más tiempo. El primero de ellos en llegar Marte fue el rover Sojourner de la misión Pathfinder [2].

Uno de los principales desafíos de una misión espacial es encontrar una forma de alimentar de energía los dispositivos en el espacio. Una de las formas más extendidas de hacerlo es extraer energía de la radiación solar a través de paneles fotovoltaicos. Si bien esta solución resulta muy eficiente en satélites espaciales, las condiciones de la atmósfera de Marte son muy distintas. En Marte abundan las tormentas de polvo. La presencia de partículas u otros agentes atmosféricos sobre las placas fotovoltaicas reduce la radiación absorbida, y por lo tanto también reduce la producción de energía. El Sojourner es un ejemplo que utilizaba esta tecnología.

En 2011 la NASA envió el rover Curiosity. Este sustituía los paneles solares por un generador de radioisótopos multimisión (MMRTG). Los MMRTG aprovechan el calor producido durante la desintegración radiactiva de un combustible de radioisótopos como por ejemplo el plutonio-238 para transformar la energía térmica en eléctrica mediante el efecto Seebeck. La energía eléctrica generada por los MMRTG alcanza los 110 W durante el inicio de su operación y decaen por la desintegración del combustible a 72 W al final de su vida útil tras 17 años de funcionamiento [3].

El inconveniente de los MMRTG es que son módulos mucho más caros que los paneles fotovoltaicos. También son más pesados, por lo que incorporar un módulo a un vehículo autónomo incrementa considerablemente el consumo de energía. Por último son sistemas poco eficientes, solo un 6 % de la energía térmica generada es transformada en energía eléctrica.

Una solución al problema de los MMRTG es incorporar las tecnologías de transferencia de potencia inalámbrica (WPT) a las misiones en Marte, y de todas ellas, la transferencia mediante enlace inductivo (IPT) resonante.

La tecnología WPT engloba las distintas técnicas empleadas para transmitir energía eléctrica sin el uso de un medio conductor de la electricidad. Es posible categorizar las técnicas conocidas en dos regiones de campo: radiativas de largo alcance y no radiativas de corto alcance.

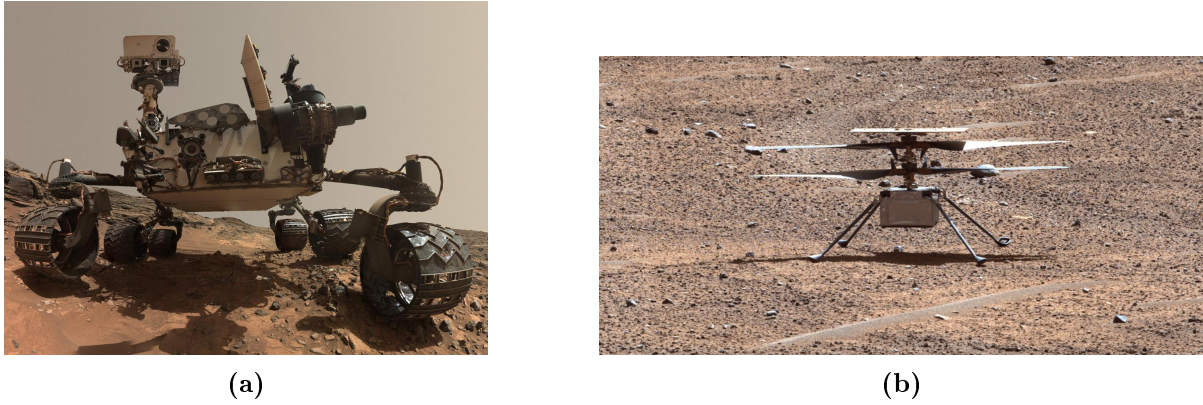


Figura 1.1: Imágenes de: (a) El rover *Curiosity* [4], (b) El helicóptero *Ingenuity* [5].

Las tecnologías radiativas se fundamentan en la propagación de ondas electromagnéticas en campo lejano. Actualmente se emplean en aplicaciones aeroespaciales como el suministro energético de *drones* y satélites, siendo la transferencia mediante microondas el ejemplo más representativo. No obstante, estas soluciones presentan limitaciones críticas para numerosas aplicaciones: requieren antenas de grandes dimensiones para dirigir la transferencia de energía eficientemente y sufren una acusada degradación del rendimiento ante la presencia de obstáculos o condiciones atmosféricas adversas en la línea de visión [6-8].

En los últimos años han ido ganando protagonismo las tecnologías no radiativas. Estas se fundamentan en el acoplamiento de campos en la región de campo cercano: el acoplamiento capacitivo (CPT), que se produce por el campo eléctrico generado entre dos superficies conductoras, y el acoplamiento inductivo (IPT), que es causado por el campo magnético generado entre una bobina transmisora T_x y una bobina receptora R_x [7]. En la Tabla 1.1 se encuentra una comparativa entre las distintas tecnologías no radiativas.

Tecnología de acoplamiento	Separación transmisor-receptor	Frecuencia	Potencia
Inductivo (IPT)	Corta (mm a cm)	Hz a MHz	mW a kW
Inductivo resonante	Media (varios cm hasta m)	kHz a MHz	mW a kW
Capacitivo (CPT)	Corta (mm a cm)	kHz a MHz	μ W a kW

Cuadro 1.1: Resumen de las diferentes tecnologías WPT no radiativas [7].

El incremento en la demanda de dispositivos eléctricos y electrónicos inalámbricos en los últimos años, la explosión del Internet de las Cosas (IoT, o *Internet of Things*) y la industria 4.0, los avances en biomecánica y sobre todo el auge de los vehículos eléctricos han motivado la necesidad hallar nuevos métodos de alimentación de baterías. Son necesarias alternativas que sean capaces de alimentar estos dispositivos con demandas tan dispares de energía de forma segura, eficaz, barata y fiable en entornos muy distintos [9-11].

Los sistemas IPT resonante modernos responden a todas estas demandas. Utilizan la resonancia para reforzar la transmisión eficiente de energía a elevadas frecuencias mediante campos magnéticos oscilatorios de medio alcance. No son susceptibles a las condiciones atmosféricas ni el polvo, y permiten cargar dispositivos ubicados en posiciones difíciles de alcanzar. Resultan baratas de implementar y una bobina es capaz de proporcionar incluso decenas de kilovatios de potencia. Permiten reducir los costes de mantenimiento de sensores y dispositivos de baja

potencia al sustituir a las baterías [12].

Un sistema IPT resonante suele contar con una fuente de alimentación de corriente continua, una etapa inversora, un tanque resonante en el primario que filtra la señal, una placa primaria donde se encuentra el devanado primario, una placa secundaria donde se encuentra el devanado secundario, y finalmente una etapa rectificadora que alimenta la carga.

En este contexto nace el proyecto Wi-UFO en el Centro de Electrónica Industrial (CEI) del Departamento de Automática, Ingeniería Eléctrica y Electrónica e Informática Industrial de la Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales (ETSII) de la Universidad Politécnica de Madrid (UPM). Esta iniciativa impulsada por el investigador Alberto Delgado arranca en 2024 con el objetivo de diseñar unas unidades de carga de baterías inalámbricas capaces de alimentar futuros vehículos autónomos de potencias de carga variable como rovers y drones. La investigación se incluye en el marco del Subprograma Estatal de Generación de Conocimiento, del Programa Estatal para Impulsar la Investigación Científico-Técnica y su Transferencia 2024-2027.

El proyecto Wi-UFO propone diseñar un sistema IPT resonante capaz de alimentar las futuras baterías de un rover y de un drone empleando una misma bobina transmisora T_x . De esta forma, se propone enviar al espacio una unidad de carga equipada con módulos de recolección de energía (como paneles fotovoltaicos o MMRTG), que centralizaría el suministro eléctrico de las misiones en Marte y permitiría abastecer de energía a una flota de vehículos autónomos. Además, el rover, que se espera que tenga unas cinco veces la potencia del drone, debe ser capaz de devolver energía a la unidad de carga al finalizar sus operaciones, para poder ser aprovechada por otro dispositivo.

La tecnología IPT resonante resulta ideal para esta aplicación ya que la carga inalámbrica permite abastecer de energía vehículos autónomos sin el uso de cables de forma sencilla, automática y eficiente. Además no es susceptible a las tormentas de polvo marcianas, y de esta forma la flota de vehículos podría reducir su peso e incrementar su autonomía al sustituir sus módulos de potencia por una bobina receptora R_x y una batería.

Este trabajo compone uno de los módulos de la arquitectura Wi-UFO: el acoplamiento inductivo. La finalidad de este proyecto es proponer unas reglas de diseño para la elaboración de la placa inductiva transmisora T_x y las placas inductivas receptoras R_x del rover y drone.

2. OBJETIVOS

El propósito principal de este proyecto es establecer una metodología de diseño y optimización de las bobinas del proyecto Wi-UFO, concebido para la alimentación bidireccional de vehículos autónomos de exploración espacial (rovers y drones), con demandas de potencia variable. Para ello se abordan los siguientes objetivos:

- Sintetizar el estado del arte de los sistemas IPT resonantes para identificar las configuraciones más eficientes y menos susceptibles al desalineamiento.
- Definir las especificaciones de diseño necesarias para el proyecto y establecer un método de desarrollo que genere los acopladores de autoinductancia L y acoplamiento k requeridos.
- Modelar en el programa *Ansys* distintas alternativas de enlace inductivo empleando las reglas de diseño propuestas (topologías D y doble lazo DD). Cuantificar la degradación del coeficiente de acoplamiento ante condiciones críticas de desalineamiento en los ejes cartesianos x, y, z .
- Analizar la capacidad de una única estación transmisora T_x para alimentar eficientemente receptores de distinta naturaleza y potencia (drone y rover).
- Contrastar los resultados obtenidos en las simulaciones sobre un prototipo físico de referencia. Evaluar la precisión de las simulaciones por método de elementos finitos y validar las reglas de diseño propuestas.

3. FUNDAMENTOS

Este capítulo establece el marco teórico necesario para entender el funcionamiento de un sistema IPT. En base a la figura 3.1, un sistema IPT resonante cuenta con:

- Una fuente de alimentación de corriente continua.
- Una etapa inversora de frecuencia ajustable.
- Dos tanques resonantes: uno en el primario y otro en el secundario.
- Un enlace inductivo entre dos devanados acoplados.
- Una etapa rectificadora que alimenta la carga.

La naturaleza y finalidad de cada bloque es explicada en los distintos apartados de este capítulo. Los desarrollos matemáticos que aquí aparecen se han extraído de [13-16]

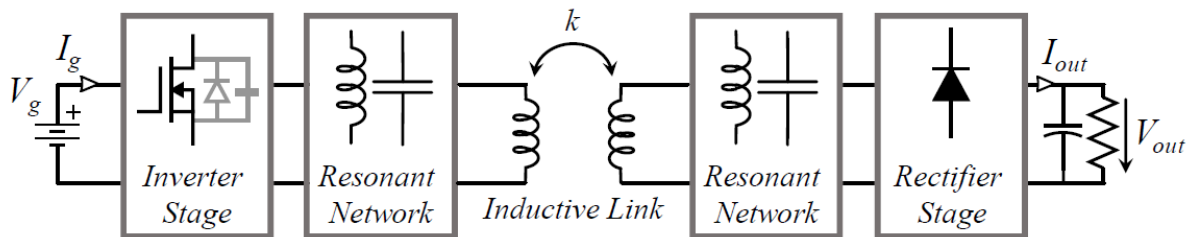


Figura 3.1: Esquema de un sistema IPT resonante [13].

3.1. Enlace inductivo: circuito equivalente

Un enlace inductivo es aquel que se establece entre una bobina emisora T_x y otra bobina receptora R_x mediante un campo magnético. La corriente eléctrica que atraviesa T_x genera a su alrededor un campo magnético acorde a lo descrito por la ley de Ampère. El flujo magnético que atraviesa la sección de R_x induce en el mismo una corriente eléctrica de acuerdo a la ley de Faraday. Estos principios fundamentales del electromagnetismo son los mismos que rigen el funcionamiento de un transformador y de un enlace inalámbrico, con la principal diferencia en el coeficiente de acoplamiento k .

Un transformador cuenta con un núcleo que dirige el flujo magnético entre los bobinados primario y secundario. La elevada permeabilidad magnética μ del material del núcleo es la responsable de que la mayoría del flujo magnético creado por el devanado primario atraviese la sección del devanado secundario, dejando un campo magnético disperso muy escaso. El factor de acoplamiento k mide la relación entre campo compartido y campo disperso. En un transformador suele ser $k \approx 0,99$ [14, 15].

En un sistema IPT no existe un núcleo físico que conecte las bobinas: el campo magnético debe fluir a través del aire o el vacío, que son conductores muy pobres en comparación con la ferrita que se utiliza habitualmente en los núcleos de los transformadores. Es el equivalente a un transformador con entrehierro muy grande. Esto se manifiesta en un campo disperso mucho

mayor, y por lo tanto acoplamientos mucho más bajos que los de un transformador convencional [17]. La cuestión del acoplamiento se profundiza en apartado 3.4, donde se detallan qué características del diseño del enlace inductivo definen el valor de k .

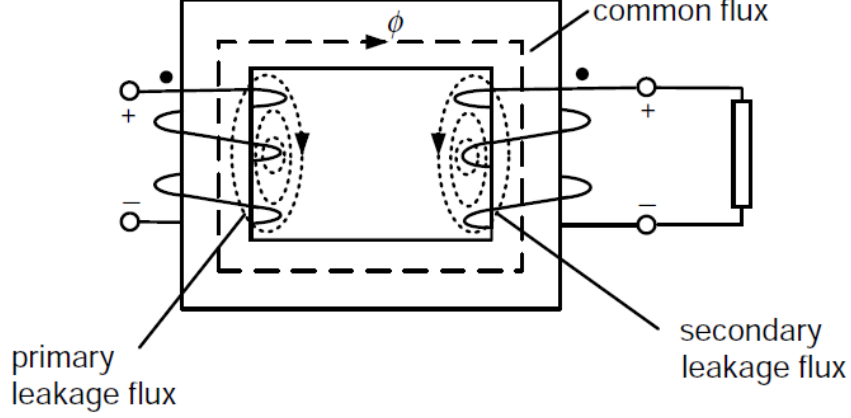


Figura 3.2: Flujo disperso en un transformador [15].

El impacto del flujo disperso sobre el circuito puede representarse eléctricamente como un inductor conectado en serie con el primario y secundario (ver figura 3.3). Este modelo equivalente es el mismo para un transformador y para un enlace inductivo. La inductancia dispersa del modelo puede expresarse como:

$$\begin{aligned} L_{l1} &= L_{11} - \frac{n_1}{n_2} L_{12} = L_p - \frac{n_1}{n_2} M \\ L_{l2} &= L_{22} - \frac{n_2}{n_1} L_{12} = L_s - \frac{n_2}{n_1} M \end{aligned} \quad (3.1)$$

Donde $L_{11} = L_p$ es la autoinductancia de la bobina primaria, $L_{22} = L_s$ es la autoinductancia de la bobina secundaria y $L_{12} = L_{mp} = M$ es la inductancia mutua entre ambos devanados. De la misma forma, las ecuaciones diferenciales que definen el sistema son:

$$\begin{aligned} v_1(t) &= L_p \frac{di_p(t)}{dt} - M \frac{di_s(t)}{dt} \\ v_2(t) &= M \frac{di_p(t)}{dt} - L_s \frac{di_s(t)}{dt} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Donde $v_1 = v_p$ y $v_2 = v_s$ es la tensión aplicada al primario y al secundario del transformador, respectivamente; $i_1 = i_p$ e $i_2 = i_s$ es la corriente que circula por el primario y el secundario. La relación entre el coeficiente de acoplamiento y las inductancias del circuito equivalente es:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}} \quad (3.3)$$

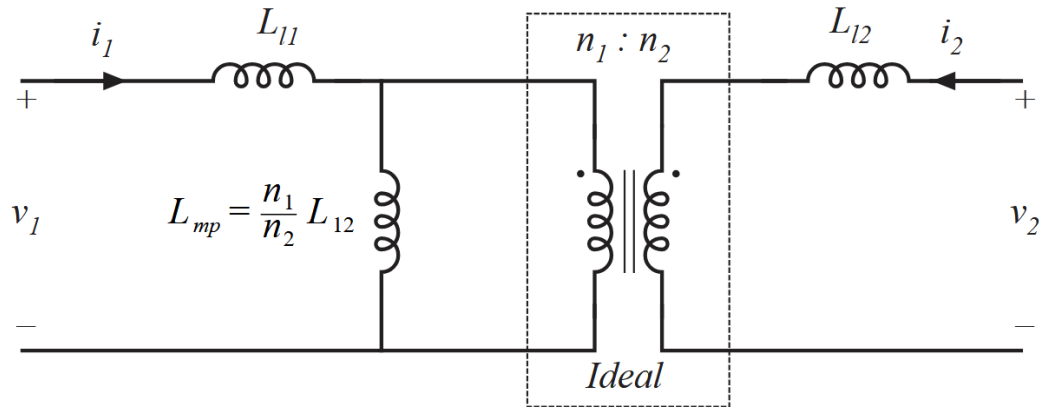


Figura 3.3: Circuito equivalente de un enlace inductivo [14].

3.2. Aproximación al primer armónico. Etapa inversora y rectificadora

El análisis del comportamiento de un sistema IPT resonante es muy similar al de un circuito LLC [18-21]. Una etapa inversora convierte una fuente de tensión continua en una señal cuadrada. Por ejemplo, para un *full-bridge*, la tensión a la salida del puente de interruptores de potencia es una señal cuadrada de valor $\pm V_g$. La resonancia que se forma entre los inductores del circuito equivalente (ver figura 3.3) y los componentes de la red resonante son los responsables de filtrar esta señal cuadrada y convertirla en una señal senoidal como la de la expresión 3.4.

$$v_{in}(t) = \frac{4}{\pi} V_g \text{sen}(\omega t) \quad (3.4)$$

Que es justo la aproximación al primer armónico de una señal cuadrada. Si se ajusta la frecuencia de conmutación del circuito f_{sw} para que sea cercana a la frecuencia resonante de la red f_r , es posible simplificar la fuente de tensión continua y la etapa inversora como una fuente de tensión alterna (ver figura 3.4).

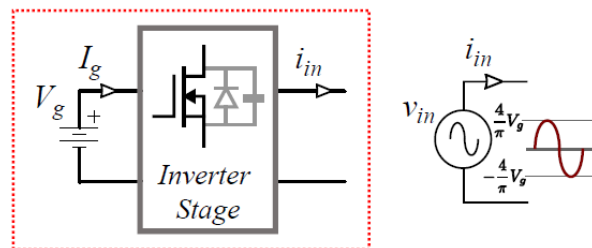


Figura 3.4: Circuito equivalente para un circuito *full-bridge* [13].

En [16] se realiza una analogía similar para la etapa rectificadora, consiguiendo sustituir el circuito por una resistencia equivalente que disipa la misma potencia. Esta transformación se puede aplicar dado que el circuito resonante permite filtrar los armónicos del sistema hasta conseguir que la entrada al circuito rectificador sea equivalente a una señal senoidal. El razonamiento es aplicable a circuitos de rectificación activa y pasiva.

Si el convertidor actúa como fuente de tensión, entonces la resistencia equivalente es:

$$R_{Leq,v} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{out}^2}{P_{out}} \quad (3.5)$$

Si el convertidor actúa como fuente de corriente, entonces la resistencia equivalente es:

$$R_{Leq,i} = \frac{\pi^2}{8} \frac{P_{out}}{I_{out}^2} \quad (3.6)$$

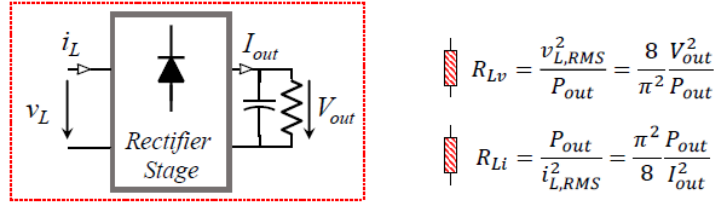


Figura 3.5: Resistencia equivalente para un rectificador de onda completa y su correspondiente carga [13].

Para representar las pérdidas por fenómenos como el efecto pelicular, por proximidad o por la simple resistencia del conductor, al equivalente en T se añaden las resistencias R_p y R_s . La caracterización de estos valores es complicada de obtener analíticamente, por lo que en la práctica se suele recurrir a métodos de elementos finitos para obtener estos valores. En el apartado 3.5 se profundiza en la caracterización de estas resistencias.

En el circuito equivalente se define el factor de calidad Q como la relación entre la impedancia de las bobinas y las resistencias equivalentes del primario y secundario. Este parámetro suele usarse para dar una idea de lo eficiente que es el circuito en transformar la energía sin perderla en el conductor, el núcleo o en el blindaje.

$$Q_i = \frac{\omega L_i}{R_i}, \quad \text{donde } i = p, s \quad (3.7)$$

Finalmente en la figura 3.6 se presenta el modelo eléctrico equivalente referido al primario para un circuito IPT sin los elementos resonantes. Este se construye a partir de las expresiones 3.2, 3.3, 3.4 y 3.5 o 3.6 vistas anteriormente. Los elementos del secundario referidos al primario ven su impedancia multiplicada por el cuadrado de la relación de espiras $n^2 = \frac{L_p}{L_s}$.

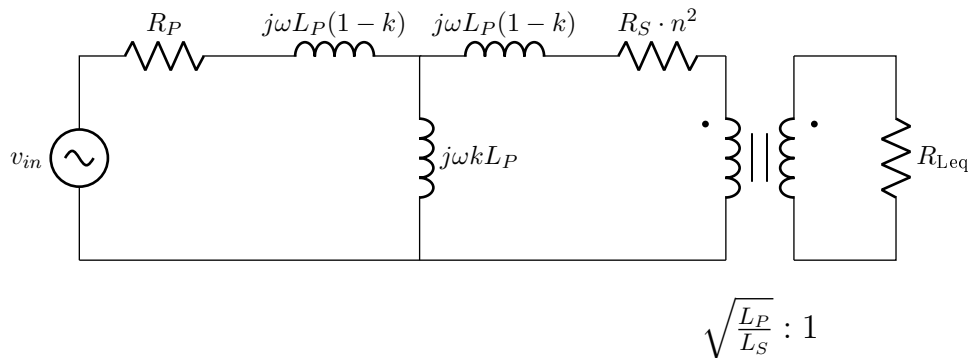


Figura 3.6: Circuito equivalente en T referido al primario de un enlace inductivo aproximado al primer armónico.

3.3. Tanque resonante

Al conectar un capacitor con un inductor se produce entre ambos un fenómeno denominado resonancia. Es sabido que la impedancia de un inductor es mayor a frecuencias más altas, y la impedancia de un capacitor es mayor a frecuencias más bajas. Se denomina frecuencia de resonancia f_r a aquella en la que la impedancia de la conexión LC en serie es mínima [14].

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.8)$$

El estudio de los circuitos resonantes se remonta a hace más de treinta años [16, 22-24]. Las ventajas de incluir un tanque resonante en circuitos con elementos de conmutación (MOSFET, IGBT, Tiristores...), aunque son varias, es posible destacar dos:

- Ajuste del desfase entre corriente y tensión
- Filtrado de armónicos en la corriente de entrada

El desfase entre tensión e intensidad en interruptores de potencia permite reducir cuantiosamente las pérdidas por conmutación [21, 25, 26]. Dependiendo del tipo de interruptor puede ser deseable alcanzar conmutación a tensión cero (ZVS) o conmutación a intensidad cero (ZCS).

El filtrado de los armónicos permite convertir la señal de tensión cuadrada que entra a las bobinas a través del inversor en una señal senoidal. La eliminación de estos armónicos de alta frecuencia es vital para reducir las pérdidas por efecto pelicular, proximidad y corrientes parásitas en el núcleo.

Los tipos existentes de topologías resonantes se diferencian en cómo se conectan los capacitores y las bobinas del tanque resonante entre sí. En WPT destacan cuatro topologías: serie-serie (SS), serie-paralelo (SP), paralelo-serie (PS) y paralelo-paralelo (PP) [27]. Cada uno presenta unas características distintas en términos de eficiencia, respuesta ante cargas variables y robustez ante variaciones de k [13].

Uno de los pilares de [13] es el análisis de los distintos circuitos resonantes que componen el estado del arte en la tecnología IPT resonante. En este proyecto la resonancia SS es la elegida para el desarrollo de las bobinas del proyecto Wi-UFO, y por lo tanto la única que se detalla en este documento.

3.3.1. Resonancia serie-serie: Fuente de tensión

Tomando la figura 3.6 como referencia, la topología SS conecta un capacitor en serie con la inductancia equivalente en el primario y otro capacitor en serie con la inductancia del secundario. Si valor de las capacitancias se calcula en base a la velocidad angular de conmutación $\omega_{sw} = 2\pi f_{sw}$ entonces:

$$\begin{aligned} C_p &= \frac{1}{\omega_{sw}^2 L_p} \\ C_s &= \frac{1}{\omega_{sw}^2 L_s} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Son valores de C que hacen que las impedancias $L_p(1-k)$ y $L_s(1-k)$ se cancelen como cortocircuito si la frecuencia de conmutación es cercana a la frecuencia resonante.

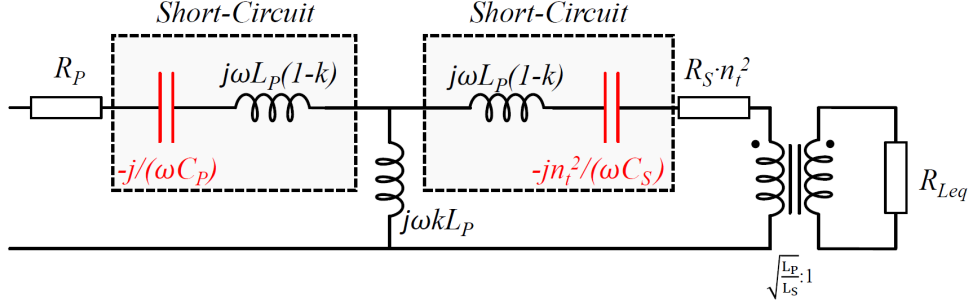


Figura 3.7: Circuito equivalente en T resonante como fuente de tensión [13].

A partir del circuito equivalente a la frecuencia de resonancia, es posible derivar un valor de L_s que minimiza las pérdidas de acuerdo a [13]:

$$L_s = \frac{R_{Leq}}{\sqrt{2}\omega_{sw}k} \quad (3.10)$$

$$L_p = L_s \left(\frac{V_{in}}{V_{out}} \right)^2$$

Y por lo tanto la eficiencia del enlace resonante:

$$\eta = 1 - \frac{2\sqrt{2}}{kQ} \quad (3.11)$$

En esta topología la tensión de entrada solo se ve alterada por la presencia de la relación de espiras hasta llegar a la carga. La ventaja de este modo de funcionamiento reside en que la tensión de salida es, por lo tanto, independiente de las variaciones de carga. Se dice que se comporta como una fuente de tensión.

3.3.2. Resonancia serie-serie: Fuente de corriente

De manera similar al apartado anterior, ahora se configura C para que cancele con la impedancia L_p y L_s , pero no con $-kL_p$ ni $-kL_s$ (ver figura 3.8).

$$C_p = \frac{1}{\omega_{sw}^2 L_p} \quad (3.12)$$

$$C_s = \frac{1}{\omega_{sw}^2 L_s}$$

Ahora el circuito equivalente en frecuencias cercanas a la resonancia deja una estructura que se comporta como un girador. Un girador es un cuadripolo que se comporta como una fuente de intensidad y que responde a la expresión:

$$\begin{aligned}
i_s &= G \times v_p = \frac{j}{\omega k L_p} \times v_p \\
i_p &= -G \times v_s = -\frac{j}{\omega k L_p} \times v_s
\end{aligned}
\tag{3.13}$$

Del mismo modo que en el apartado 3.3.1 los valores de L_s y L_p que minimizan las pérdidas:

$$\begin{aligned}
L_s &= \frac{V_{in}}{\omega_{sw} k n I_s} \\
L_p &= \frac{n V_{in}}{\omega_{sw} k I_s}
\end{aligned}
\tag{3.14}$$

Y por lo tanto la eficiencia del enlace resonante:

$$\eta = 1 - \frac{2}{kQ}
\tag{3.15}$$

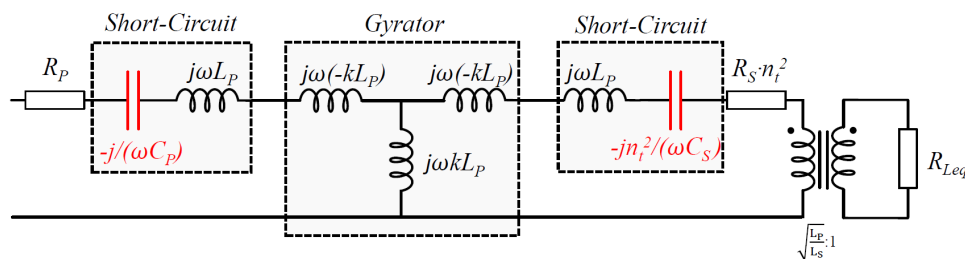


Figura 3.8: Circuito equivalente en T resonante como fuente de intensidad [13].

Aquí la tensión a la salida sí se ve afectada por las variaciones en la carga, por lo que se dice que se comporta como una fuente de corriente. Sin embargo garantiza un control preciso de la corriente de alimentación durante la carga.

La elección de todos los parámetros que definen el sistema Wi-UFO escapa al alcance de este trabajo, pero se detallan en el apartado 4.2.

3.4. Desalineamiento

El desalineamiento es uno de los principales mecanismos que afectan a las variaciones del coeficiente de acoplamiento en los sistemas IPT. Cuando dos bobinas están perfectamente alineadas y a una distancia próxima entre sí, el campo disperso es mínimo, y por lo tanto se alcanza la máxima transferencia de energía. En esta situación k adquiere su máximo valor. Para un enlace entre devanados circulares, la máxima eficiencia se alcanza cuando sus centros se encuentran en el mismo eje.

El desalineamiento se entiende como la situación en la que el campo magnético del primario no alcanza de forma óptima al secundario. Cuanto mayor sea el desalineamiento, menor es k . Los mecanismos por los que se puede dar esta situación son los siguientes:

- **Separación:** Cuando dos bobinas comparten el mismo eje central, pero la distancia entre ambas impide que el campo magnético del primario alcance al secundario. En la referencia de las simulaciones del apartado 4.3 corresponde con el eje Z.
- **Desalineamiento lateral:** Cuando dos bobinas dejan de compartir el eje central debido a un movimiento de traslación.
- **Desalineamiento angular:** Cuando dos bobinas dejan de compartir el eje central debido a un movimiento de rotación

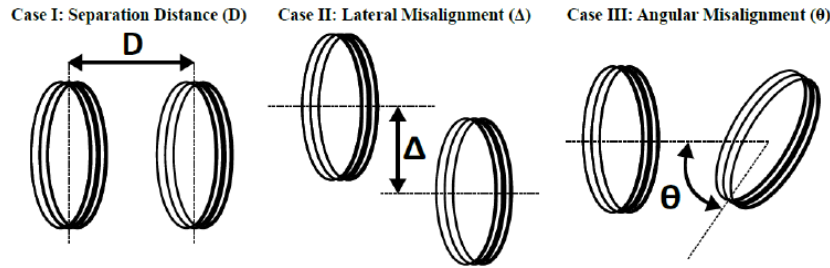


Figura 3.9: Mecanismos de desalineamiento [7].

El desalineamiento es la principal causa que justifica la implementación del control de frecuencia de conmutación en los sistemas IPT resonante. La impedancia de las bobinas cambia con el coeficiente de acoplamiento y con la frecuencia, por lo que un ajuste en la frecuencia de conmutación puede devolver el circuito a la resonancia. En el contexto del proyecto Wi-UFO, cualquier irregularidad del terreno o imprecisión al estacionar el rover o el drone puede generar desalineamiento.

3.5. Pérdidas en el circuito

Una parte fundamental del diseño de componentes magnéticos es identificar las principales causas de pérdidas de potencia para poder mitigarlas. En esta sección se analizan las tres principales fuentes de pérdidas en los enlaces IPT: la resistividad del material conductor, el efecto pelicular y el efecto de proximidad. Las pérdidas en el núcleo por corrientes parásitas ocupan un segundo lugar debido a que, a diferencia de los transformadores, esta tecnología reduce considerablemente el volumen de ferrita empleado.

3.5.1. Pérdidas en corriente continua

La resistividad ρ se define como la resistencia intrínseca de un material al paso de corriente ante una diferencia de potencial [28]. La conductividad, por el contrario, es la facilidad que tiene un conductor para hacer pasar la corriente.

$$\sigma = \frac{1}{\rho} \quad (3.16)$$

A bajas frecuencias las pérdidas por conducción son el principal responsable detrás de las pérdidas en un conductor. Se puede modelar una resistencia equivalente tal que:

$$R_{DC} = \rho \frac{l}{A} \quad (3.17)$$

Y por lo tanto las pérdidas

$$P_{DC} = R_{DC} I_{rms}^2 \quad (3.18)$$

Las pérdidas en continua son intrínsecas al material conductor utilizado y a la cantidad de conductor empleado. Pueden mitigarse eligiendo materiales con elevada conductividad, reduciendo la longitud efectiva del conductor o incrementando la sección del mismo.

3.5.2. Pérdidas en corriente alterna

La corriente que fluye a través de un conductor genera un campo magnético tanto dentro como fuera del conductor. A bajas frecuencias este efecto es imperceptible, pero a elevadas frecuencias se dan corrientes parásitas en el conductor para compensar el flujo magnético variable. Los mecanismos que dan lugar este tipo de pérdidas son el efecto pelicular y el efecto por proximidad [14].

El efecto pelicular es causado por el campo magnético que genera un conductor en su interior. El enlazamiento de los flujos magnéticos es más acusado en el centro del conductor que en la superficie, que incrementa la impedancia del centro. La caída de la tensión es constante para toda la sección del conductor, pero la impedancia es heterogénea. El resultado es que el flujo de corriente se acumula en la superficie por ser la zona de menor impedancia [29]. Al reducirse el área efectiva de conducción, la resistencia del conductor aumenta.

Existe una longitud característica δ llamada profundidad de penetración o profundidad pelicular. δ puede entenderse como el espesor efectivo por el que fluye la corriente [15]. En la expresión 3.19 se observa que a mayores frecuencias, menor δ .

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \mu \sigma f}} \quad (3.19)$$

Es posible evitar las pérdidas por efecto pelicular a una frecuencia dada empleando un conductor cuya separación entre la superficie y el centro sea inferior a δ . Sin embargo, caracterizar la resistencia equivalente de un conductor bajo la influencia del efecto pelicular no es tarea sencilla, mucho menos en el caso de una bobina con varios conductores cercanos.

El campo magnético generado por un conductor en su exterior puede afectar a otro conductor adyacente en un mecanismo similar al efecto pelicular [14, 29]. En [30], el autor propone que el efecto pelicular y el efecto por proximidad son ortogonales, y por lo tanto es posible calcular las pérdidas en alterna de un sistema de conductores como la suma de las pérdidas por efecto pelicular y las pérdidas por proximidad.

$$R_{AC} = R_{skin} + R_{proximity} \quad (3.20)$$

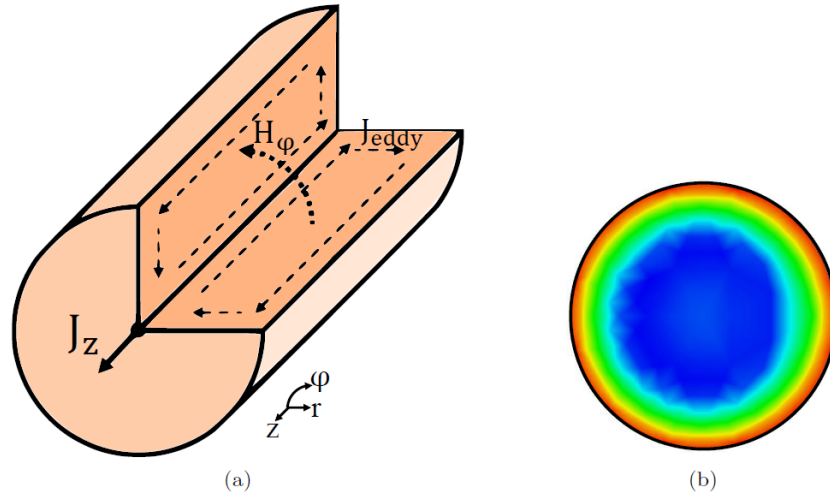


Figura 3.10: (a) Ilustración de las corrientes parásitas autoinducidas por efecto pelicular. (b) Distribución de corriente en un conductor sometido a efecto pelicular. [13].

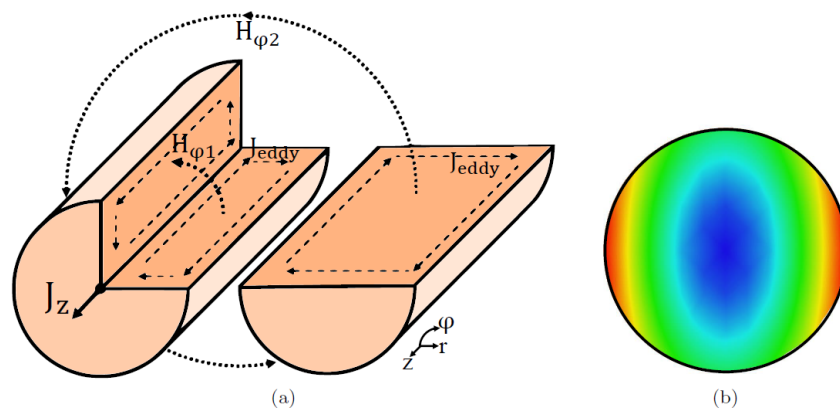


Figura 3.11: (a) Ilustración de las corrientes parásitas inducidas por otro conductor. (b) Distribución de corriente en un conductor sometido a efecto de proximidad. [13].

En un conductor circular¹ de diámetro d se define:

$$\gamma = \frac{d}{\delta\sqrt{2}} \quad (3.21)$$

A partir de la solución de la ecuación de Bessel $be(\gamma)$, la resistencia equivalente por efecto pelicular es proporcional a la resistencia en continua y una función de $F(\gamma) = f(be(\gamma))$ descrita en [30]:

$$R_{skin} = R_{DC} F(\gamma) \quad (3.22)$$

De manera que las pérdidas por efecto pelicular:

$$P_{skin} = R_{DC} F(\gamma) I_{peak}^2 \quad (3.23)$$

Las pérdidas por efecto de proximidad se calculan en base al máximo del campo magnético externo producido por los conductores cercanos H_{peak} , la conductividad σ y otra función $G(\gamma) = f(be(\gamma))$

$$P_{proximity} = \frac{G(\gamma)}{\sigma} H_{peak}^2 \quad (3.24)$$

Dado que las pérdidas por proximidad son proporcionales al campo magnético que recibe el conductor, la forma más eficaz de mitigar el efecto es aumentar la separación entre conductores.

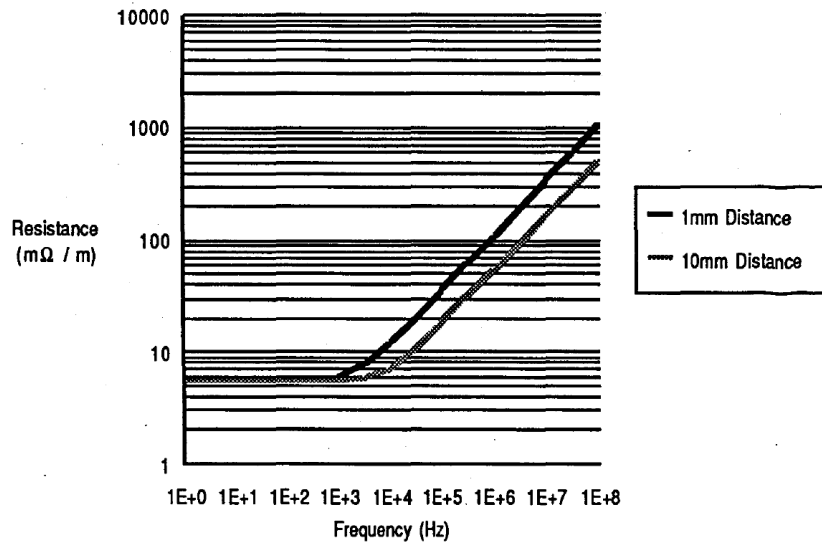


Figura 3.12: Resistencia por unidad de longitud de una pareja de conductores separados 1 mm y 10 mm [29].

En los sistemas IPT se utilizan los conductores de Litz para mitigar para mitigar la R_{AC} fruto de los efectos pelicular y proximidad. Su uso se discute en el capítulo 4.3.1.1.

¹Para aquellos conductores de geometrías distintas, [30] propone una equivalencia geométrica para obtener las pérdidas.

4. DISEÑO DEL ACOPLADOR RECEPTOR Y TRANSMISOR

Este capítulo constituye el núcleo del proyecto. En primer lugar se presentan las normativas y estándares que definen las tendencias modernas en el desarrollo de acopladores inductivos de la tecnología IPT. A continuación se presenta la arquitectura Wi-UFO y las restricciones de diseño de los acopladores. Después, se analiza el estado del arte en el diseño de bobinas WPT para justificar la selección de materiales y topologías empleadas en la caracterización de las plataformas inductivas. Finalmente, se propone una metodología para diseñar los enlaces inductivos que se valida mediante su modelado en un software de simulación por elementos finitos.

4.1. Normativas y estándar

A modo de orientación en el diseño de la tecnologías IPT, es conveniente contextualizar los estándares modernos que dictan el estado del arte de la tecnología IPT.

El Qi estándar, lanzado en 2010 por el *Wireless Power Consortium* es uno de los primeros en salir al mundo. Define una tecnología de baja potencia (alrededor de 20 W), en la que el dispositivo receptor se comunica con el transmisor para ajustar la potencia entregada a la demanda del receptor. Las distancias entre plataformas de carga son pequeñas, del orden de 40 mm. [12, 31].

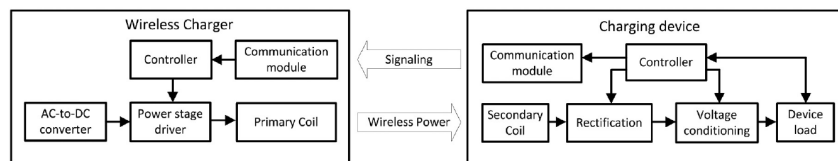


Figura 4.1: Modelo WPT según el estándar Qi [12].

En 2016 la Sociedad de Ingenieros de la Automoción, en inglés *SAE International*, publica la primera versión de la norma J2954 de transferencia de potencia inalámbrica para vehículos pesados. Dicha norma nace con los vehículos eléctricos (EV) en mente: proporcionar a los fabricantes una guía de desarrollo, prestaciones y compatibilidad mínimas que los sistemas WPT destinados a alimentar las baterías de los vehículos deben cumplir [32].

Las aplicaciones que contempla varían con la potencia y la distancia vertical que separa las superficies superior e inferior de las bobinas y pueden verse en las tablas 4.1 y 4.2. La frecuencia recomendada es de 85 kHz.

	WPT1	WPT2	WPT3
Rango en VA	0 a 3,7 kVA	0 a 7,7 kVA	0 a 11,1 kVA

Cuadro 4.1: Clasificación de sistemas IPT según la potencia de la norma SAE J2954.

En este contexto el rover se puede encasillar en la categoría de alta potencia (WPT3) y el drone en la categoría de baja potencia (WPT1).

Clase Z	Distancia entre bobinas (mm)
Z1	100 - 150
Z2	100 - 210
Z3	100 - 250

Cuadro 4.2: Clasificación de sistemas IPT según la separación de bobinas de la norma SAE J2954.

4.2. Definición del problema

El objetivo del proyecto Wi-UFO es diseñar un sistema de carga inalámbrica bidireccional mediante acoplamiento inductivo resonante capaz de satisfacer, mediante una misma bobina transmisora T_x , las demandas energéticas de un rover de 10 kW y un dron de 2 kW.

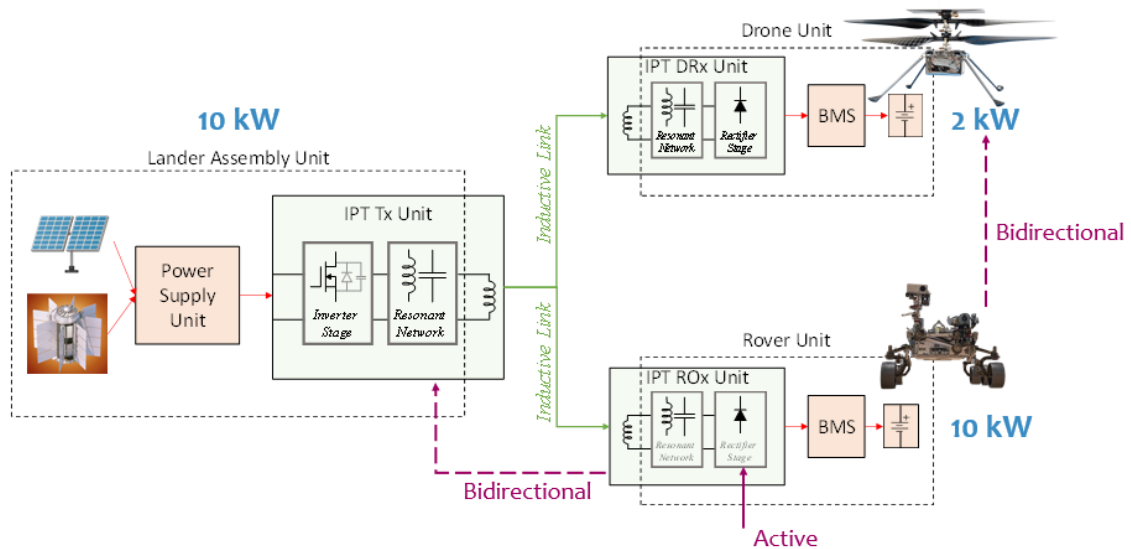


Figura 4.2: Esquema del sistema Wi-UFO.

Para la unidad de alimentación se considera una etapa inversora *full-bridge* que genera una señal cuadrada de 100 V a partir de una fuente de corriente continua suministrada por paneles solares o Generadores Termoelectrónicos de Radioisótopos (MMRTG) de hasta 10 kW de potencia.

Del lado del receptor se encuentran dos vehículos:

- **Rover (Bidireccional):** Implementa un rectificador activo de onda completa mediante interruptores de potencia². Ajustando las frecuencias de conmutación de la etapa inversora y rectificadora, y el desfase entre ambas, es posible hacer que la energía del rover fluya de vuelta a la unidad de alimentación y que se destine a cargar el dron. Recibe una potencia de 10 kW suministrada a 100 V.
- **Dron (Unidireccional):** Utiliza un puente de diodos para rectificar la tensión de salida a 48 V. Posteriormente un circuito reductor ajusta la tensión en la carga a 24 V. Suministra 2 kW de potencia.

²Aunque la expresión propuesta por [16] considera una rectificación pasiva obtenida mediante un puente de diodos, la expresión es idéntica para un sistema de rectificación activa mediante interruptores de potencia.

Para el diseño de las etapas resonantes del enlace inductivo se estiman unos valores de $k = [0,05 - 0,60]$ y una frecuencia resonante entre $f_r = [60 - 120]$ kHz.

Utilizando las expresiones obtenidas en 3 primero se diseña el rover. Su caracterización establece los límites para la unidad de alimentación ya que presenta la mayor demanda de potencia.

El rover está diseñado para trabajar como fuente de corriente. Aunque el diseño como fuente de tensión es óptimo para cargas variables y fácil de regular, la corriente magnetizante que se estima para acoplamientos bajos $k \approx 0,10$ es extremadamente elevada, lo que dispara la potencia reactiva en el circuito y por lo tanto lo hace ineficiente. Además la frecuencia de operación se aumenta ligeramente sobre la resonancia para asegurar ZVS.

El drone se ajusta como fuente de tensión para una L_{Tx} preparada para el rover. Los conductores del rover y del drone se preparan para una densidad de corriente $J = 7,5 \frac{A}{mm^2}$. Los parámetros de diseño finales con los que parte este proyecto se especifican en las tablas 4.3 y 4.4. Esta última tabla presenta los valores para un conductor homogéneo de cobre. En el apartado 4.3.1.1 se indica que es sugerible sustituirlo por un hilo de Litz.

Caso	f_{sw}	k	L_p	L_s	C_p	C_s
Tx-Rover	90 kHz	0,08	18 μ H	18 μ H	175 nF	175 nF
Tx-Drone	103,6 kHz	0,4	18 μ H	4,1 μ H	175 nF	757 nF

Cuadro 4.3: Especificaciones del circuito resonante.

Caso	f_{sw}	I_p	I_s	ϕ_p	ϕ_s
Tx-Rover	90 kHz	114,6 Arms	114,6 Arms	8 mm	8mm
Tx-Drone	103,6 kHz	39 Arms	47 Arms	8 mm	3,43 mm

Cuadro 4.4: Especificaciones de los cables conductores.

Este trabajo pretende elaborar el enlace inductivo del sistema Wi-UFO. A continuación se establecen las reglas de diseño empleadas para diseñar la placa transmisora y las placas receptoras del drone y rover.

4.3. Reglas de diseño para transmisores y receptores

Este apartado describe la metodología seguida para el diseño de las bobinas del proyecto Wi-UFO. Primero se analiza el estado del arte en el diseño de acopladores inductivos. Al no existir una fórmula analítica que describa el valor de k y L en este tipo de tecnología, a continuación se proponen unas reglas empíricas y un flujograma de diseño para obtener unos enlaces inductivos que cumplen con las necesidades del drone y del rover. Esto se logra estudiando el impacto de las variables de diseño de las topologías D y DD.

4.3.1. Estado del arte

En los últimos años, el esfuerzo científico en el campo de la transferencia de potencia a través de la tecnología inalámbrica ha sido dirigido a superar las barreras que limitan su implementación. Los desafíos más críticos a superar incluyen:

- Minimizar el peso y el volumen de los acopladores.
- Reducir las pérdidas por conducción y por efectos de alta frecuencia en los devanados.
- Mantener la condición de resonancia y la eficiencia frente a variaciones durante la carga de la batería.
- Mitigar la caída del factor de acoplamiento k en condiciones de desalineamiento entre los elementos inductivos.
- Limitar las interferencias electromagnéticas producidas en el entorno por el campo magnético para establecer una comunicación robusta entre el transmisor y el receptor.

Este apartado analiza cómo el estado del arte de la tecnología IPT resonante aborda algunos estos desafíos en el diseño de los acopladores inductivos.

4.3.1.1 Hilo de Litz

Un hilo de Litz es un tipo de cable conductor compuesto por numerosos alambres trenzados y aislados. El trenzado se realiza de manera que cada alambre ocupa todas las posiciones de la sección en algún punto de su longitud. De esta manera, todos los alambres están sometidos por igual al campo magnético y por lo tanto presentan la misma inductancia a lo largo del cable [15].

Los hilos de Litz son muy comunes en aplicaciones de WPT debido a que mitiga considerablemente las pérdidas en alterna por efecto pelicular y efecto proximidad en las frecuencias de trabajo típicas [27, 33, 34].

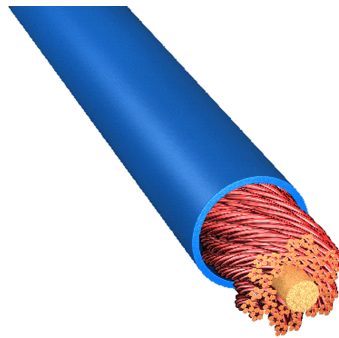


Figura 4.3: Ejemplo de hilo de Litz [35].

En [36] el autor busca una forma analítica de caracterizar el conductor ideal que minimiza las pérdidas. Incrementar el número de alambres incrementa la cantidad de corriente que puede fluir por el conductor, pero también aumenta su volumen. También aumenta la cantidad de área ocupada por material aislante, por lo que la proporción de área conductora disminuye (factor de llenado) y por lo tanto aumenta las pérdidas por continua respecto a un conductor homogéneo de sección equivalente. De hecho puede llegar un punto en el que, por incrementar el número de alambres, se acentúan más las pérdidas por continua de lo que se mitigan las pérdidas por alterna.

Existen numerosos métodos para modelar las pérdidas del bobinado por efectos de corriente continua y alterna [13]. Si bien las herramientas de elementos finitos pueden simular y predecir con éxito estos efectos, el coste computacional de simular cientos o miles de hebras puede ser muy elevado. Por eso se crean modelos como el de [37] que se basan en la homogeneización del

devanado como una única lámina. Las pérdidas por efectos pelicular y proximidad que sufre la lámina con la frecuencia son equivalentes a los que sufriría el sistema de conductores.

Un ejemplo más moderno y el que se utiliza en este proyecto es el descrito en [38]. El objetivo es sustituir el bobinado por una única lámina y modelar un material equivalente en el que las pérdidas por efecto pelicular y proximidad estén incluidas como pérdidas en continua.

Para ello se modela una resistividad equivalente homogeneizada σ'_h y una permeabilidad compleja $\mu_h = \mu'_h - j\mu''_h$. μ' representa el almacenamiento de energía en el enlace inductivo. μ'' representa la disipación de energía por efectos pelicular y proximidad. El primer paso para la homogeneización asume que todos los filamentos del hilo de Litz tienen los mismos efectos proximidad y pelicular, que se cumple si el trenzado se ha realizado adecuadamente.

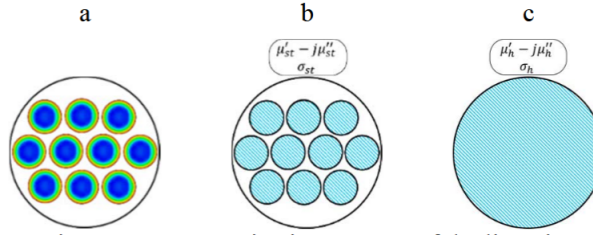


Figure 5. Homogenization process of the litz wire

Figura 4.4: Modelado equivalente homogéneo del hilo de Litz [38].

En la práctica la elección del hilo de litz se basa en elegir una configuración que minimice la resistencia en alterna del conductor sin que las pérdidas en continua se disparen. El radio de cada hebra debe ser inferior a la δ descrita en la sección 3.5.2 para reducir las pérdidas por efecto pelicular. Si se reduce el tamaño de las hebras, entonces para mantener una densidad de corriente que no degrade los conductores es necesario aumentar el número de hebras. Aumentar el número de hebras reduce el factor de llenado debido al aislamiento, lo que aumenta R_{DC} . Reducir el grosor de las hebras también tiene un límite porque fragiliza el cable. En el anexo 10.1 se muestra un *script* de *MATLAB* que se puede emplear para calcular σ' y μ'' de un hilo de Litz. Dicho código no ha sido desarrollado por el autor de este trabajo.

4.3.1.2 Ferritas

Al igual que con los transformadores, en aplicaciones IPT también es común utilizar materiales ferromagnéticos como las ferritas. Gracias a su elevada permeabilidad magnética y su baja tangente de pérdidas, son capaces de confinar el campo magnético de las bobinas y dirigirlo, limitando el campo disperso.

La mayoría de las ferritas son materiales cerámicos policristalinos de MeFe_2O_4 , donde Me es un metal divalente de transición. Los más habituales son MnZn y NiZn. En general muestran unas propiedades de permeabilidad, resistencia, saturación, etc. que las hacen óptimas para trabajar a frecuencias inferiores a 1 GHz [39].

Sin embargo las ferritas presentan tres grandes retos para su aplicación en la automoción:

1. Son materiales muy frágiles, y por lo tanto susceptibles a rotura por impactos.
2. Son materiales muy densos. El peso es un factor crítico en vehículos, al incrementar el consumo de potencia.

3. Las ferritas degradan sus propiedades magnéticas con la temperatura. A mayores temperaturas menor B_{sat} .

Una de las soluciones es dividir el núcleo de ferrita en varias baldosas de menor tamaño en forma de mosaico. Abarata costes de producción y aumenta la tenacidad a fractura del núcleo, sin presentar grandes diferencias respecto a un solo núcleo homogéneo [40]. Otra alternativa es el uso de materiales compuestos de nanopartículas ferromagnéticas en matriz polimérica, lo que aumenta la tenacidad del núcleo [38].

El grosor de la ferrita debe reducirse tanto como sea posible siempre que la densidad de flujo B no llegue a la saturación. Si B es demasiado alto, una opción es aumentar el grosor para reducir la densidad de flujo a través de la ferrita sin tener que reducir la intensidad de campo H generado [40].

4.3.1.3 Blindaje

Es habitual añadir una superficie de aluminio que rodea la plataforma. El propósito del blindaje cumple varias funciones:

- Aislar el campo magnético de la plataforma.
 - Reduce el campo disperso del enlace inductivo.
 - Protege los dispositivos cercanos de las interferencias electromagnéticas (EMI) y de corrientes parásitas.
 - Protege seres vivos del campo magnético de alta intensidad.
- Proteger las bobinas de agentes del entorno como polvo o lluvia.

4.3.1.4 Geometría de las bobinas

En [41] los autores realizan un análisis de algunas topologías de placas inductivas para la carga de EVs. La aplicación en vehículos de los tradicionales núcleos de los transformadores como el núcleo E y el núcleo U resulta impráctico debido su voluminosidad y a la fragilidad de las ferritas.

Las placas con forma de anillo (también nombradas D [34]) cuentan con un bobinado superficial colocado sobre un plano de ferrita (núcleo). El núcleo puede estar construido con placas cuadradas o barras de sección cuadrada dispuestas de manera que favorezcan el flujo magnético. Es habitual añadir un blindaje debajo del núcleo por las razones que se mencionan en el apartado 4.3.1.3. Las placas tipo D resuelven estos problemas al ser plataformas planas, pero el acoplamiento sigue siendo un factor limitante.

La topología D tiene su principal ventaja en que acumula la mayoría del campo magnético en la cara del núcleo que da al devanado. En un acoplador resonante donde el transmisor y el receptor son tipo D, el flujo disperso es muy limitado, lo que reduce las pérdidas por corrientes parásitas en el blindaje y permite reducir el grosor del mismo, y aumenta la eficiencia de la transmisión de energía.

Sin embargo el campo generado no alcanza grandes distancias. Los autores de [41] observan que la altura que alcanza el flujo magnético se limita aproximadamente a una cuarta parte del

diámetro de la placa. Duplicar la distancia a la que k se mantiene en unos valores aceptables es prácticamente equiparable a cuadruplicar el área ocupada por la plataforma debido a la relación geométrica.

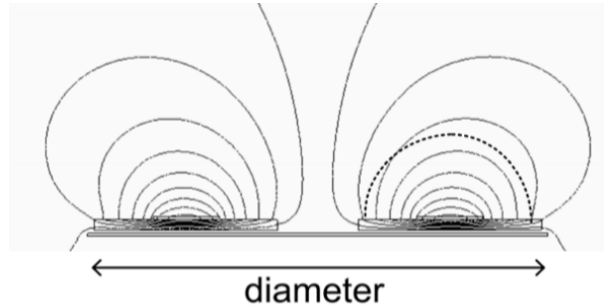


Figura 4.5: Líneas de campo magnético en una plataforma circular [41].

La topología DD propuesta en [34] mantiene esta ventaja de las plataformas D y resuelve el problema del acoplamiento. La idea consiste en colocar dos placas tipo D de forma contigua con las corrientes fluyendo en sentidos opuestos. Las secciones externas de la plataforma DD empujan el campo magnético hacia el interior de la DD, y en el centro se juntan los conductores de cada D conduciendo corriente en el mismo sentido. Así cada D actúa como un polo opuesto y sus campos magnéticos se suman en el centro (ver figura 4.6).

Según declara el artículo, la altura promedio del camino del campo generado por una bobina DD es proporcional a la mitad de longitud de la placa DD. Es decir, la topología DD permite cuadruplicar el alcance del campo respecto a D. Duplicando el área ocupada por la placa con respecto a una D, se obtiene el doble de alcance.

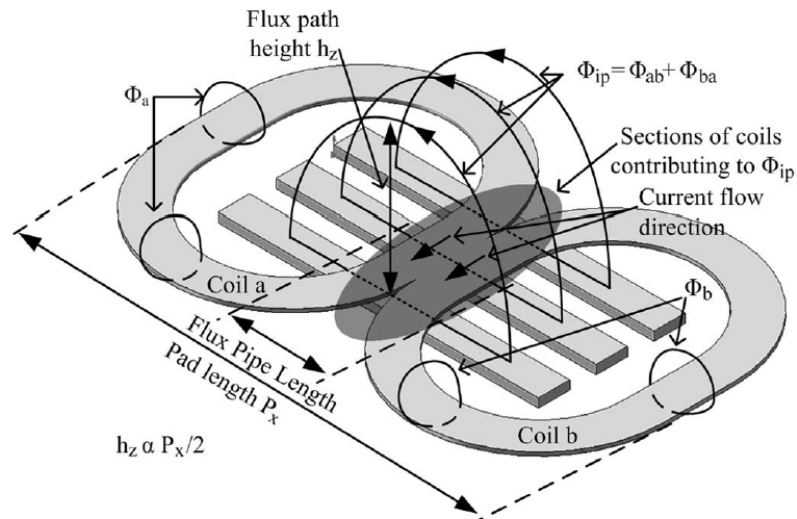


Figura 4.6: Modelo de una plataforma DD con los principales caminos del flujo magnético [34].

En el apartado 4.3.2 se presentan unas normas de diseño propuestas para el diseño de las bobinas D y DD.

4.3.2. Diseño de una bobina D

Esta sección propone unas reglas y sugerencias para el diseño de las plataformas de topología D a partir de unos valores de L y k basadas en las aportaciones de [13] y [34].

En la figura 4.7 aparece un esquema de una bobina tipo D. X_c e Y_c son las dimensiones exteriores del núcleo. $IntC_x$ e $IntC_y$ son las dimensiones interiores del núcleo. X_w e Y_w son las dimensiones exteriores del devanado. $IntW_x$ e $IntW_y$ son las dimensiones interiores del devanado. En [13] el autor realiza una serie de barridos un acoplamiento inductivo entre dos placas como las de la figura 4.7 para ver cómo los parámetros mencionados afectan a la inductancia por número de vueltas A_L y k .

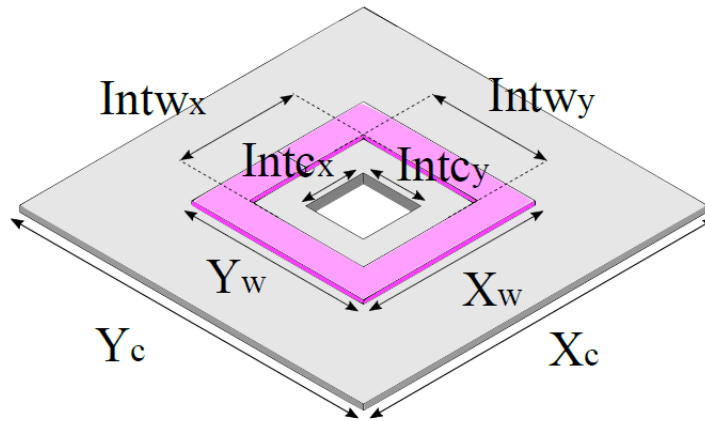


Figura 4.7: Geometría de una bobina D [13].

De las ecuaciones 3.11 y 3.15 queda patente que la eficiencia del enlace resonante escala con el coeficiente de acoplamiento. Esto puede entenderse desde el punto de vista del campo magnético generado. Si el área de las bobinas es grande y están poco separadas, buena parte del campo magnético generado por el transmisor Tx acaba siendo recibido por Rx y el campo disperso es limitado. Es el mismo razonamiento que se describe en 3.1 para un transformador.

La inductancia propia L es la capacidad de los devanados de concatenar flujo magnético por unidad de corriente. Es por lo tanto una propiedad geométrica de los devanados y de la permeabilidad del entorno del conductor. Se define A_L como el cociente entre la inductancia y el número de vueltas en un devanado.

De forma general, se puede decir que en WPT cuanto mayor es el tamaño de las plataformas frente a la separación, mayor es el valor de k [27, 34, 41].

En la figura 4.8 se aprecia que cuanto más grande se haga el núcleo, mayor A_L y mayor k . Sin embargo, utilizar una placa cuadrada sólida y sin hueco es ineficiente ya que a partir de cierto punto utilizar más ferrita no cambia A_L ni k . Estos resultados los visualiza la figura 4.5. El objetivo de la ferrita es dirigir las líneas de campo magnético. Cuanto más alejado de los conductores, menos intenso es el campo. A partir de cierta distancia, el campo magnético es tan limitado que añadir más ferrita resulta contraproducente. Por esta razón las bobinas D tienen forma de anillo.

En la figura 4.9 se aprecian resultados similares. El acoplamiento mejora cuanto más grande sea el devanado por cubrir un área mayor. A_L depende de la relación entre las dimensiones exteriores e interiores. Cuanto más parecidos sean en tamaño el perímetro exterior y el perímetro interior, mayor inductancia. Si en vez de entenderse como un solo conductor laminar se considera

que X_w , Y_w , $IntW_x$ e $IntW_y$ definen el área que ocupan varias vueltas de un conductor, la idea es que cuanto más compacto sea el devanado, mayor inductancia.

De las anteriores observaciones se extraen las siguientes indicaciones para el diseño geométrico de las bobinas:

Siempre que sea posible, debe procurarse utilizar la mayor área disponible para el diseño de las plataformas. En una bobina D, es la forma más efectiva de aumentar k . Esto aplica tanto para los devanados como para el núcleo.

No se debe cubrir el interior de la D de ferrita ni de devanado. Como se ha visto anteriormente, esto resulta ineficiente. Lo ideal es que el área exterior del núcleo sea ligeramente superior al área exterior del devanado ($X_c > X_w$), y que el área interior del núcleo sea ligeramente inferior al área interior del devanado ($IntC_x < IntW_x$). El objetivo es que haya un pequeño reborde o labio de ferrita sobrante alrededor del devanado que canalice el flujo magnético sin desperdiciar ferrita y minimice el impacto del blindaje de aluminio sobre la L .

El grosor del núcleo no tiene un impacto directo en L ni k . Debe ser lo más fino posible para reducir el uso de ferrita, pero lo suficiente para evitar que B sature el núcleo. Para la mayoría de ferritas, a partir de $B \approx 200$ mT el material empieza a ver degradadas sus propiedades magnéticas. Aumentando el espesor de la ferrita se reduce B en la sección.

El número de vueltas aumenta la inductancia. La separación entre vueltas reduce la inductancia.

Deben usarse la menor cantidad de vueltas posible. Cuanto más conductor se utilice, mayores pérdidas por conducción. El uso de hilos de Litz debe ser prioritario para este tipo de aplicaciones debido a su operación a elevadas frecuencias para evitar las pérdidas en alterna. De no ser posible, la separación entre vueltas debe ser lo más grande posible para evitar las pérdidas en alterna.

Es posible omitir el uso de un núcleo durante el diseño del enlace inductivo, ya que el flujo magnético lo produce la corriente que fluye a través de los conductores. La única finalidad de la ferrita es ayudar a dirigir el campo magnético. No obstante, eliminar la ferrita de la ecuación empeora considerablemente A_L y k .

4.3.3. Diseño de una bobina DD

Como se detalla en el apartado 4.3.1.4 la ventaja de las bobinas DD reside en su capacidad para alcanzar un acoplamiento superior al de la topología D. Es sugerible emplear esta topología cuando haya suficiente espacio disponible.

Su diseño es muy similar al de una bobina D. Las bobinas DD pueden interpretarse como dos bobinas D conectadas en serie de tal manera que la corriente en cada D fluye en sentidos opuestos. Dado que en esta conexión las inductancias se suman, para obtener una bobina DD de autoinductancia L_{DD} basta con diseñar dos bobinas D tal que

$$L_D \approx \frac{L_{DD}}{2} \quad (4.1)$$

La única consideración que debe tenerse en cuenta es que el devanado de una D puede acoplarse a la otra D si están demasiado cerca. En este caso la expresión 4.1 no se cumple y la L_{DD} de la plataforma DD será aún mayor.

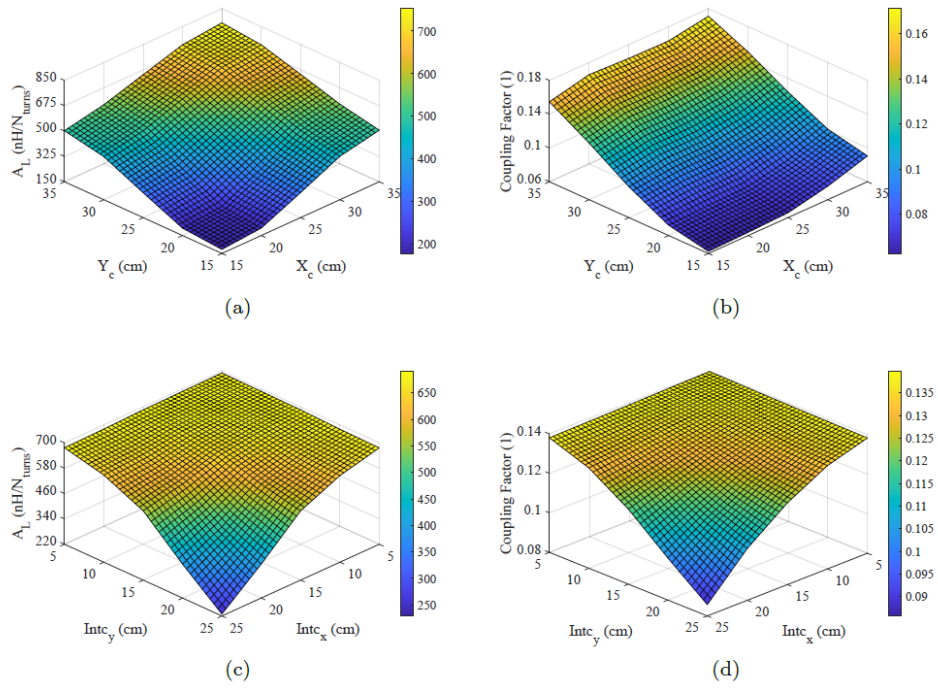


Figura 4.8: Variaciones de k y A_L respecto los factores geométricos del núcleo en una plataforma D [13].

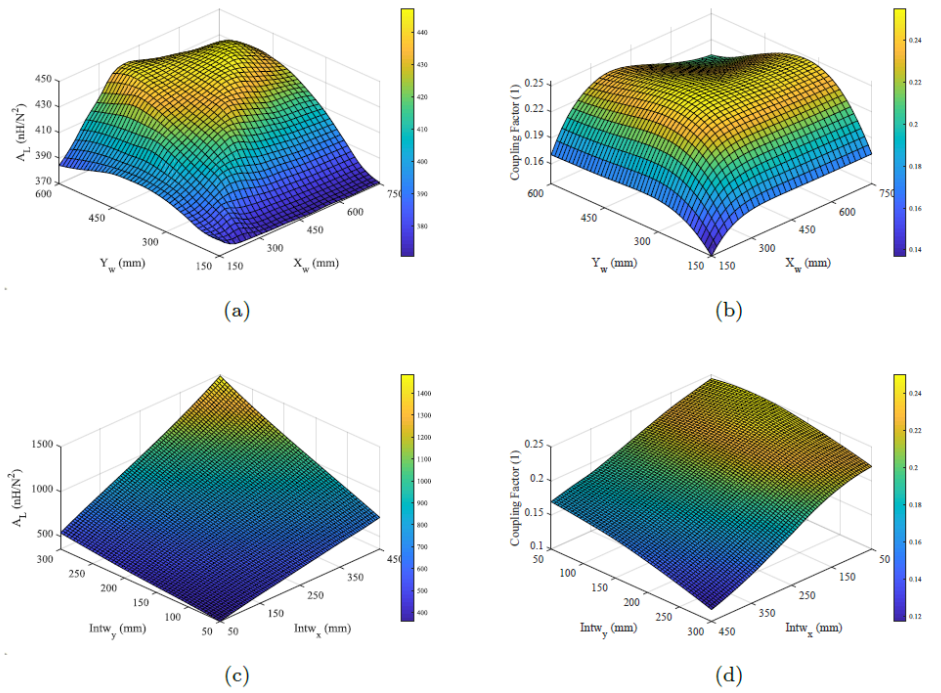


Figura 4.9: Variaciones de k y A_L respecto los factores geométricos del devanado en una plataforma D [13].

La topología DD permite alcanzar un mayor acoplamiento que la topología D reduciendo el número de vueltas en cada D.

Para el modelado de las bobinas se propone el procedimiento de la figura 4.10. Este flujograma ha sido elaborado para converger en un diseño DD que satisface la inductancia objetivo con la máxima eficiencia posible.

4.4. Modelado de las bobinas

Para el proyecto Wi-UFO se propone estudiar y verificar las ventajas de la topología DD sobre la D. Para ello se diseña un acoplador inductivo tipo D-D y otro DD-DD para el rover. También se modela un acoplador D-D con un área equivalente al DD-DD. Por último, se modela una bobina tipo D sin ferrita ni blindaje para el drone. El objetivo es estudiar el compromiso entre el peso, área y acoplamiento en los acopladores inductivos.

El diseño (y la posterior simulación en el capítulo 5.1) de las bobinas se realiza utilizando la herramienta *Maxwell 3D* del programa *Ansys Electronics Desktop 2025 R2*. Para la elaboración de los modelos se han utilizado los materiales *ferrite* para el núcleo y *aluminum* nativos de Ansys. La densidad de las ferritas se considera similar a una basada en MnZn, $\rho = 4,7 \text{ g/cm}^3$. Los devanados de hilo de Litz han pasado previamente por el proceso de homogeneización descrito en la sección 4.3.1.1 empleando el código del anexo 10.

A las frecuencias descritas en 4.4 la profundidad pelicular $\delta \approx 0,2 \text{ mm}$. Por esta razón se elige un diámetro de 0,1 mm para las hebras. Además, es necesario convertir los cables de la tabla 4.4 a unos hilos de Litz de un diámetro equivalente. Para ello se emplea el código mostrado en el anexo 10.1. El cable resultante utilizado para el rover es 2000x0,1 mm. El cable utilizado para el drone es 800x0,1 mm. Los valores obtenidos de conductividad σ'_h y homogeneidad imaginaria μ''_h (ver figura 4.11 y 4.12) se introducen en el programa de simulación.

Los cables que se modelan tienen una sección cuadrada de área equivalente al hilo de Litz original para acelerar la velocidad de la simulación.

El núcleo de mosaico de ferritas se ha aproximado por un núcleo sólido de ferrita. Aunque no coincide con el diseño real, es una aproximación que permite aproximar adecuadamente L y k .

El blindaje de aluminio se ha realizado mucho más extenso que el núcleo de ferrita. Esto es solo una aproximación que no afecta a los parámetros geométricos ni se aplica al prototipo real. En las figuras 4.5 4.7 y 4.8 se ha escondido el blindaje para mayor claridad visual.

4.4.1. Bobina D - Transmisor y Rover

Se diseña una bobina de topología D de $18 \mu\text{H}$ (ver figura 4.13). Se va a emplear en dos enlaces distintos:

- Como transmisor T_x en el enlace con el devanado D del drone del apartado 4.4.2.
- Como transmisor T_x y como receptor R_x del rover.

La bobina emplea aproximadamente 6,1 m de un alambre Litz 2000x0,1 mm. Cuenta con un núcleo de mosaico de ferritas y blindaje. El peso del núcleo se estima en 22,5 kg. El objetivo es

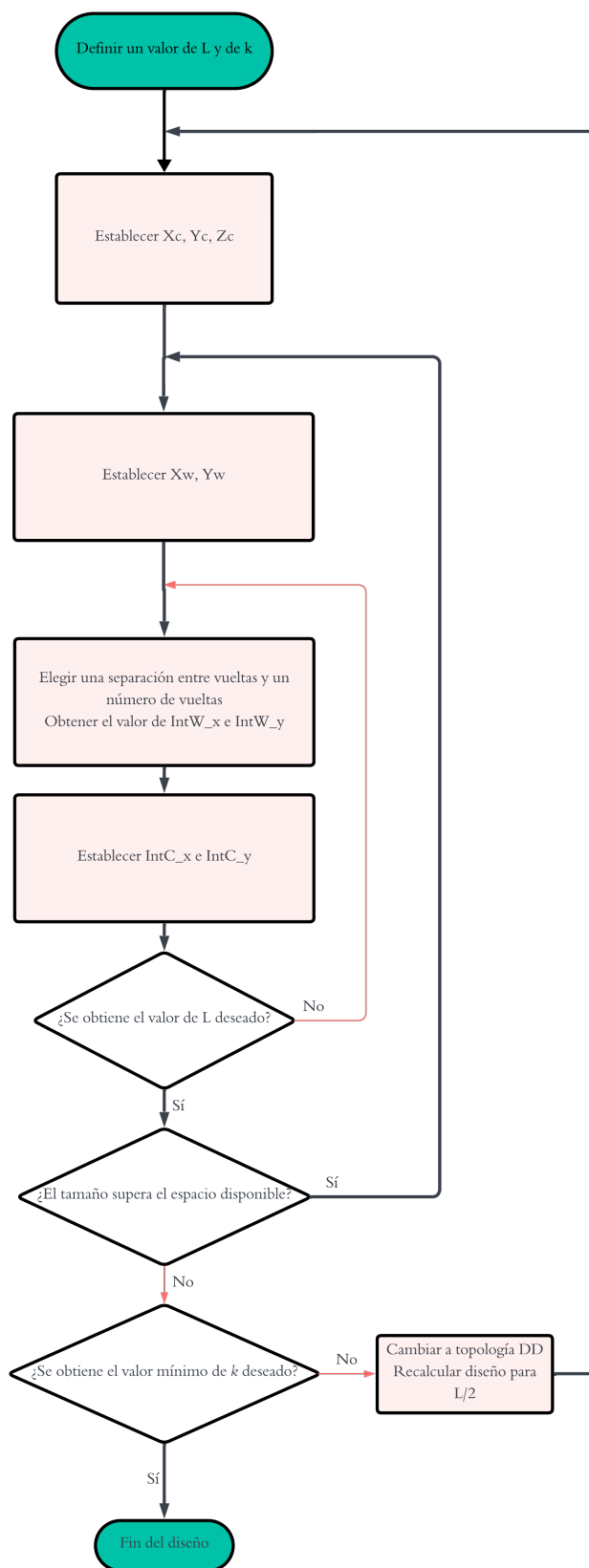
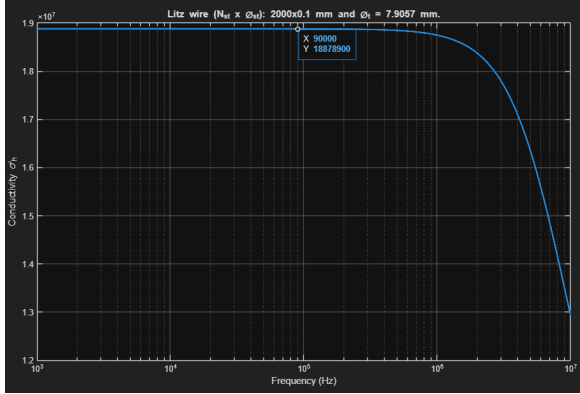
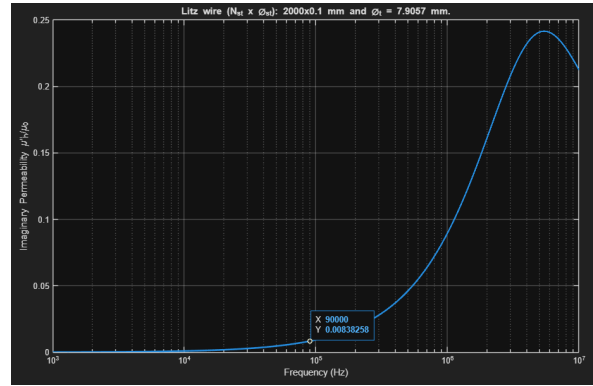


Figura 4.10: Diagrama de flujo para el diseño de enlaces inductivos.

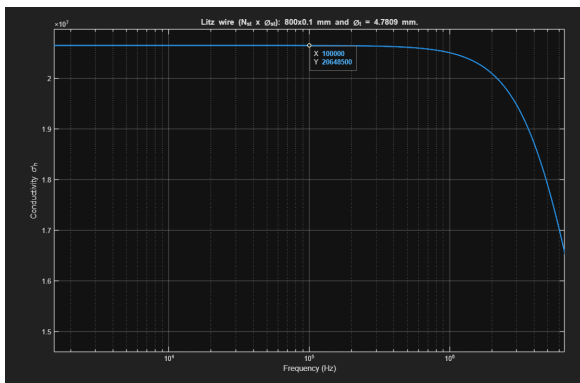


(a)

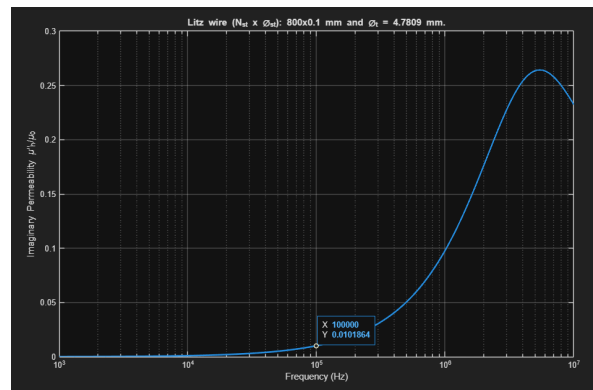


(b)

Figura 4.11: Valores homogeneizados en el alambre de Litz 2000x0,1 mm: (a) Conductividad σ'_h , (b) Permeabilidad imaginaria relativa μ''_h/μ_0 .



(a)



(b)

Figura 4.12: Valores homogeneizados en el alambre de Litz 800x0,1 mm: (a) Conductividad σ'_h , (b) Permeabilidad imaginaria relativa μ''_h/μ_0 .

que sirva como referencia para compararlo con la topología DD del apartado 4.4.4 que emplea dos unidades de esta plataforma conectadas en serie. El resto de las especificaciones pueden apreciarse en la tabla 4.5

4.4.2. Bobina D - Drone

Se diseña una bobina de topología D de $4 \mu\text{H}$ (ver figura 4.14). Se va a emplear en dos enlaces distintos:

- Como receptor R_x en el enlace con el transmisor T_x tipo D del apartado 4.4.1.
- Como receptor R_x en el enlace con el transmisor T_x tipo DD del apartado 4.4.4.

La bobina emplea aproximadamente 3,3 m de un alambre Litz 800x0,1 mm. El diseño del drone prescinde del núcleo de ferrita. Debido a que el valor de inductancia requerido es reducido ($4\mu\text{H}$), el objetivo es comprobar si es viable prescindir de la ferrita y del blindaje para minimizar el peso en el drone. El resto de las especificaciones pueden apreciarse en la tabla 4.6

4.4.3. Bobina D larga - Transmisor y Rover

Se diseña una bobina de topología D de $18 \mu\text{H}$ (ver figura 4.15). Se va a emplear en un enlace:

- Como transmisor T_x y como receptor R_x del rover.

La bobina emplea aproximadamente 8 m de un alambre Litz 2000x0,1 mm. Cuenta con un núcleo de mosaico de ferritas y blindaje. El peso del núcleo se estima en 37,6 kg. Dado que la topología DD utiliza dos placas idénticas a la del apartado 4.4.1, su cometido es servir de referencia como una D de área igual que la bobina DD del apartado 4.4.4. El resto de las especificaciones pueden apreciarse en la tabla 4.7

4.4.4. Bobina DD - Transmisor y Rover

Se diseña una bobina de topología DD de $18 \mu\text{H}$ (ver figura 4.16). Se va a emplear en dos enlaces distintos:

- Como transmisor T_x en el enlace con el devanado D del drone del apartado 4.4.2.
- Como transmisor T_x y como receptor R_x del rover.

La bobina emplea aproximadamente 7,6 m de un alambre Litz 2000x0,1 mm. Cuenta con un núcleo de mosaico de ferritas y blindaje. El peso del núcleo se estima en 45,1 kg. El objetivo es que sirva como referencia para compararlo con la topología D del apartado 4.4.1, ya que emplea dos de dichas placas conectadas en serie. Los dos lazos coplanares se encuentran excitados en contrafase igual que en la figura 4.6. El resto de las especificaciones pueden apreciarse en la tabla 4.5.

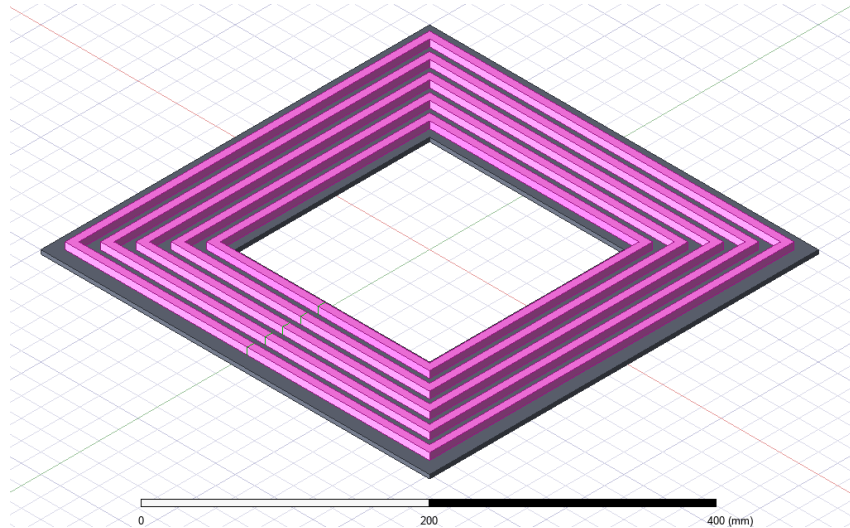


Figura 4.13: Bobina D simulada de 18 μH .

Área exterior núcleo	Área interior núcleo	Grosor núcleo	Área exterior bobinado	Área interior bobinado	Número de vueltas	Separación entre vueltas
400x400 mm	200x200 mm	4 mm	375x375 mm	221x221 mm	5	10,5 mm

Cuadro 4.5: Especificaciones geométricas de la plataforma D del transmisor y del rover.

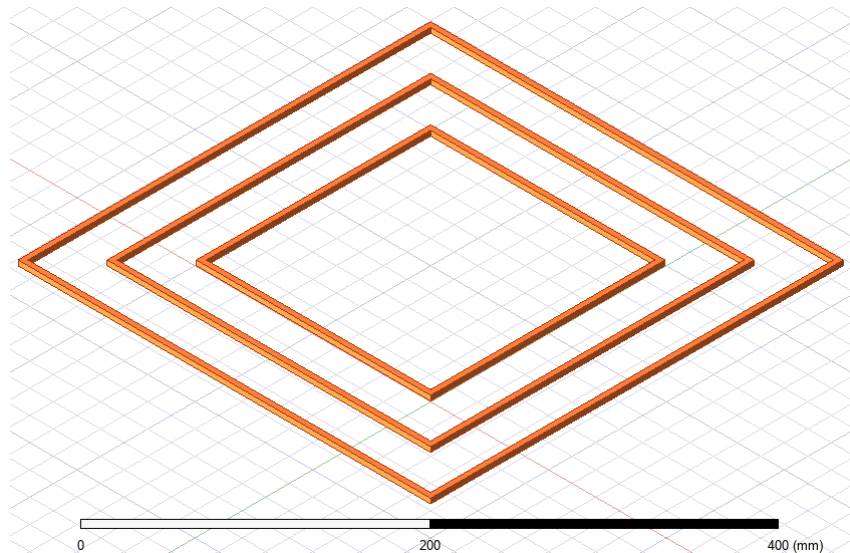


Figura 4.14: Bobina D simulada de 4 μH .

Área exterior bobinado	Área interior bobinado	Número de vueltas	Separación entre vueltas
350x350 mm	190,4x190,4 mm	3	33,6 mm

Cuadro 4.6: Especificaciones geométricas de la plataforma D del drone.

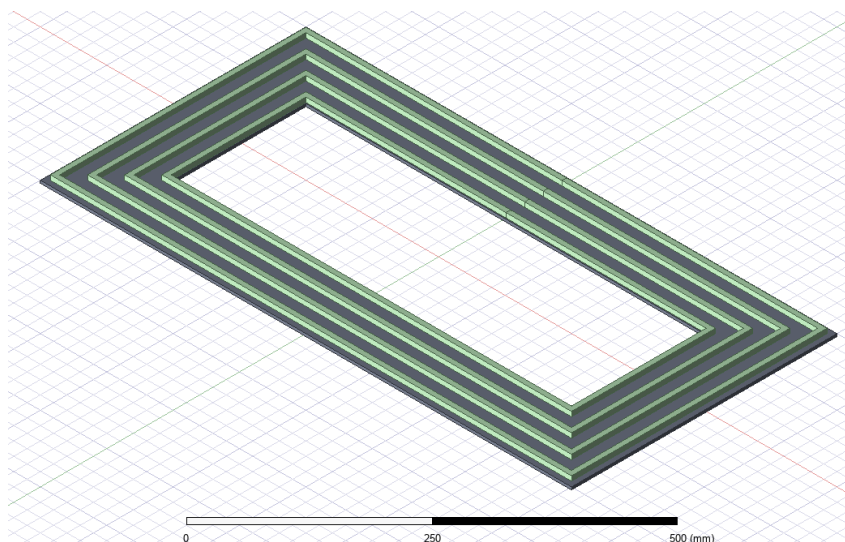


Figura 4.15: Bobina D alargada simulada de $18 \mu\text{H}$.

Área exterior núcleo	Área interior núcleo	Grosor núcleo	Área exterior bobinado	Área interior bobinado	Número de vueltas	Separación entre vueltas
800x400 mm	580x180 mm	4 mm	785x385 mm	603x203 mm	4	21 mm

Cuadro 4.7: Especificaciones geométricas de la plataforma D alargada del transmisor y del rover.

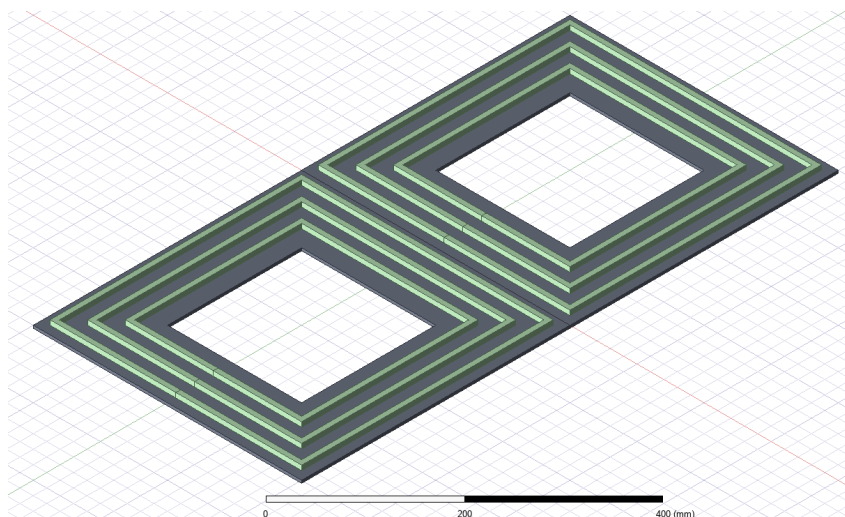


Figura 4.16: Bobina DD simulada de $18 \mu\text{H}$.

Área exterior núcleo	Área interior núcleo	Grosor núcleo	Área exterior bobinado	Área interior bobinado	Número de vueltas	Separación entre vueltas
(2x) 400x400 mm	(2x) 200x200 mm	4 mm	(2x) 375x375 mm	(2x) 249x249 mm	(2x) 3	21 mm

Cuadro 4.8: Especificaciones geométricas de la plataforma DD del transmisor y del rover.

5. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En este capítulo se miden los diseños del capítulo anterior. Para ello se van probar de dos formas distintas:

1. Mediante simulaciones en un programa de elementos finitos.
2. Mediante un ensayo a un prototipo real.

El objetivo es ratificar la validez de las reglas propuestas, validar el desempeño superior de la topología DD frente a la D en condiciones de desalineamiento y verificar la precisión de las simulaciones.

5.1. Simulaciones

En este apartado se muestran los resultados obtenidos al simular los enlaces inductivos propuestos en el apartado 4.4. Todas las bobinas han ido simuladas con las corrientes estimadas en el diseño presentado en las tablas 4.3 y 4.4, en un entorno de vacío que simula la atmósfera marciana, y con las propiedades de los materiales conductores ajustadas a su comportamiento en frecuencia.

En la tabla 5.1 aparece detallada la configuración de algunos parámetros de interés del programa para la obtención de los resultados de las simulaciones por elementos finitos.

Parámetro	Configuración	Justificación
Tipo de solución	<i>Eddy Current</i>	Permite modelar efectos de inducción, corrientes de Foucault y efectos de proximidad y pelicular en corriente alterna.
Porcentaje de error	5 %	Valor de convergencia adecuado para garantizar la precisión en los resultados sin exceder el coste computacional.
Excitaciones	<i>Stranded</i>	Utilizado para modelar bobinados de múltiples hilos donde no se define la geometría de cada hebra. Reduce el coste computacional frente a las simulaciones <i>Solid</i> . El uso de cables Litz justifica la precisión de este tipo de solución.
Método de mallado	Mallado adaptativo	Refinamiento automático de la malla en las zonas de mayor gradiente de campo magnético.
Frecuencia adaptativa	100 kHz	Frecuencia con la que el programa realiza el mallado y obtiene las soluciones.

Cuadro 5.1: Configuración de simulación en Ansys Maxwell.

5.1.1. Drone

Para el drone se prueban dos configuraciones: D-D y DD-D (ver figura 5.1), para un emisor de $18 \mu\text{H}$ y receptor de $4 \mu\text{H}$. El objetivo es comprobar cómo se comporta una bobina D receptora sin núcleo ante un transmisor D y otro DD.

En la el cuadro 5.2 aparecen los valores de L del transmisor y receptor y el coeficiente de acoplamiento alcanzado en las dos simulaciones en condiciones nominales, es decir, cuando el alineamiento de las bobinas es óptimo. La distancia que se considera nominal son los 10 cm, que es a la que se espera que el drone se encuentre durante la fase de carga debido a su reducido tamaño.

En la gráfica 5.5 se muestran los valores del coeficiente de acoplamiento en distintas condiciones de desalineamiento. Para la separación entre bobinas se observa que el acoplamiento de D es mejor que la configuración DD cuando se encuentran próximas entre sí, pero cuando las distancias aumentan, no hay una ventaja real entre usar una topología u otra. Este resultado se contradice con lo expresado en el apartado 4.3.1.4, donde se hipotetizaba que el campo que produce la topología DD se acopla mejor que la topología D. La explicación puede residir en que a distancias cercanas el campo lateral generado por DD interactúa con el receptor D empeorando el acoplamiento.

Cuando la bobina receptora D está desplazada 200 mm hacia un lado se encuentra concéntrica con una de las D de la bobina DD transmisora. Por esta razón se justifica que el máximo acoplamiento se dé en estas condiciones. Cuando se encuentra justo entre las dos D (a 0 mm), los campos generados por las bobinas DD se cancelan en el receptor y por ello el acoplamiento es cero, porque no hay transferencia de energía. Este mismo fenómeno ya había sido observado en topologías DD y se describe en el artículo [40].

Caso	$L_{\text{Tx}} [\mu\text{H}]$	$L_{\text{Rx}} [\mu\text{H}]$	k
D - D	16,69	4,44	0,227
DD - D	18,02	4,47	0,21

Cuadro 5.2: Valores nominales de las distintas configuraciones de enlace inductivo Tx-Drone para una separación de 10 cm.

5.1.2. Rover

Para el rover se prueban tres configuraciones distintas (ver figura 5.2) para el emisor de $18 \mu\text{H}$ y el receptor de $18 \mu\text{H}$.

El objetivo es probar las ventajas de la topología DD frente a la topología D. Primero se comienza con la bobina D. Después se compara con el caso en el que se conectan dos D en serie que sumen la misma L que la bobina D. Para corroborar su efectividad se hace una tercera prueba: una bobina de topología D pero que ocupa el mismo área que DD y con la misma L .

En la tabla 5.3 se observan los valores nominales a una separación de 30 cm, que es la distancia que se espera que separen las placas inductivas durante la carga debido a las dimensiones del rover. Los resultados demuestran que el acoplamiento de la DD es claramente superior.

En las gráficas de 5.6 se muestran los valores del coeficiente de acoplamiento en distintas

condiciones de desalineamiento. A diferencia de lo mostrado en el drone, la topología DD presenta un acoplamiento muy superior a ambas bobinas tipo D ante todo tipo de desalineamientos. En el caso de la figura 5.6c, el segundo pico de k en 500 mm se debe al alineamiento D-D en vez de DD-DD. La única ventaja de la D alargada es que presenta un mejor acoplamiento que DD-DD en desalineamientos laterales intermedios.

Caso	L_{Tx} [μ H]	L_{Rx} [μ H]	k
D - D	16,96	16,7	0,032
D largo - D largo	17,99	18,02	0,051
DD - DD	18,08	18,07	0,083

Cuadro 5.3: Valores nominales del enlace inductivo Tx-Rover para una separación de 30 cm.

5.2. Discusión de las simulaciones

En este apartado se discute cómo los resultados obtenidos afectan al proyecto Wi-UFO.

En el caso del drone, se observa cómo eliminar el núcleo de ferrita es una opción viable. Ambas configuraciones, tanto DD-D como D-D arrojan valores de k aceptables durante la carga en condiciones nominales (devanados alineados a una distancia de 10 cm). Si bien es cierto que de haber empleado una topología DD-DD como R_x se alcanzaría la $k = 0,4$ deseada, sería necesario aumentar el peso de cada drone en 45,1 kg y aumentar el área dedicada a la placa en más del doble con respecto a incorporar el receptor D sin núcleo. Además, implementar una resonancia serie-serie como fuente de tensión en el rover, tiene la ventaja de que la tensión de salida es fácilmente regulable ante variaciones de k ajustando la frecuencia de conmutación.

El rover nace con el inconveniente de que debe estar preparado para cargarse cuando los devanados se encuentran separados 30 cm. Sin embargo se comprueba que la topología DD-DD es muy beneficiosa para el acoplamiento. Aunque requiere el doble de área disponible y supone duplicar el peso de la placa inductiva en el rover, el enlace DD-DD presenta una k 2,6 veces superior en condiciones nominales, y mucha más robustez ante el desalineamiento.

Al haber modelado la placa D alargada abarcando un área equivalente a la placa DD, se demuestra que la mejora en el coeficiente de acoplamiento no solo es producto de emplear más área para el acoplamiento inductivo sino que también se debe a las ventajas inherentes a la topología descritas en 4.3.1.4

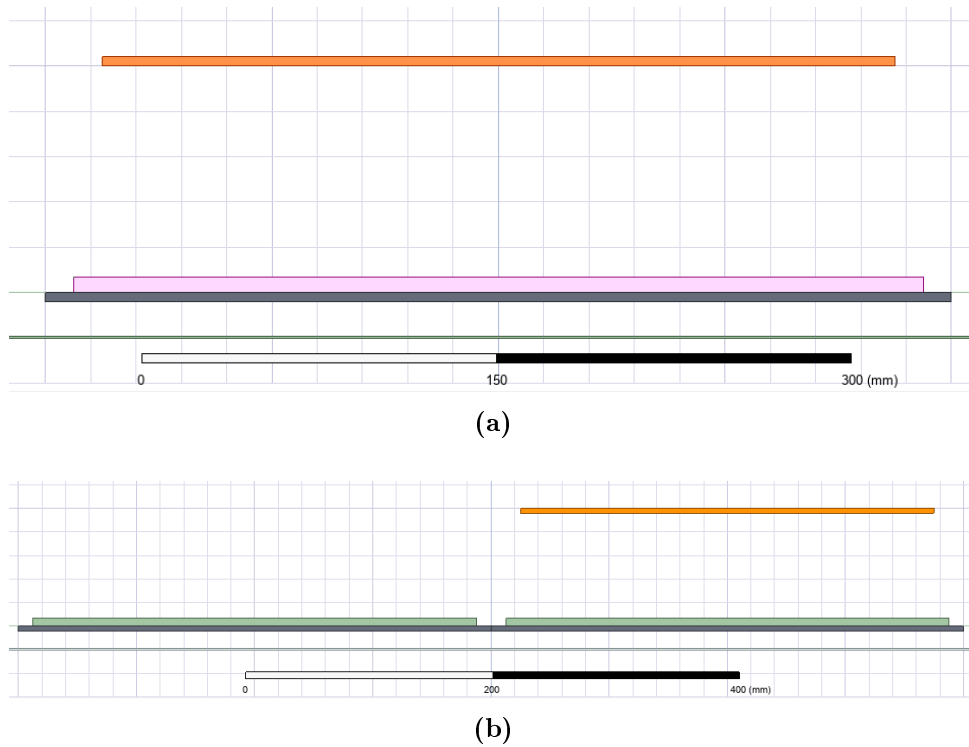


Figura 5.1: Comparativa de vistas laterales del enlace Tx-Rx para drone: (a) configuración D-D y (b) configuración DD-D.

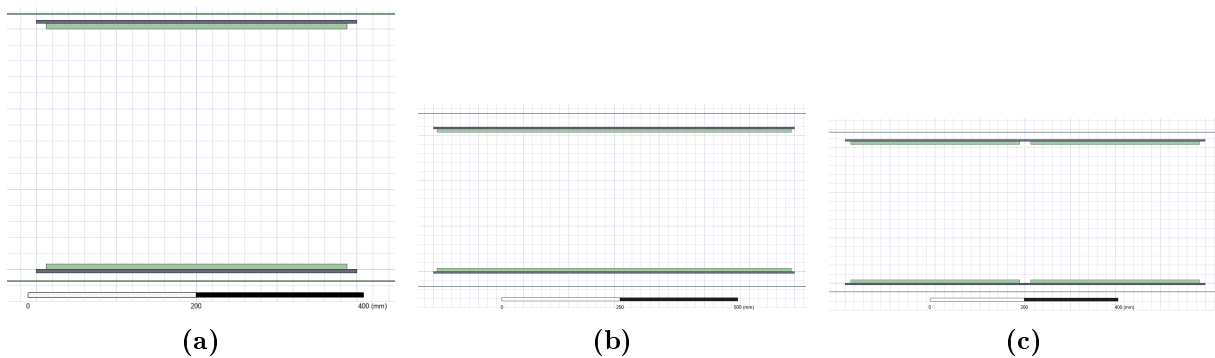
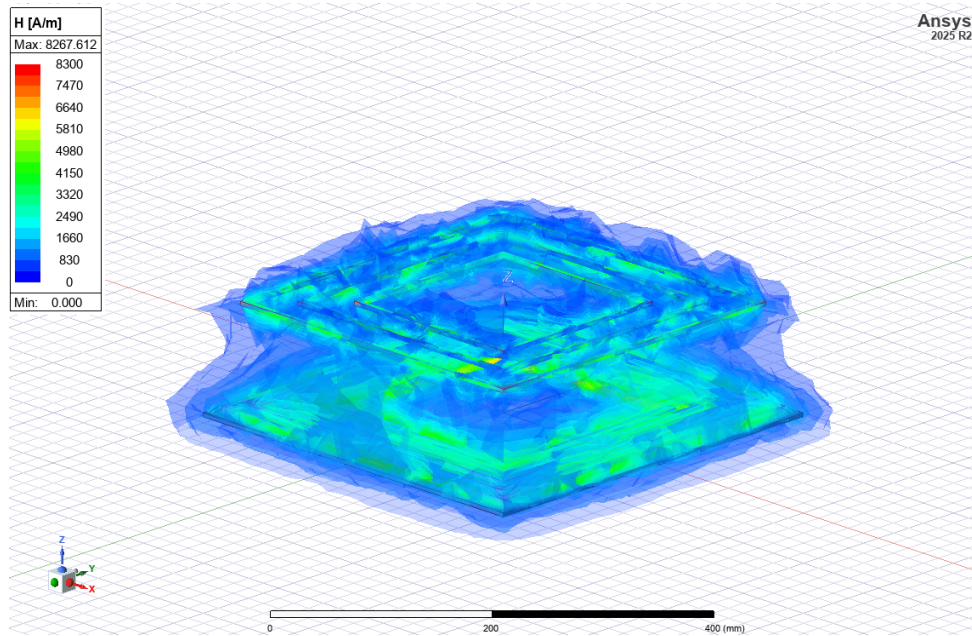
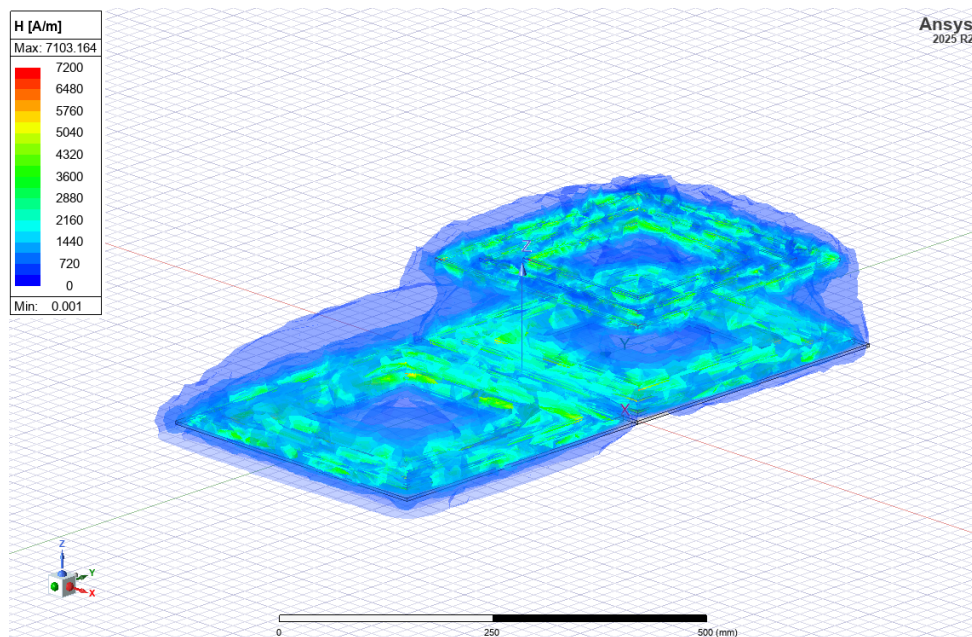


Figura 5.2: Comparativa de vistas laterales de los enlaces Tx-Rx para Rover: (a) D-D, (b) D-D largo y (c) DD-DD.

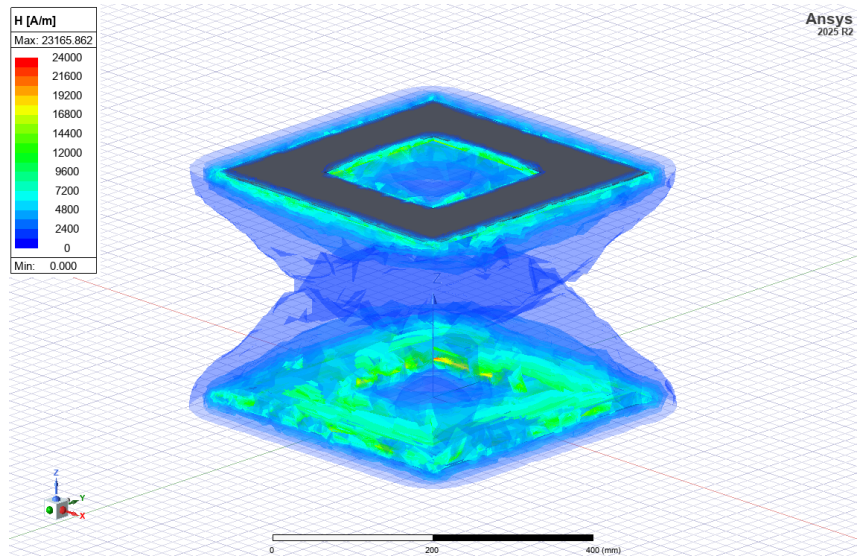


(a)

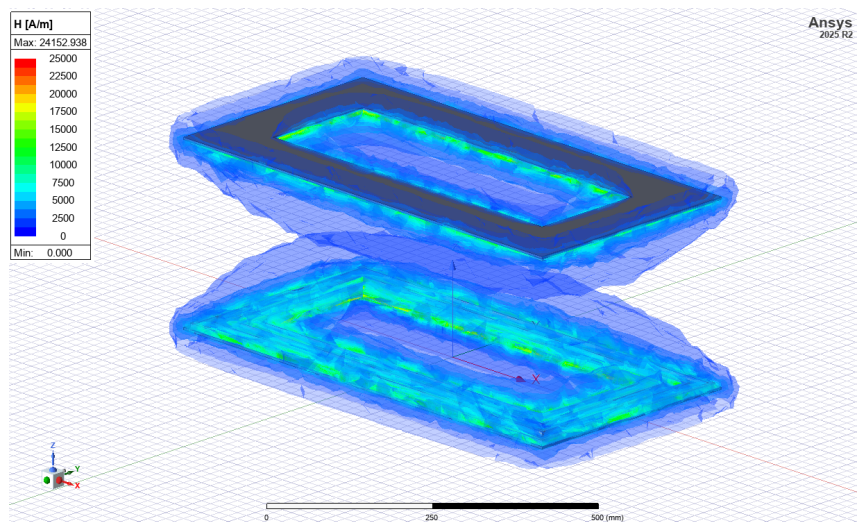


(b)

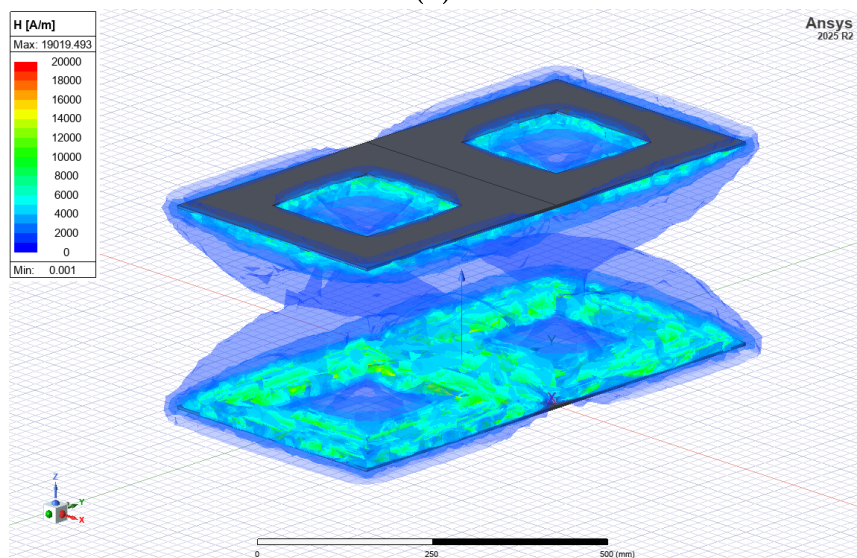
Figura 5.3: Campo magnético simulado en los enlaces del drone: (a) configuración D-D y (b) configuración DD-D.



(a)

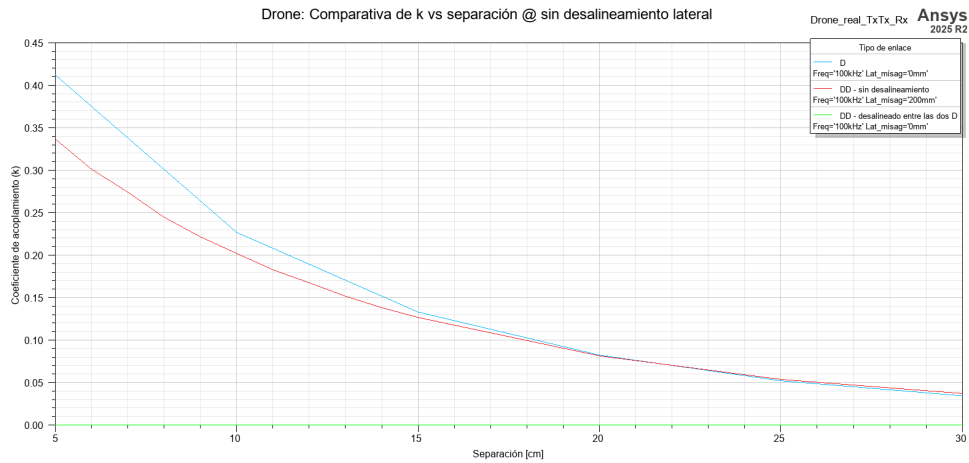


(b)

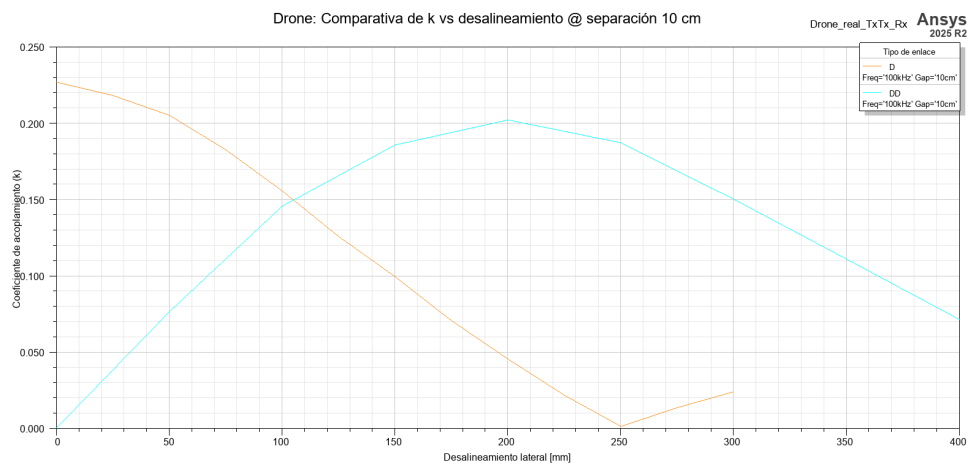


(c)

Figura 5.4: Campo magnético simulado en los enlaces del rover: (a) configuración D-D, (b) configuración D-D alargada, (c) configuración DD-DD

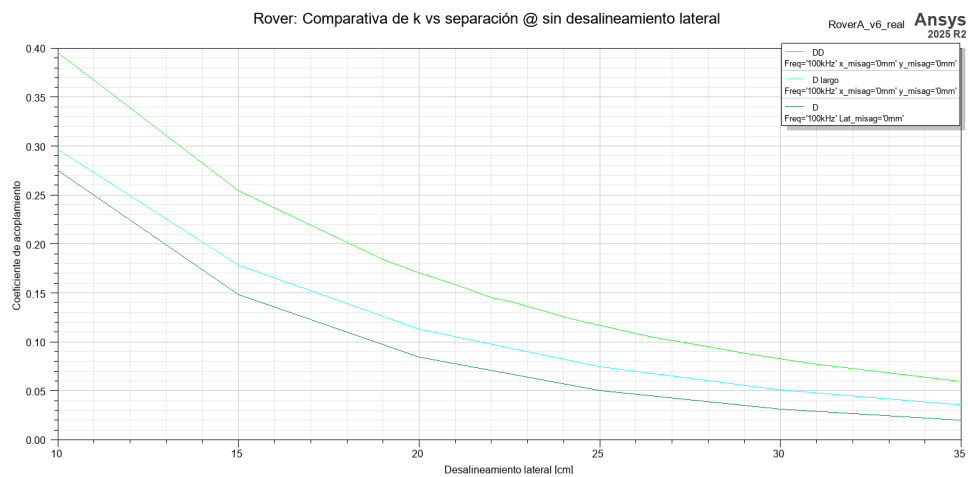


(a)

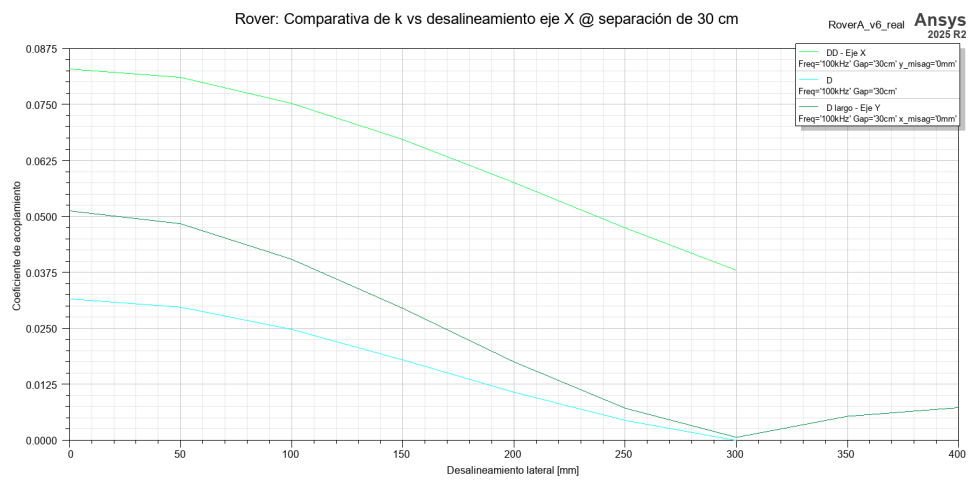


(b)

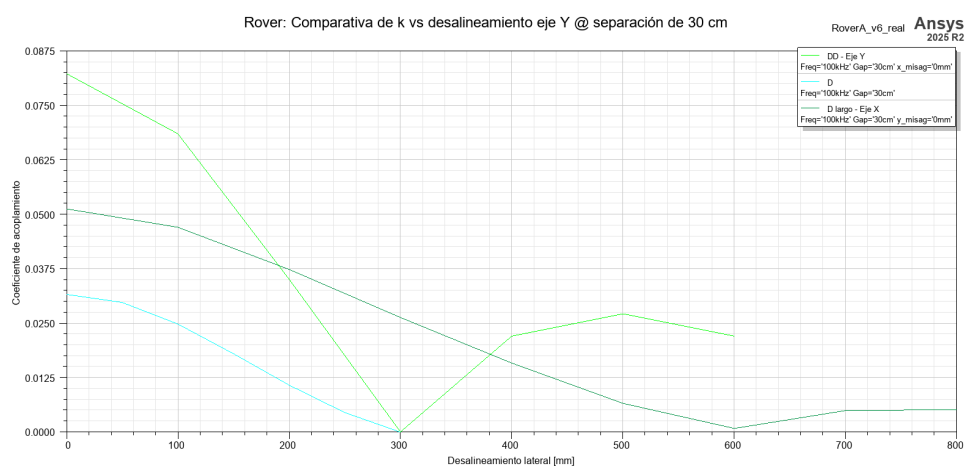
Figura 5.5: Comparativa de k a distintos desalineamientos en el drone: (a) Respuesta a separación vertical. (b) Respuesta a desalineamiento lateral.



(a)



(b)



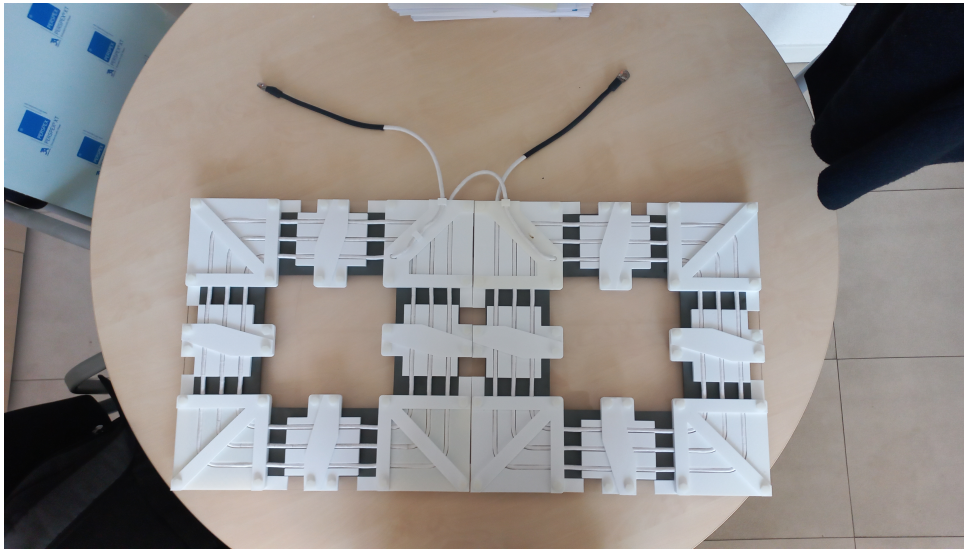
(c)

Figura 5.6: Comparativa de k a distintos desalineamientos en el rover: (a) Respuesta a separación vertical. (b) Respuesta a desalineamiento lateral respecto del eje X. (c) Respuesta a desalineamiento lateral respecto del eje Y.

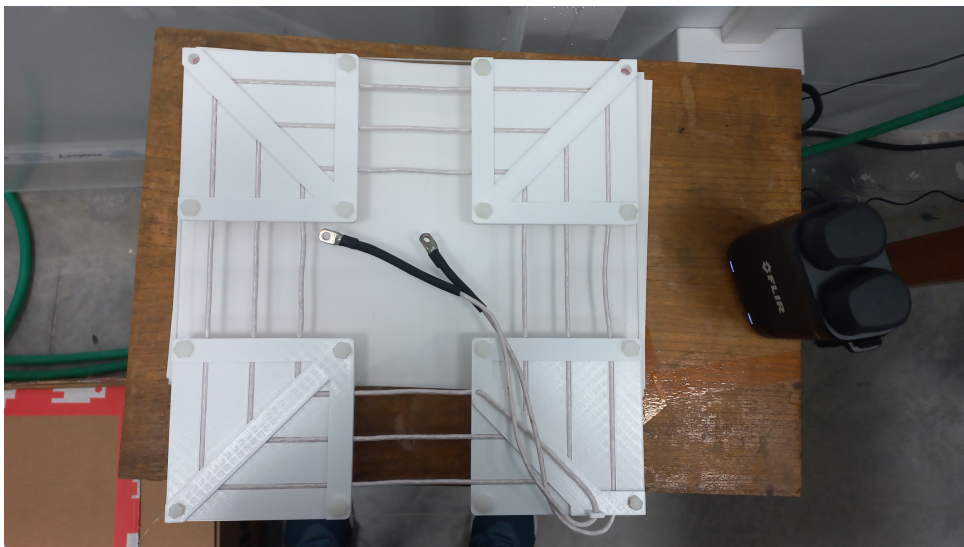
5.3. Ensayo de laboratorio

Los modelos DD-D del drone y DD-DD del drone se construyen para sus mediciones en el Laboratorio de Investigación en Electrónica de Potencia de Media Tensión del Centro de Electrónica Industrial (CEI). La elaboración del banco de pruebas y el montaje de las bobinas, aunque se describen en este documento, **no son autoridad del autor de este proyecto**.

En la imagen 5.7 se muestra el montaje de la bobinas de $18 \mu\text{H}$ tipo DD y la bobina de $4 \mu\text{H}$ tipo D. Su montaje se ha realizado de la manera más fiel posible a los modelos de la figuras 4.16 y 4.14. Los cables utilizados son hilos de Litz $2000 \times 0,1 \text{ mm}$ para el rover e hilos de Litz $700 \times 0,1 \text{ mm}$ para el drone. En los extremos de los cables se estaña un terminal redondo. Cada D del núcleo del rover se compone de doce placas de ferrita de dimensiones $100 \times 100 \times 4 \text{ mm}$. Las bobinas y las ferritas se sostienen mediante unos encajes atornillados de PLA impresos en 3D. El conjunto se asienta sobre una superficie de metacrilato que se utiliza como soporte base.



(a)



(b)

Figura 5.7: Prototipo real de: (a) Bobina DD real de $18 \mu\text{H}$ y (b) Bobina D real de $4 \mu\text{H}$.

En las figuras 5.9 y 5.10 se muestran las imágenes del montaje en el laboratorio. La bobina superior se atornilla sobre unos soportes encajados en la plataforma cuadrículada. En el caso del Rover, es necesario incluir un soporte de madera adicional debido al peso de la plataforma. La madera, al no ser magnética, no afecta en las mediciones del ensayo. En las cuatro esquinas de las plataformas cuadrículadas se colocan unos tubos de PVC perforados a distintas alturas y se atornillan a la base. Las perforaciones se realizan a una separación de 1 cm entre ellas. Se dispone un pasador en las perforaciones de cada tubo para sostener las plataformas. Cambiando el pasador de agujero es posible ajustar la separación entre las bobinas.

Para las mediciones de L y de k se utiliza un medidor de impedancias E4990A de la marca *Keysight Technologies*. Este equipo se utiliza para medir resistencias, inductancias y capacitancias en un rango de 20 Hz hasta 50 MHz. Además cuenta con una función que permite registrar las mediciones en un fichero formato *CSV* [42].

Los cables de las bobinas se conectan con el analizador de impedancias a través de un cable extensor 16048G de la misma marca y un dispositivo de sujeción de pruebas 16047E. Para que los resultados no se vean alterados por la impedancia de los cables es imprescindible calibrar el E4990A antes de los ensayos mediante una compensación en corto y en abierto.

Para la medición de las L se conecta un terminal de la bobina al *high* del 16047E y otro al *low*. Para obtener la k debe realizarse la conexión de la figura 5.8. De esta manera, de acuerdo a la convención de signos:

$$L_{medida} = L_p + L_s - 2M \quad (5.1)$$

Y utilizando la expresión 3.3 finalmente

$$k = -\frac{L_{medida} - L_p - L_s}{2\sqrt{L_p L_s}} \quad (5.2)$$

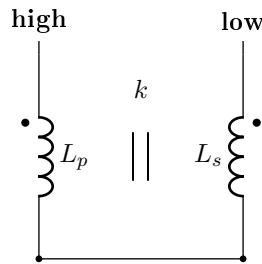


Figura 5.8: Esquema de bobinas acopladas con retorno común para medida de impedancia.

5.4. Mediciones

A continuación se muestran los resultados experimentales obtenidos para el enlace Tx-Drone tipo DD-D y Tx-Rover DD-DD contrastados con los resultados de las simulaciones.



Figura 5.9: Montaje en el laboratorio de las bobinas DD-D del enlace Tx-Drone.

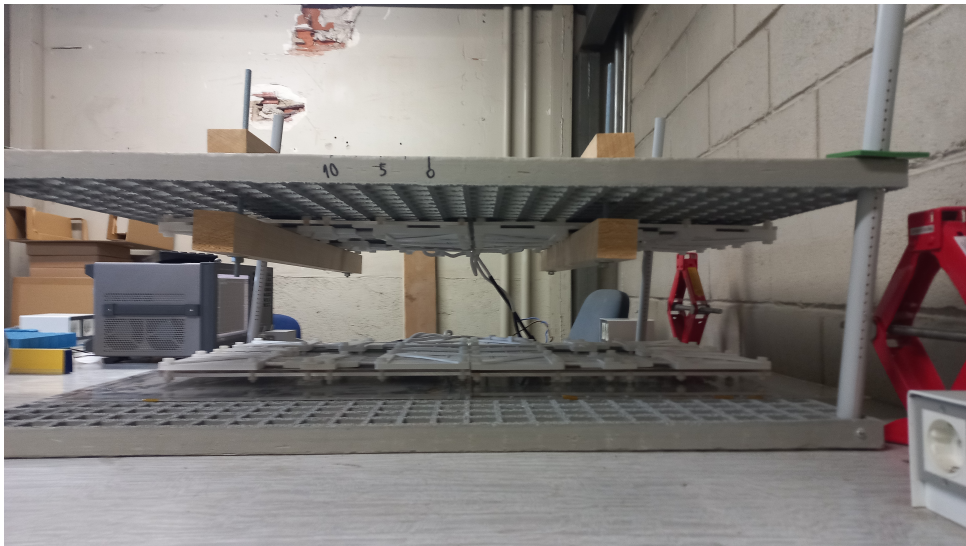


Figura 5.10: Montaje en el laboratorio de las bobinas DD-DD del enlace Tx-Rover.

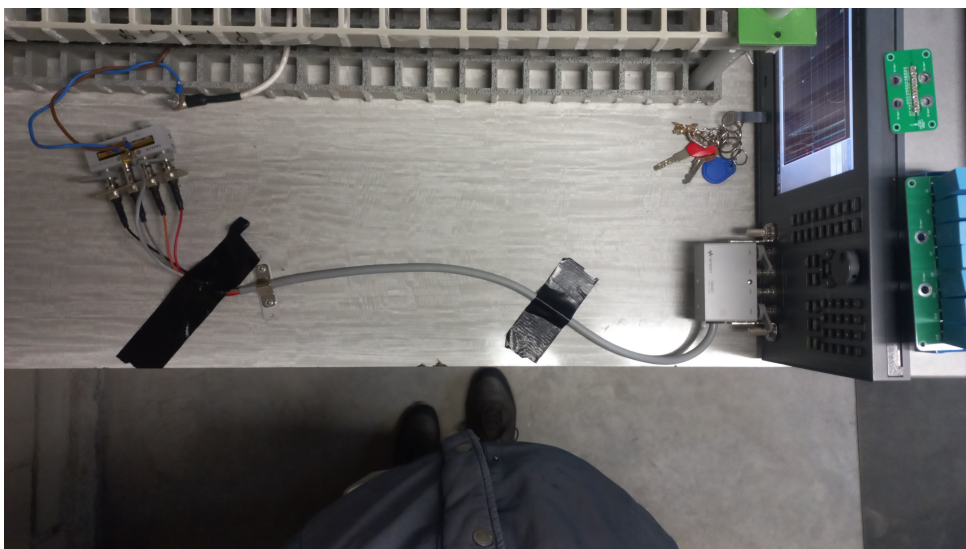


Figura 5.11: Conexión entre las bobinas y el analizador de impedancias.

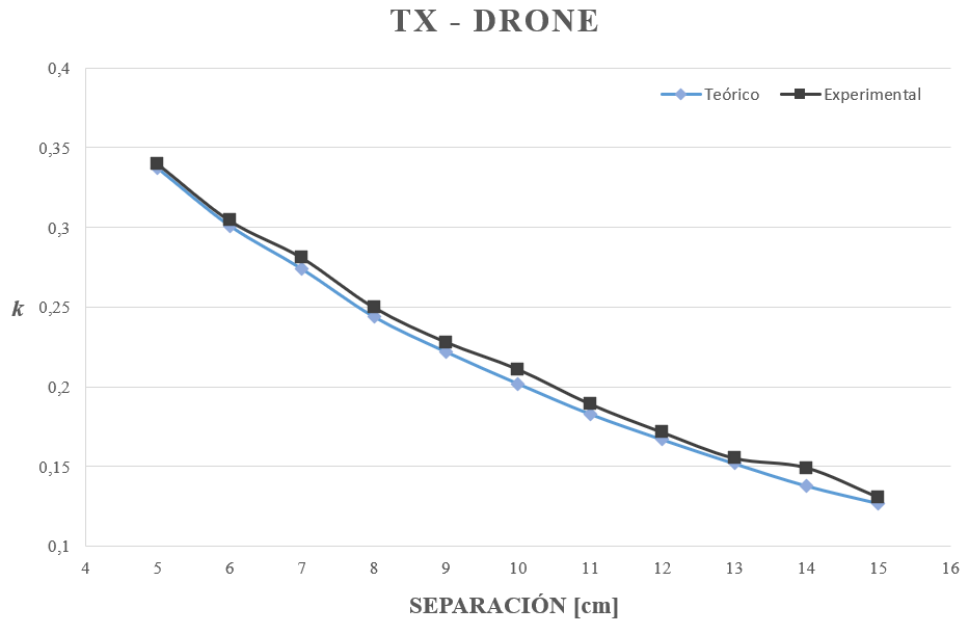


Figura 5.12: Degradación del coeficiente de acoplamiento teórico y experimental con la separación en el drone.

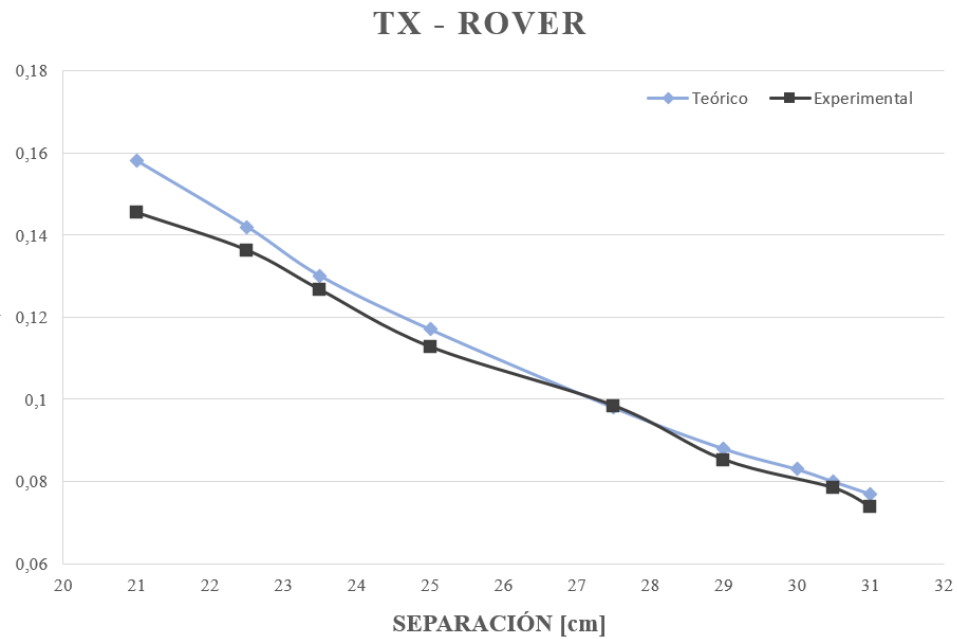


Figura 5.13: Degradación del coeficiente de acoplamiento teórico y experimental con la separación en el rover.

Bobina	$L_{\text{experimental}}$ [μH]	L_{teorico} [μH]	Error relativo
Rover	16,61	18,08	8 %
Drone	4,95	4,88	1 %
Tx	17,06	18,07	6 %

Cuadro 5.4: Valores experimentales y teóricos de las inductancias de las bobinas.

Bobina	$R_{\text{experimental}}$ [$m\Omega$]	R_{teorico} [$m\Omega$]	Error relativo
Rover	15,5	12,92	20 %
Drone	16,38	10,15	60 %
Tx	16,6	12,9	29 %

Cuadro 5.5: Valores experimentales y teóricos de las resistencias de las bobinas.

5.5. Discusión de las mediciones

El bajo error relativo cometido en las mediciones de las L con respecto a las simulaciones no solo demuestra la fiabilidad de las mismas, sino que valida la efectividad de las reglas de diseño propuestas.

En las mediciones de R los resultados sí son muy dispares con respecto a las simulaciones. Esto puede deberse al proceso de homogeneización, que si bien acelera considerablemente las simulaciones, acarrea un error considerable.

Las figuras 5.12 y 5.13 muestran que el acoplamiento previsto se acerca considerablemente a la realidad. Si bien es cierto que se nota cierta variabilidad en los valores medidos, esto puede deberse a alguna imprecisión a la hora de medir la distancia de separación relacionada con el montaje del banco de pruebas.

6. CONCLUSIONES

El objetivo de este proyecto es establecer unas reglas de diseño de acopladores inductivos basadas en el estado del arte para satisfacer las necesidades de una nueva arquitectura diseñada para alimentar las baterías de futuros rovers y drones empleados en misiones de exploración en Marte. Se considera necesario para esta causa dotar al rover con una placa de $18 \mu\text{H}$ y al drone con otra placa de $4 \mu\text{H}$ que sean capaces de enlazarse con una placa transmisora de $18 \mu\text{H}$. Con este propósito se han estudiado distintas propuestas de acopladores inductivos basados en las topologías D y DD del estado del arte, hasta dar con la configuración que mejor resuelve dichas necesidades.

Se han propuesto unas reglas de diseño heurísticas tras haber identificado cómo se relacionan entre sí los distintos parámetros geométricos, estudiar sus impactos en la autoinductancia de los devanados L y en el coeficiente de acoplamiento k y entender los fenómenos físicos que respaldan dichos comportamientos.

Se han llevado a cabo las simulaciones de cinco enlaces inductivos obtenidos mediante el modelado de cuatro bobinas distintas en un *software* de cálculo de elementos finitos: para el drone se ha diseñado un devanado sin núcleo ni blindaje que minimiza su peso y se ha analizado su comportamiento al emplear una placa transmisora tipo D y otra tipo DD; para el rover se han diseñado tres placas con núcleo y blindaje: una tipo D, otra tipo DD equivalente a conectar dos D en serie y una última tipo D que ocupa el mismo área que la DD. Se ha realizado una comparativa de la evolución de k en los diseños del rover y del drone ante distintos desalineamientos.

La placa DD del rover y la placa D del drone han sido prototipadas en el laboratorio. Se ha medido con un analizador de impedancias los valores de L en el enlace DD-DD T_x -Rover y en el enlace DD-D T_x -Drone. También se ha medido la degradación de k frente a la separación vertical entre placas.

Los resultados obtenidos de las simulaciones demuestran que la topología DD da pie a acoplamientos inductivos mucho más intensos y eficientes que la topología D. Del mismo modo, se han diseñado unas bobinas basadas en dichas topologías que satisfacen con éxito las necesidades de la arquitectura definidas en el proyecto y demuestran la eficacia de las reglas propuestas. Se ha probado que es posible diseñar la bobina del drone sin necesidad de emplear ferrita para su aplicación. Se ha comprobado que la plataforma DD del transmisor T_x puede alimentar tanto al drone como al rover. Las mediciones efectuadas en el laboratorio corroboran la precisión de las simulaciones realizadas.

7. LÍNEAS FUTURAS

Este proyecto es una primera aproximación a una arquitectura de acopladores inductivos polivalentes adaptados a misiones en Marte. Sin embargo, aún quedan áreas en las que el proyecto puede desarrollarse todavía más.

La primera de las propuestas es analizar cómo las condiciones térmicas de Marte pueden afectar al sistema. Aunque la ferrita se calienta localmente debido a las pérdidas por corriente parásita, en Marte la disipación por convección es muy limitada debido a que su atmósfera es muy poco densa, y las temperaturas son muy inferiores a las terrestres. Esto puede afectar considerablemente a las propiedades magnéticas de la ferrita, incluso ser fuente de fallo mecánico por el gradiente térmico.

También se sugiere el salto de la alimentación monofásica a la multifásica. La corriente multifásica reduce el campo disperso generado, incrementa la densidad de potencia y reduce el tamaño del filtro de capacitores en la etapa inversora y rectificadora. Recientemente se han estado realizando avances en el campo de los acopladores inductivos en esta materia. Un ejemplo es la implementación de una bobina DD emisora capaz de alimentar una bobina receptora trifásica conectada en estrella [43].

La propuesta futura incluye diseñar un acoplador inductivo multifásico en una nueva topología capaz de alimentar un rover de 3 kW, un robot de 6 kW y otro rover de 9 kW.

8. PLANIFICACIÓN TEMPORAL Y PRESUPUESTO

8.1. Diagrama de Gantt

A continuación se muestra el diagrama Gantt del proyecto en la figura 8.1.

Wi-UFO: Reglas de diseño para una nueva arquitectura de alimentación inalámbrica para vehículos autónomos con demandas de potencia variables

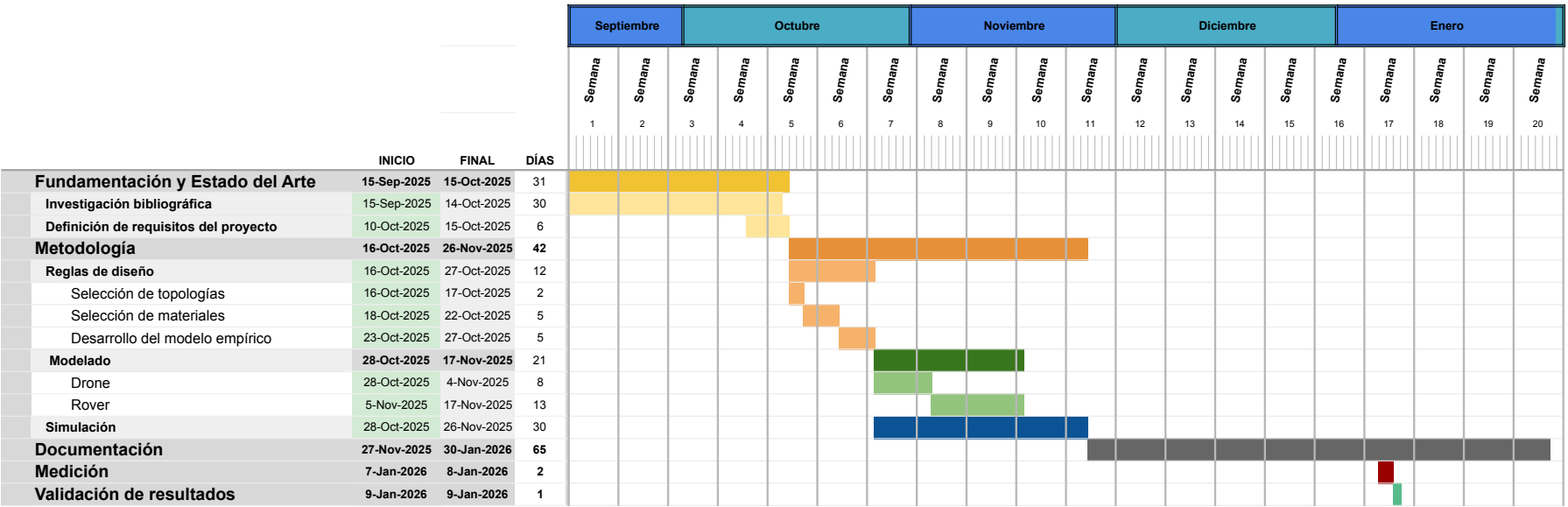


Figura 8.1: Diagrama Gantt del proyecto.

8.2. Presupuesto

El presupuesto se adjunta en la figura 8.2.

Componentes	Coste unitario	Cantidad	Total
Placas de ferrita 100x100x4 mm	15,33 €	48,00 U	735,98 €
Hilo de Litz 2000x0,1 mm	39,16 €/kg	3,00 Kg	117,48 €
Hilo de Litz 700x0,1 mm	40,07 €/kg	1,00 Kg	40,07 €
Carrete contrachapado	32,00 €	2,00 U	64,00 €
Metacrilato	18,33 €	5,00 U	91,65 €
Lingote de estaño para soldar 300g	18,25 €	1,00 U	18,25 €
Terminal redondo M6	1,35 €	8,00 U	10,80 €
Filamento PLA impresión 3D	37,46 €	1,00 U	37,46 €
Tornillos M6x160	0,62 €	2,00 U	1,23 €
Tornillos M6x50	1,09 €	6,00 U	6,55 €
Arandelas M6	0,09 €	6,00 U	0,51 €
Tuerca M6	0,11 €	2,00 U	0,21 €
Tubo PVC	2,81 €	1,00 U	2,81 €
Clavo pasador 1,3mm	0,01 €	8,00 U	0,04 €
Maderas	12,00 €	1,00 U	12,00 €
Total componentes			1.139,05 €

Herramientas	Coste horario	Cantidad (horas)	Total
Baño de estaño crisol	0,01 €/h	0,33 h	0,00 €
Impresora 3D	0,07 €/h	30,00 h	2,08 €
Taladro	0,04 €/h	3,00 h	0,12 €
Llave inglesa	0,00 €/h	1,00 h	0,00 €
Ordenador	0,10 €/h	250,00 h	25,84 €
Total equipos			28,05 €

Equipos de medida	Coste horario	Cantidad (horas)	Total
Analizador de impedancias E4990A	2,17 €/h	6,00 h	13,00 €
Cable extensor 16048G	0,16 €/h	6,00 h	0,94 €
Dispositivo de sujeción de cables 16047E	0,15 €/h	6,00 h	0,88 €
Total equipos			14,82 €

Software	Coste horario	Cantidad (horas)	Total
Ansys Electronics Desktop R2	5,68 €/h	100,00 h	568,18 €
MATLAB student licence	0,03 €/h	1,00 h	0,03 €
Excel	0,04 €/h	3,00 h	0,13 €
Total software			568,34 €

Mano de obra	Coste horario	Número de horas	Total
Alumno	20,00 €/h	300,00 h	6.000,00 €
Total mano de obra			6.000,00 €
TOTAL PROYECTO			7.750,26 €

Cálculo de amortización			
Dispositivo	Precio de compra (€)	Años de vida útil	Amortización (€/hora)
Baño de estaño crisol	25,74 €	10,00	0,00
Impresora 3D	689,74 €	8,00	0,05
Taladro	38,01 €	10,00	0,00
Llave inglesa	13,36 €	30,00	0,00
Ordenador	900,00 €	7,00	0,07
Analizador de impedancias E4990A	56.861,00 €	15,00	2,15
Cable extensor 16048G	2.756,00 €	10,00	0,16
Dispositivo de sujeción de cables 16047E	2.589,00 €	10,00	0,15

Cálculo consumo y mantenimiento		
Dispositivo	Consumo (kW)	Total consumo y mantenimiento (€/hora)
Baño de estaño crisol	0,14	0,01
Impresora 3D	0,27	0,02
Taladro	0,50	0,04
Ordenador	0,40	0,03
Analizador de impedancias E4990A	0,16	0,01

Cálculo de costes horarios			
Dispositivo	Amortización (€/hora)	Consumo (€/hora)	Total coste horario (€/hora)
Baño de estaño crisol	0,00	0,01	0,01
Impresora 3D	0,05	0,02	0,07
Taladro	0,00	0,04	0,04
Llave inglesa	0,00	0,00	0,00
Ordenador	0,07	0,03	0,10
Analizador de impedancias E4990A	2,15	0,01	2,17
Cable extensor 16048G	0,16		0,16
Dispositivo de sujeción de cables 16047E	0,15		0,15

Constantes	
Precio luz (€/kWh)	Horas laborales anuales
0,07575	1760

Figura 8.2: Presupuesto del proyecto.

9. EVALUACIÓN DE IMPACTOS

En este capítulo se presenta un breve estudio de impacto ambiental y social del proyecto Wi-UFO. El análisis comprende tanto aplicaciones terrestres como escenarios de exploración planetaria, considerando las distintas fases del ciclo de vida del sistema: diseño, fabricación, operación y fin de vida.

9.1. Estudio de impacto ambiental

La fabricación de los sistemas IPT requiere el uso de materiales conductores, dieléctricos, cerámicos, metálicos y semiconductores. El impacto asociado a esta fase está dominado por el proceso de extracción de las materias primas que los componen y el consumo energético empleado durante su transformación.

El trabajo propuesto prioriza unas reglas de diseño de acopladores inductivos cuyo objetivo es minimizar las pérdidas de energía durante la operación del sistema y minimizar el volumen de material empleado. Al tratarse de una arquitectura modular y reproducible, se favorece la estandarización y la reducción de residuos generados en procesos de fabricación en serie.

Puesto la tecnología no requiere conexiones físicas ni elementos mecánicos expuestos, se reduce considerablemente el desgaste. Al tratarse de un sistema eléctrico, no se generan emisiones contaminantes durante el funcionamiento, y su eficiencia no se ve mermada por la presencia de polvo u otros agentes ambientales debido a la naturaleza inductiva de la energía. Esto es especialmente significativo en misiones espaciales, donde cualquier intervención implica un elevado coste de energía y materiales.

La capacidad del sistema de alimentar múltiples vehículos con demanda de potencia distinta mediante una misma plataforma reduce la necesidad de emplear infraestructuras redundantes.

Al final de su vida útil el impacto ambiental es similar al de otros sistemas electrónicos de potencia. El cobre de los hilos de Litz es más difícil de reciclar que otros conductores homogéneos. Sin embargo, la modularidad del sistema facilita la sustitución de módulos sin desechar el sistema en su totalidad.

9.2. Estudio de impacto social

Esta tecnología puede ser extrapolada a otras aplicaciones cotidianas de uso para la población como la carga de vehículos o dispositivos móviles.

10. CONTRIBUCIÓN A LOS ODS

Este proyecto contribuye a los siguientes Objetivos de Desarrollo Sostenible establecidos en la Agenda 2030:

- **ODS 7: Energía Asequible y No Contaminante** - El proyecto Wi-UFO contribuye a la mejora de la eficiencia en sistemas de transferencia de energía eléctrica mediante tecnología de transferencia de potencia inalámbrica. La optimización del enlace inductivo

resonante permite reducir pérdidas energéticas, favoreciendo un uso más eficiente de la energía y facilitando la integración con fuentes de energía renovable en plataformas de carga autónomas.

- **ODS 9: Industria, Innovación e Infraestructura** - Wi-UFO se enmarca dentro del desarrollo de tecnologías innovadoras para la alimentación de vehículos autónomos. El establecimiento de reglas de diseño reproducibles y escalables para sistemas IPT fomenta la creación de infraestructuras energéticas más robustas, fiables y adaptables, especialmente en entornos extremos donde las soluciones convencionales presentan limitaciones.
- **ODS 12: Producción y Consumo Responsables** - El enfoque modular y optimizado del sistema Wi-UFO favorece un uso eficiente de materiales y recursos. La reducción del desgaste mecánico, la prolongación de la vida útil de los sistemas de carga y la facilidad de reciclaje de los componentes inductivos contribuyen a modelos de producción y consumo más sostenibles.
- **ODS 13: Acción por el Clima** - Al mejorar la eficiencia energética de los sistemas de alimentación eléctrica y reducir pérdidas, el proyecto contribuye indirectamente a la reducción de emisiones asociadas a la generación de energía. Asimismo, la posibilidad de aplicar esta tecnología a vehículos eléctricos favorece la transición hacia sistemas de movilidad con menor huella de carbono.

Anexo

10.1. Homogeneización del hilo de Litz

A continuación se presenta el código empleado en *MATLAB* para modelar los conductores de las simulaciones como hilos de Litz en las frecuencias especificadas en el cuadro 4.4. El código basa su funcionamiento en la homogeneización descrita en [44].

La autoría de ambos códigos se atribuye en el propio preámbulo del código.

```

1      %%*****
2      % * File: Lessons6_LitzWire.m
3      % * Description: Equivalent model to allow litz-wire winding
↳ simulations.
4      % * Author: Alberto Delgado Exposito, Assistant Professor, UPM.
5      % * References: COMPEL2018, ECCE18, SAAEI18 and Journal on PE:
6      % A. Delgado, G. Salinas, J. A. Oliver, J. A. Cobos and J.
↳ Rodriguez-Moreno,
7      % "Equivalent Conductor Layer for Fast 3-D Finite Element Simulations
↳ of Inductive
8      % Power Transfer Coils," in IEEE Transactions on Power Electronics,
↳ vol. 35,
9      % no. 6, pp. 6221-6230, June 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2949438.
10     % *****
11
12     %% Geometry Definition
13     freqo=700e3;
14     % First Step: Litz-wire Bundle definition:
15     PackingFactor=0.35;
16     % Second Step: Litz-wire Construction definition:
17     StrandDiameter=0.1e-3;
18     NumberStrand=800;
19     % Third Step: Equivalent Layer definition:
20     Nturns=1;
21     AL=StrandDiameter^2/4*pi*NumberStrand/PackingFactor
22
23     %% Geometric calculation
24     beta=PackingFactor;
25     ns=NumberStrand;
26     ds=StrandDiameter;
27     db=sqrt(ns*ds^2/beta)
28     ldb=db*0.5*sqrt(pi)
29     factorPoros=(db^2*pi/4*Nturns)/(AL);
30
31     %% Magnetic Definition
32     sigma=5.9e7; % Conductivity copper
33     freq1=[1e3:1e3:1e7]; % Frequency vector
34     for auxi=1:1:length(freq1)
35     if freq1(auxi) > freqo
36     break
37     end
38     end
39     freq=[ freq1(1:auxi-1) freqo freq1(auxi:end) ];
40     omega=freq.*2.*pi; % Angular Frequency
41     mu_0=4e-7*pi; % Vacuum permeability
42     delta=1./sqrt(sigma.*mu_0.*pi.*freq); % Skin Effect of strand
43
44     %% Constant definition
45     coefk=exp(3*pi*1i/4);
46     gamma=ds./(delta*sqrt(2)); % Gamma factor
47     x=gamma*coefk; % Delta factor

```

```

48 c1=((real(besselj(1,x))+imag(besselj(1,x)))/sqrt(2)); % ber0'(x)
49 c2=((imag(besselj(1,x))-real(besselj(1,x)))/sqrt(2)); % bei0'(x)
50 c3=real(besselj(0,x)); % ber0(x)
51 c4=imag(besselj(0,x)); % bei0(x)
52 c5=real(besselj(2,x)); % ber2(x)
53 c6=imag(besselj(2,x)); % bei2(x)
54
55 %% Solver
56 sigmaPst=(2*sigma./gamma).*(c1.^2+c2.^2)./(c3.*c2-c4.*c1);
57 sigmaPh=sigmaPst*beta*factorPorro;
58
↪ muPPst=-16.*gamma./(sigma.*omega*ds^2).*((c5.*c1+c6.*c2)./(c3.^2+c4.^2));
59 muPPh=(muPPst)*beta*factorPorro;
60 muRxLayer1=kkrebook2(omega,muPPh,0);
61 cte=mu_0-muRxLayer1(1);
62 muRxLayer=muRxLayer1+cte;
63
64 %% Graph to Ansys Maxwell
65 figure(1)
66 semilogx(freq,muPPh/mu_0,'linewidth',2);
67 xlabel('Frequency (Hz)');
68 ylabel('Imaginary Permeability \mu''_h/\mu_0')
69 title(['Litz wire (N_{st} x \0_{st}): ' num2str(ns) 'x' num2str(ds*1e3)
↪ ' mm'])
70 grid on

```

Código 1: Cálculo de μ'_h y μ''_h para simular alambres Litz

```

1 function rechi=kkrebook2(omega,imchi,alpha)
2 % The program inputs are the vector of the frequency
3 % (or energy) components, the vector of the imaginary
4 % part of the susceptibility under examination, and
5 % the value of the moment considered.
6 % This files accompanies the book:
7 % "Kramers-Kronig Relations in Optical Materials Research"
8 % by Lucarini, V., Saarinen, J.J., Peiponen, K.-E., Vartiainen, E.M.
9 % Springer, Heidelberg, 2005
10
11 if size(omega,1)>size(omega,2);
12 omega=omega';
13 end;
14
15 if size(imchi,1)>size(imchi,2);
16 imchi=imchi';
17 end;
18
19 % Size of the vectors.
20 g=size(omega,2);
21
22 % The output is initialized.
23 rechi=zeros(size(imchi));
24 a=zeros(size(imchi));
25 b=zeros(size(imchi));
26
27 % Frequency (or energy) interval
28 deltaomega=omega(2)-omega(1);
29
30 j=1;
31 beta1=0;
32 for k=2:g;
33 b(1)=beta1+imchi(k)*omega(k)^(2*alpha+1)/(omega(k)^2-omega(1)^2);
34 beta1=b(1);
35 end;
36 rechi(1)=2/pi*deltaomega*b(1)*omega(1)^(-2*alpha);

```

```
37
38     % Last element of the output
39     j=g;
40     alpha1=0;
41     for k=1:g-1;
42     a(g)=alpha1+imchi(k)*omega(k)^(2*alpha+1)/(omega(k)^2-omega(g)^2);
43     alpha1=a(g);
44     end;
45     rechi(g)=2/pi*deltaomega*a(g)*omega(g)^(-2*alpha);
46
47     % Loop on the inner components of the output vector.
48     for j=2:g-1;
49     alpha1=0;
50     beta1=0;
51     for k=1:j-1;
52     a(j)=alpha1+imchi(k)*omega(k)^(2*alpha+1)/(omega(k)^2-omega(j)^2);
53     alpha1=a(j);
54     end;
55     for k=j+1:g;
56     b(j)=beta1+imchi(k)*omega(k)^(2*alpha+1)/(omega(k)^2-omega(j)^2);
57     beta1=b(j);
58     end;
59     rechi(j)=2/pi*deltaomega*(a(j)+b(j))*omega(j)^(-2*alpha);
60     end;
```

Código 2: Implementación de las relaciones de Kramers-Kronig para el cálculo de μ'_h y μ''_h

A. Apéndice

Acrónimos

Acrónimo	Significado
CPT	Capacitive Power Transfer
CSV	Comma-Separated Values
EMI	Electromagnetic Interference
ESA	European Space Agency
EV	Electric Vehicle
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
IoT	Internet of Things
IPT	Inductive Power Transfer
LOD	Living Object Detection
MOD	Metal Object Detection
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
NASA	National Aeronautics and Space Administration
PLA	Ácido poliláctico
PVC	Policloruro de vinilo
RTG	Radioisotope Thermoelectric Generator
WPT	Wireless Power Transfer
ZCS	Zero Current Switching
ZVS	Zero Voltage Switching
MMRTG	Multi-Mission Radioisotope Thermoelectric Generator

Cuadro A.1: Acrónimos.

Bibliografía

- [1] NASA. «Humans to Mars,» National Aeronautics y Space Administration, visitado 30 de ene. de 2026. dirección: <https://www.nasa.gov/humans-in-space/humans-to-mars/>
- [2] No solo Sputnik, *Cronología de la exploración de Marte*, <https://nosolosputnik.com/el-planeta-marte/exploracion-de-marte/cronologia-de-la-exploracion-de-marte/>, Accedido: 29 de enero de 2026, 2024. dirección: <https://nosolosputnik.com/el-planeta-marte/exploracion-de-marte/cronologia-de-la-exploracion-de-marte/>
- [3] NASA, «Mars Exploration Rover Mission Fact Sheet,» National Aeronautics y Space Administration, Washington, D.C., Fact Sheet 788, 2020. visitado 30 de ene. de 2026. dirección: https://mars.nasa.gov/internal_resources/788/
- [4] J. Sampedro, *Por qué no hay rastro de las misiones a Marte en Google Earth*, https://elpais.com/elpais/2017/07/05/ciencia/1499252206_200576.html, Accedido: 29 de enero de 2026, jul. de 2017. dirección: https://elpais.com/elpais/2017/07/05/ciencia/1499252206_200576.html
- [5] NASA, *Finaliza la misión del helicóptero Ingenuity en Marte*, <https://ciencia.nasa.gov/sistema-solar/finaliza-la-mision-del-helicoptero-ingenuity-en-marte/>, Accedido: 29 de enero de 2026, ene. de 2024. dirección: <https://ciencia.nasa.gov/sistema-solar/finaliza-la-mision-del-helicoptero-ingenuity-en-marte/>
- [6] N. Shinohara, *Wireless Power Transfer via Radiowaves*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2014, ISBN: 978-1-848-21605-1.
- [7] S. Abdullah, P. J. S. Mulles y R. E. Amaya, «A New Adaptive Wireless Power Transfer Solution for Use with Space Rovers and Vehicles,» en *2022 IEEE International Conference on Wireless for Space and Extreme Environments (WiSEE)*, 2022, págs. 49-54. DOI: [10.1109/WiSEE49342.2022.9926932](https://doi.org/10.1109/WiSEE49342.2022.9926932)
- [8] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher y M. Soljačić, «Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances,» *Science*, vol. 317, n.º 5834, págs. 83-86, 2007. DOI: [10.1126/science.1143254](https://doi.org/10.1126/science.1143254) dirección: <http://www.jstor.org/stable/20036648>
- [9] S.-Y. R. Hui, Y. Yang y C. Zhang, «Wireless Power Transfer: A Paradigm Shift for the Next Generation,» *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 11, n.º 3, págs. 2412-2427, 2023. DOI: [10.1109/JESTPE.2023.3237792](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2023.3237792)
- [10] H.-J. Kim, H. Hirayama, S. Kim, K. J. Han, R. Zhang y J.-W. Choi, «Review of Near-Field Wireless Power and Communication for Biomedical Applications,» *IEEE Access*, vol. 5, págs. 21264-21285, 2017. DOI: [10.1109/ACCESS.2017.2757267](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2757267)
- [11] S. C. Albuquerque, Ú. C. Resende, M. M. Almeida, C. C. Moro Carmo e I. V. Soares, «Optimized Wireless Power Transfer From Unmanned Aerial Vehicle to Internet of Things Devices,» en *2025 IEEE Wireless Power Technology Conference and Expo (WPTCE)*, 2025, págs. 1-4. DOI: [10.1109/WPTCE62521.2025.11062248](https://doi.org/10.1109/WPTCE62521.2025.11062248)
- [12] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim y Z. Han, «Wireless Charging Technologies: Fundamentals, Standards, and Network Applications,» *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 18, n.º 2, págs. 1413-1452, 2016. DOI: [10.1109/COMST.2015.2499783](https://doi.org/10.1109/COMST.2015.2499783)

- [13] A. Delgado Expósito, «Analysis and guidelines for inductive power transfer links design,» Tesis doct., Universidad Politécnica de Madrid, Madrid, España, 2021.
DOI: [10.20868/UPM.thesis.66444](https://doi.org/10.20868/UPM.thesis.66444) dirección: <https://oa.upm.es/66444/>
- [14] R. W. Erickson y D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd. New York: Springer Science & Business Media, 2001, ISBN: 978-0-7923-7270-7.
- [15] W. G. Hurley y W. H. Wölflé,
Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2013, ISBN: 978-1-119-94225-2.
- [16] R. L. Steigerwald, «A comparison of half-bridge resonant converter topologies,» págs. 135-144, 1987. DOI: [10.1109/APEC.1987.7067142](https://doi.org/10.1109/APEC.1987.7067142)
- [17] G. A. Covic y J. T. Boys, «Inductive Power Transfer,» *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, n.º 6, págs. 1276-1289, 2013.
DOI: [10.1109/JPROC.2013.2244536](https://doi.org/10.1109/JPROC.2013.2244536)
- [18] Z. Hu, L. Wang, H. Wang, Y.-F. Liu y P. C. Sen, «An Accurate Design Algorithm for LLC Resonant Converters—Part I,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n.º 8, págs. 5435-5447, 2016.
DOI: [10.1109/TPEL.2015.2496333](https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2496333)
- [19] F. Duan, X. Hao, L. Huang y T. Liu,
«Analysis and Design of Single Stage LLC Resonant Converter with High Power Factor,» en *2021 4th International Conference on Energy, Electrical and Power Engineering (CEEPE)*, 2021, págs. 164-169. DOI: [10.1109/CEEPE51765.2021.9475700](https://doi.org/10.1109/CEEPE51765.2021.9475700)
- [20] J. Lazar y R. Martinelli, «Steady-state analysis of the LLC series resonant converter,» en *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181)*, vol. 2, 2001, 728-735 vol.2.
DOI: [10.1109/APEC.2001.912451](https://doi.org/10.1109/APEC.2001.912451)
- [21] A. Berger, M. Agostinelli, S. Vesti, J. A. Oliver, J. A. Cobos y M. Huemer, «A Wireless Charging System Applying Phase-Shift and Amplitude Control to Maximize Efficiency and Extractable Power,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n.º 11, págs. 6338-6348, 2015.
DOI: [10.1109/TPEL.2015.2410216](https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2410216)
- [22] V. Vorperian y S. Čuk, «A complete DC analysis of the series resonant converter,» en *1982 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Cambridge, MA, USA, 1982, págs. 85-100. DOI: [10.1109/PESC.1982.7072398](https://doi.org/10.1109/PESC.1982.7072398)
- [23] R. L. Steigerwald, «High-Frequency Resonant Transistor DC-DC Converters,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE-31, n.º 2, págs. 181-191, 1984.
DOI: [10.1109/TIE.1984.350066](https://doi.org/10.1109/TIE.1984.350066)
- [24] V. Vorperian, «Quasi-square-wave converters: topologies and analysis,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, n.º 2, págs. 183-191, 1988.
DOI: [10.1109/63.4348](https://doi.org/10.1109/63.4348)
- [25] S. Fan et al.,
«An Improved Interleaved DC-DC Converter with Zero Voltage Switching Operation,» en *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, 2018, págs. 1-5. DOI: [10.1109/ITEC-AP.2018.8433267](https://doi.org/10.1109/ITEC-AP.2018.8433267)
- [26] K.-H. Liu y F. Lee, «Zero-voltage switching technique in DC/DC converters,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 5, n.º 3, págs. 293-304, 1990.
DOI: [10.1109/63.56520](https://doi.org/10.1109/63.56520)

- [27] S. Li y C. C. Mi, «Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications,» *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, n.º 1, págs. 4-17, 2015. DOI: [10.1109/JESTPE.2014.2319453](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2014.2319453)
- [28] N. Kumar, *Comprehensive Physics for Class XII*. New Delhi: Laxmi Publications, 2003, págs. 280-284, ISBN: 978-81-7008-592-8.
- [29] J. A. Ferreira, «Electromagnetic modelling of power electronic converters under conditions of appreciable skin and proximity effects,» Supervisors: Prof. J.D. van Wyk and Prof. H-Ch. Skudelny, Doctor in Engineering Thesis, Rand Afrikaans University, Johannesburg, South Africa, 1987. dirección: <http://hdl.handle.net/10210/12204>
- [30] J. Ferreira, «Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, n.º 1, págs. 127-131, 1994. DOI: [10.1109/63.285503](https://doi.org/10.1109/63.285503)
- [31] Wireless Power Consortium, *Qi Specification: MPP Power Receiver Compliance Tests, Version 2.2.1*, Specification, Published June 19, 2025, Wireless Power Consortium, jun. de 2025. dirección: <https://www.wirelesspowerconsortium.com/>
- [32] SAE International, «Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-In/Electric Vehicles and Alignment Methodology,» SAE International, Warrendale, PA, USA, Standard SAE J2954, ago. de 2024. DOI: [10.4271/J2954_202408](https://doi.org/10.4271/J2954_202408)
- [33] G. A. Covic y J. T. Boys, «Modern Trends in Inductive Power Transfer for Transportation Applications,» *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, n.º 1, págs. 28-41, 2013. DOI: [10.1109/JESTPE.2013.2264473](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2013.2264473)
- [34] M. Budhia, J. T. Boys, G. A. Covic y C.-Y. Huang, «Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, n.º 1, págs. 318-328, 2013. DOI: [10.1109/TIE.2011.2179274](https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2179274)
- [35] New England Wire Technologies, *Type 4 Litz Wire*, <https://litzwire.com/types-of-litz-wire/type-4-litz-wire/>, Accessed: 2026-01-25, 2026.
- [36] C. Sullivan, «Optimal choice for number of strands in a litz-wire transformer winding,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, n.º 2, págs. 283-291, 1999. DOI: [10.1109/63.750181](https://doi.org/10.1109/63.750181)
- [37] W. Hurley, E. Gath y J. Breslin, «Optimizing the AC resistance of multilayer transformer windings with arbitrary current waveforms,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, n.º 2, págs. 369-376, 2000. DOI: [10.1109/63.838110](https://doi.org/10.1109/63.838110)
- [38] A. Delgado, G. Salinas, J. Rodríguez, J. A. Oliver y J. A. Cobos, «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,» en *2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2018, págs. 1-5. DOI: [10.1109/COMPEL.2018.8460012](https://doi.org/10.1109/COMPEL.2018.8460012)
- [39] Ferroxcube, *Soft Ferrites and Accessories: Data Handbook 2013*, Disponible on-line en: <https://www.ferroxcube.com>, Ferroxcube, Eindhoven, Netherlands, 2013.

- [40] M. Budhia, G. A. Covic y J. T. Boys, «Design and Optimization of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, n.º 11, págs. 3096-3108, 2011. DOI: [10.1109/TPEL.2011.2143730](https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2143730)
- [41] M. Budhia, G. Covic y J. T. Boys, «A new IPT magnetic coupler for electric vehicle charging systems,» *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, págs. 2487-2492, 2010. dirección: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:43769902>
- [42] Keysight Technologies, *E4990A Impedance Analyzer, 20 Hz to 10/20/30/50/120 MHz*, Consultado el 27 de enero de 2026, Keysight Technologies, 2026. dirección: <https://www.keysight.com/us/en/product/E4990A/impedance-analyzer-20-hz-10-20-30-50-120-mhz.html>
- [43] G.-J. Su, M. Mohammad y V. P. Galigekere, «Interoperability between Three-Phase and Single-Phase WPT Systems,» en *2023 IEEE Wireless Power Technology Conference and Expo (WPTCE)*, 2023, págs. 1-6. DOI: [10.1109/WPTCE56855.2023.10215837](https://doi.org/10.1109/WPTCE56855.2023.10215837)
- [44] A. Delgado, G. Salinas, J. A. Oliver, J. A. Cobos y J. Rodriguez-Moreno, «Equivalent Conductor Layer for Fast 3-D Finite Element Simulations of Inductive Power Transfer Coils,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, n.º 6, págs. 6221-6230, 2020. DOI: [10.1109/TPEL.2019.2949438](https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2949438)